



**HAL**  
open science

# Caractérisation d'antenne et packaging électronique pour la bande de fréquence 200-325 GHz

Cybelle Belem-Gonçalves

► **To cite this version:**

Cybelle Belem-Gonçalves. Caractérisation d'antenne et packaging électronique pour la bande de fréquence 200-325 GHz. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Lille, 2020. Français. NNT : 2020LILUI001 . tel-03623210

**HAL Id: tel-03623210**

**<https://theses.hal.science/tel-03623210>**

Submitted on 29 Mar 2022

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

## Thèse

Présentée et soutenue publiquement pour l'obtention du titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LILLE

Spécialité : *Electronique Microélectronique, Nanoélectronique et micro-ondes*

par **Cybelle BELEM GONCALVES**

---

# **Caractérisation d'antenne et packaging électronique pour la bande de fréquence 200-325 GHz**

---

Thèse soutenue publiquement le 30/01/2020 à Lille devant le jury composé de :

Hervé Aubert, Professeur, Institut National Polytechnique de Toulouse	Rapporteur
Stéphane Bila, Directeur de recherche CNRS, Xlim Limoges.	Rapporteur
Anja Skrivervik, Professeur, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne.	Examineur
Diane Titz, Docteur, Université Côte d'Azur.	Examineur
Carlos Rio Del Boccio, Professeur, Universidad Pública de Navarra.	Examineur
Jorge R. Costa, Professeur, Instituto de Telecomunicacoes de Lisboa.	Examineur
Emmanuel Dubois, Directeur de Recherche CNRS, IEMN.	Examineur
Frédéric Giancesello, Docteur, ST Microelectronics.	Co-directeur
Cyril Luxey, Professeur, Université Côte d'Azur.	Co-directeur
Guillaume Ducournau, Professeur, Université de Lille.	Directeur



*“Intelligence is the ability to adapt to change”*

Stephen Hawking.



# REMERCIEMENTS

Je souhaite tout d'abord remercier les membres du jury ayant rapporté et examiné ces travaux de thèse. Merci au Pr. Hervé Aubert ainsi qu'au directeur de recherche Stéphane Bila d'avoir accepté d'être rapporteur et ainsi de juger ces travaux. Je remercie également la présidente du jury Pr. Anja Skrivervik ainsi que Dr. Diane Titz, Pr. Carlos Rio Del Boccio, Pr. Jorge R. Costa et le directeur de recherche Emmanuel Dubois d'avoir examiné ceux-ci.

Un grand merci à mes encadrants d'avoir planifié le sujet et de m'avoir dirigé. Merci Guillaume pour toutes les connaissances que tu as partagé avec moi et pour m'avoir aidé quand je pensais que les problèmes n'avaient pas de solution. Merci Cyril pour tes conseils et clarifications sur les théories antennaires. Merci Fred de t'être inquiété pour moi et de m'avoir poussé à toujours donner le meilleur de moi-même. Merci Emmanuel de m'avoir appris toutes les bases nécessaires pour les développements avec le laser et les discussions motivantes.

## Grenoble

Merci à mon équipe RF de m'avoir très bien accueilli à chaque déplacement à Crolles : Florence pour tes conseils (tu n'as pas conscience à quel point cela a été important pour moi). Daniel, pour les bonnes conversations multisujets. Simon, Cédric, Jean-Marc (avec tiret), je n'oublierai jamais cette première petite « balade » en montagne. Ophélie, Victor, Audrey, Metig, Romain, Elsa pour la bonne ambiance aux restos/Blind-Test. Twenty je n'oublierai jamais l'épisode où tu t'es enfermé sur le balcon de ta chambre d'hôtel. João, tu m'as aidé à augmenter mon vocabulaire des bêtises. Michel, Françoise et Gérard merci pour ces conversations lors de mes missions. Lucile, qui connaît tous les bons restos du monde entier (Lille, Grenoble, Nagoya).

## Lille

Merci à tous les personnels de l'IEMN : Nora et Andy, pour votre efficacité dans les traitements des dossiers. Valérie pour la préparation de mes missions.

Merci à l'équipe Techno : Flavie, tes conseils d'utilisation des plateformes laser sont super et quand tu es à côté ça avance plus vite. Marc, Guillaume Cochez, pour déboguer la machine de dépôt qui ne m'aimait pas. Un grand merci à Christophe d'avoir adapté les plans des

bras robotiques et m'a appris à prendre de belles photos sur le MEB. Ainsi que Jean Michel, pour faire toutes les pièces mécaniques dont j'avais besoin avec grand soin et perfection.

Merci à l'équipe Carac : Sylvie (ma maman en France), tu es superbe merci pour tous les conseils, motivations, blagues... Paix Dieu, Lentilles. Sophie, avec ses remarques toujours gentilles. Vanessa, de s'inquiéter pour moi quand je suis restée jusqu'à tard au labo. Etienne, pour avoir débuggé mon PC de carac plusieurs fois, bientôt on va changer l'ordinateur, je te le promets.

Merci à l'équipe Photonics-THz : Jean-François, pour avoir choisi le meilleur resto au curry de Nagoya et toutes les conversations agréables. Emilien, Stefano, Mathias, Romain (à la vitesse de la lumière) pour vos différents points de vue quand je présentais mon travail aux réunions du groupe. Fuanki ( tu seras toujours Photonics-THz) tu m'as fait bien rigoler avec tes blagues. Michael, Sergey, Haitham, Elias, Charbel, Louis merci pour la bonne ambiance et les conversations aux poses café, métro, concerts de Mel ... Lin, ma chère collègue de bureau qui m'a fait goûter plein de choses asiatiques, je n'arriverai jamais à prononcer ton prénom. Kévin, mon collègue de bureau/ami/correcteur merci pour ton aide dans plusieurs domaines. Mel, j'adore ton sens de l'humour, mes journées sont plus cools quand tu es là pour me faire sortir la tête du boulot, m'apprendre à différencier les bonnes bières ou me dire d'aller à l'escalade. Théo (Théodore quand tu fais de bêtises), merci de m'avoir écouté, rigoler et m'apprendre des choses dans des domaines les plus bizarres.

Merci à mes amis du repas du midi : Vinay, Aurélien, Yoan, Mohamed les premiers avec qui j'ai partagé le moment du midi avec des conversations « très scientifiques ». Thierno pour sa capacité de raconter des bêtises en me faisant croire que c'est vrai. Giuseppe, Hugo pour m'avoir attendu à chaque fois que j'étais en carac. Jean-Marc (avec tiret), tu es trop cool, merci de m'avoir expliqué plusieurs choses qui vont de comment utiliser le VPN à se servir de la machine de dépôt en passant par les règles d'escalade ... Caroline, je ne sais même pas comment notre amitié a commencé, mais je sais que je suis très contente de t'avoir comme amie. Kathia, merci de m'avoir motivé, de m'avoir soutenu dans les moments difficiles, d'avoir fait du shopping avec moi ... Tu es beaucoup plus forte que ce que tu imagines.

## Brasil

Je tiens à remercier mes grands amis Thais et Tùlio, vous êtes les sœurs et frères que j'ai choisi d'avoir.

Merci à ma belle-famille : Dona Aurenny, Seu Luiz et Ana d'avoir appris à Arthur à être le meilleur mari du monde. Vous êtes une famille admirable.

Merci à mon mari Arthur, pour ton support émotionnel, académique et pour avoir rigolé de mes blagues qui n'ont aucun sens, etc ...

Merci à ma base vectorielle (mes parents Maria et Raimundo), vous êtes les meilleurs parents du monde entier pour moi. Ce n'est pas tous les parents que croient en l'avenir de leurs enfants, je promets de toujours faire de mon mieux pour ne jamais vous décevoir. Ricardo, merci de m'avoir embêté ça m'a bien aidé à supporter tous les types de gens. Silvia et Fabrício de m'avoir montré le chemin, j'admire vraiment votre courage. Cira, merci de m'avoir éduqué de manière sévère et très présente. Tu es comme une maman pour moi. Michelle, ta force et ta persévérance m'inspirent. Shirley, merci d'avoir été ma confidente et d'avoir été présent dans plusieurs moments dans ma vie.





# RESUME

L'augmentation exponentielle du trafic des données mobiles rend les réseaux plus denses ce que réduit la qualité des liaisons sans fil du côté utilisateur. Ainsi, des débits de données supérieurs à ceux attendus actuellement (1 Gb/s en moyenne) sont nécessaires. Cependant, augmenter le débit pour l'utilisateur implique d'augmenter considérablement le débit dans les liens fronthaul/backhaul (40 Gb/s) sans fil connectés au cœur de réseau. En raison de ses larges bandes passantes, la bande de fréquence 220-325 GHz, normalisée par le standard IEEE 802.15.3d, est devenue sujet de recherche qui a abouti à plusieurs démonstrations en laboratoire, car il est possible d'atteindre un débit de 100 Gb/s avec une modulation simple à ces fréquences. Néanmoins, pour une application de masse, les performances des dispositifs devraient être améliorées et des solutions à faible coût doivent être envisagées. Dans le cadre de cette thèse, trois sujets liés à ce type de communication sans fil dans la bande de fréquence 220-325 GHz, ont été traités : la conception d'un banc de mesure d'antenne, la fabrication d'antennes par impression 3D et la mise en place d'une technologie de packaging pour l'électronique THz utilisant le micro-usinage à base d'impulsions laser ultra-courtes.

# ABSTRACT

The exponential increase in mobile data traffic makes networks denser, which reduces the quality of wireless links for users. Thus, data rates higher than those currently expected (1 Gb/s) are required. However, increasing the throughput for users implies significantly increasing the throughput in the wireless fronthaul /backhaul links (40 Gb/s). Due to its wide bandwidth, the 220-325 GHz frequency band, standardized by the IEEE 802.15.3d standard, became a research topic that resulted in several laboratory demonstrations, as it is possible to expect 100 Gb/s with simple modulation at these frequencies. Nevertheless, for a mass application, device performance should be improved and low cost solutions should be considered. As part of this thesis, three topics related to this type of wireless communication in the 220-325 GHz frequency band, were treated: the design of an antenna measurement setup, the manufacture of antennas by printing 3D and the implementation of a packaging technology for THz electronics using micro-machining based on ultra-short laser pulses.

# SOMMAIRE

<b>1. Liaison sans fil à haut débit dans la bande 220-325 GHz</b> .....	<b>3</b>
1.1. Applications sans fil et trafic de données .....	5
1.1.1. Évolution du nombre d'appareils mobiles connectés .....	6
1.1.2. Conséquence sur le trafic de données sans fil .....	7
1.1.3. Évolution vers la 6G.....	10
1.2. Opportunité de <i>fronthaul</i> / <i>backhaul</i> sans fil .....	13
1.2.1. Normalisation de la bande de fréquence 220-325 GHz. ....	17
1.3. Possibilités de développer des liaisons sans fil à haut débit de données au-delà de 200 GHz.....	19
1.3.1. L'électronique à état solide appliquée aux communications entre 0,1 et 1 THz	19
1.3.2. La photonique appliquée aux communications entre 0,1 et 1 THz.....	21
1.4. Conclusion du chapitre 1 .....	23
1.5. Références du chapitre 1 .....	24
<b>2. Banc de mesure d'antennes innovant opérant dans la bande 220-325 GHz</b>	<b>27</b>
2.1. Définition d'une antenne.....	29
2.1.1. Zones de champs de l'antenne et rayonnement.....	29
2.1.2. Directivité et gain .....	31
2.1.3. Équation de transmission de Friis .....	31
2.2. Généralités concernant la mesure d'antennes .....	31
2.2.1. Principaux paramètres mesurés .....	32
2.2.2. Techniques de mesure disponibles .....	33
2.3. État de l'art des systèmes de mesure d'antennes au-delà 200 GHz .....	34
2.3.1. Systèmes reportés dans la littérature .....	35
2.3.2. Bilan et challenges à relever.....	38
2.4. Développement d'un système de mesure d'antenne innovant dans la bande 220-325 GHz .....	38
2.4.1. Intégration mécanique .....	39
2.4.2. Système électronique et métrologie .....	43
2.4.3. Procédure de calibration.....	45
2.4.4. Analyse de la sensibilité et de la dynamique de mesure .....	47
2.5. Validation expérimentale dans la bande 220 – 325 GHz.....	51

2.5.1.	Validation expérimentale à travers une comparaison avec la simulation électromagnétique .....	52
2.5.2.	Comparaison des performances du système avec une technique VNA .....	56
2.6.	Conclusions du chapitre 2 .....	57
2.7.	Références du chapitre 2 .....	59
<b>3.</b>	<b>Conception d'antennes dans la bande 220 – 325 GHz .....</b>	<b>61</b>
3.1.	Antennes cornets dans la bande 220-325 GHz .....	63
3.2.	Technologies d'impression 3D pour la fabrication d'antenne mmw .....	65
3.2.1.	Technologie d'impression 3D avec matériau diélectrique .....	65
3.2.2.	Technologie d'impression 3D en métal .....	66
3.2.3.	Avantages et inconvénients des technologies disponibles .....	67
3.2.4.	État de l'art des antennes cornets au-delà de 100 GHz conçus par impression 3D .....	68
3.3.	Conception d'une antenne cornet dans la bande 220- 325 GHz réalisées par impression 3D .....	70
3.3.1.	Spécifications de l'antenne visée .....	70
3.3.2.	Simulation des performances .....	71
3.4.	Comparaison des performances obtenues et discussion .....	72
3.5.	Conclusions du chapitre 3 .....	78
3.6.	Références du chapitre 3 .....	80
<b>4.</b>	<b>Technologie de packaging pour l'électronique THz utilisant le micro-usinage à base d'impulsions laser ultra-courtes .....</b>	<b>82</b>
4.1.	La Technique De Micro-Usinage Appliquée Aux Fréquences THz.....	84
4.1.1.	Etat de l'art des solutions de packaging sub-THz et THz déployées industriellement.....	84
4.1.2.	Etat de l'art des solutions de micro-usinage aux fréquences sub-THz et THz .....	85
4.1.3.	Opportunité offerte par l'usinage laser à impulsions ultracourtes .....	88
4.1.4.	Paramètres variables des lasers considérés .....	89
4.1.5.	Description du système laser utilisé.....	90
4.2.	Évaluation de substrats d'alumine ( Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> ) pour le développement d'une technologie de micro usinage par laser .....	92
4.2.1.	Définition d'un plan d'expérience afin de modéliser la précision et rugosité d'ablation.....	92
4.3.	Conception d'un guide d'onde fonctionnant dans la bande 220-325 GHz réalisé par micro-usinage laser .....	105
4.3.1.	Conception du véhicule de test avec le laser nanoseconde .....	106
4.3.2.	Conception d'un guide à double coude S-band.....	108
4.4.	Conclusions.....	119

4.5.	Références du chapitre .....	121
<b>5.</b>	<b>Conclusion générale et perspectives du travail de thèse .....</b>	<b>123</b>
5.1.	Conclusion générale.....	124
5.2.	Perspectives concernant le banc de mesure d'antennes.....	126
5.3.	Perspectives concernant la technologie de packaging pour l'électronique THz 129	
5.4.	Références du chapitre 5 .....	132
	<b>Liste des Publications .....</b>	<b>133</b>
	Congrès nationaux avec comité de lecture et actes .....	133
	Congrès internationaux avec comité de lecture et actes.....	133
	Articles .....	133
	<b>Liste des figures .....</b>	<b>135</b>
	<b>Acronymes.....</b>	<b>139</b>

# INTRODUCTION GENERALE

L'augmentation exponentielle du trafic des données mobiles rend les réseaux de communication plus chargés ce qui réduit la qualité des liaisons sans fil du côté utilisateur. Ainsi, des débits de données supérieurs à ceux attendus actuellement (1 Gb/s en moyenne) sont nécessaires. Cependant, augmenter le débit pour l'utilisateur implique d'augmenter considérablement le débit entre les liens fronthaul/backhaul (40 Gb/s) sans fils qui sont connectés au cœur de réseau. En raison de larges bandes passantes disponibles, la bande de fréquence 220-325 GHz, normalisée par le standard IEEE 802.15.3d, est devenue un sujet de recherche qui a abouti à plusieurs démonstrations en laboratoire, notamment des débits de 100 Gb/s à l'aide de modulations simples. Néanmoins, pour un marché de masse, les performances des dispositifs devraient être améliorées et des solutions à faible coût doivent être envisagées. Dans le cadre de cette thèse, trois sujets liés à ce type de communication sans fil dans la bande de fréquence 220-325 GHz ont été traités : la conception d'un banc de mesure d'antennes, la fabrication faible coût d'antennes par impression 3D et la mise en place d'une technologie de packaging pour l'électronique THz utilisant le micro-usinage à base d'impulsions laser ultra-courte.

Dans le **premier chapitre**, nous décrivons le contexte, les enjeux et besoins pour les futures générations de communications mobiles afin de mettre en évidence l'opportunité de développer des liaisons point-à-point sans fil mmw/THz rentables, capables d'atteindre des débits de données supérieurs à 100 Gb/s. Ces liaisons pourraient ensuite être éventuellement utilisées dans les réseaux mobiles fronthaul/backhaul pour les générations de communications émergentes.

Le **deuxième chapitre** présente le développement d'un nouveau banc de mesure afin de supporter nos développements antennaires dans la bande de fréquence 220-325 GHz. Ce banc permet d'effectuer des mesures sur presque toute la sphère (quasi-3D) entourant une antenne alimentée par guide d'ondes en utilisant une technique d'acquisition innovante. Les différents points clés de l'intégration mécanique et électronique, ainsi que sa validation avec des antennes de test et un comparatif avec une technique de mesure standard seront présentés.

Le **troisième chapitre** est consacré à la conception d'antennes opérant dans la bande de fréquences 220-325 GHz par impressions 3D. Ainsi, nous avons évalué une technique d'impression en polymère de type *Stereolithography apparatus* (SLA,) et deux techniques d'impression en métal *Direct Metal Laser Sintering* (DLMS) et *Selective laser melting* (SLM).

Dans le **quatrième chapitre** nous décrivons une nouvelle technologie de fabrication visant l'usinage du packaging électronique dans les fréquences THz utilisant le micro-usinage à base d'impulsions laser ultra-courte. Deux lasers avec une source nanoseconde et femtoseconde sont utilisés, évalués et les résultats de fabrication de guides d'ondes obtenus sont comparés, notamment avec des prototypes de guide d'ondes usinés.

Dans le **cinquième chapitre**, nous dressons une conclusion générale sur ces travaux en illustrant de possibles perspectives pour tous les axes de recherche abordés.



# **1. LIAISON SANS FIL A HAUT DEBIT DANS LA BANDE 220-325 GHZ**



<b>1.</b>	<b>Liaison sans fil à haut débit dans la bande 220-325 GHz .....</b>	<b>3</b>
1.1.	Applications sans fil et trafic de données .....	5
1.1.1.	Évolution du nombre d'appareils mobiles connectés .....	6
1.1.2.	Conséquence sur le trafic de données sans fil .....	7
1.1.3.	Évolution vers la 6G.....	10
1.2.	Opportunité de <i>fronthaul</i> / <i>backhaul</i> sans fil .....	13
1.2.1.	Normalisation de la bande de fréquence 220-325 GHz. ....	17
1.3.	Possibilités de développer des liaisons sans fil à haut débit de données au-delà de 200 GHz.....	19
1.3.1.	L'électronique a état solide appliquée aux communications entre 0,1 et 1 THz	19
1.3.2.	La photonique appliquée aux communications entre 0,1 et 1 THz.....	21
1.4.	Conclusion du chapitre 1 .....	23
1.5.	Références du chapitre 1 .....	24

Depuis l'introduction des premiers téléphones mobiles, des technologies numériques de plus en plus performantes sont devenues largement accessibles et démocratisées. Le nombre d'appareils mobiles connectés a donc augmenté à un rythme effréné avec l'avènement de nouveaux concepts qui dépassent les communications entre les êtres humains pour adresser aujourd'hui les communications entre machines ce qui a pour effet d'augmenter considérablement le trafic de données qui est supporté par les réseaux sans fil.

Pour gérer cette demande croissante de données tout en préservant une bonne qualité de débit pour l'utilisateur, notamment en ce qui concerne le streaming en temps réel, de nouvelles générations de communications sont investiguées. Cela conduit naturellement vers de nouveaux challenges associés aux développements des dispositifs électroniques (antennes, amplificateurs, détecteurs entre autres) utilisés dans les systèmes de communication.

Dans ce contexte, ce chapitre a pour but, dans un premier temps, de décrire les besoins liés aux communications mobiles afin d'introduire les problématiques existantes. Ensuite, nous détaillerons les solutions commerciales existantes qui tentent de supporter cette augmentation de trafic de données à travers. Puis, nous comparerons les solutions commerciales existantes qui tentent de supporter cette augmentation de trafic de données. Finalement, nous placerons dans ce contexte les besoins spécifiques qui seront abordés pendant cette thèse.

## **1.1. APPLICATIONS SANS FIL ET TRAFIC DE DONNEES**

Au cours des dernières décennies, nous avons assisté à une expansion du trafic de données liée à une évolution des usages qui a été réalisée à l'aide d'une migration des communications fixes vers les communications mobiles. Cela s'est traduit par une forte augmentation du nombre de périphériques mobiles connectés qui a donc engendré naturellement à une demande pour des débits de données plus élevés. À titre d'exemple, en 2017 les appareils fixes représentaient moins de la moitié du trafic IP mondial (48%). Les projections indiquent que le trafic de données mobiles sera multiplié par sept entre 2017 et 2022 de par la croissance rapide du nombre d'utilisateurs (cette tendance étant la conséquence directe du déploiement de nouveaux usages tels que la réalité augmentée et la diffusion de vidéo haute définition). Nous pouvons aussi noter que l'implémentation d'applications basées sur le concept de l'Internet des objets (IoT), qui peut être vus

comme une extension des communications machine à machine (M2M) [1], [2], déployée dans le contexte industriel, va encore renforcer cet appétit pour plus de mobilité et donc plus de données à échanger.

### 1.1.1. ÉVOLUTION DU NOMBRE D'APPAREILS MOBILES CONNECTÉS

Chaque année, de nouveaux appareils, de différentes formes, dotés de capacités et d'une intelligence accrue, sont introduits sur le marché et adoptés par les utilisateurs. Un nombre croissant d'applications M2M, telles que la vidéosurveillance, le suivi des soins de santé, le transport et le suivi des emballages ou des actifs, contribuent de manière significative à la croissance de ce nombre d'appareils et des connexions qui leurs sont associées. Pour illustrer ce point, la Figure 1.1 présente l'évolution estimée du nombre d'appareils connectés à internet entre 2017 et 2022 dans le monde (étude et projection réalisées en janvier 2019).

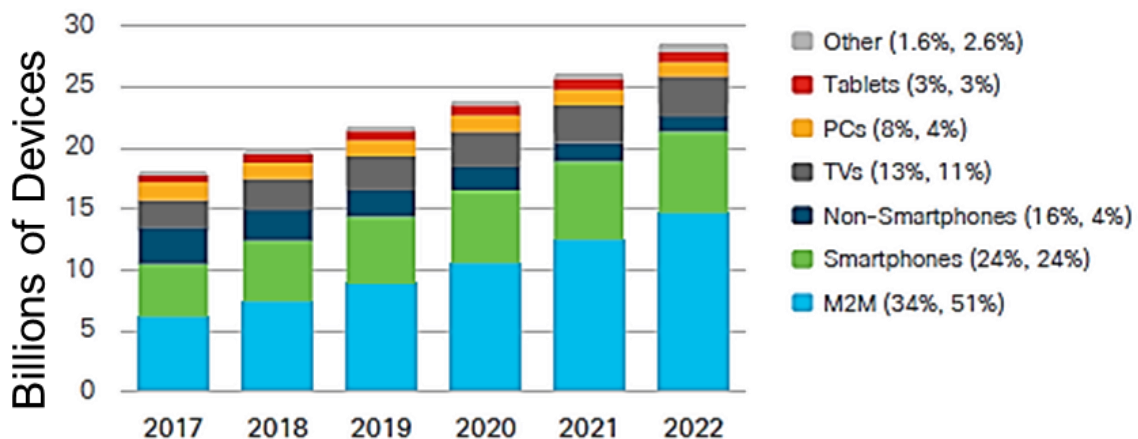


Figure 1.1: Projection de l'évolution des appareils connectés à internet dans le monde entier de 2017 à 2022 (en milliards) [3].

Selon les données reportées sur la Figure 1.1, il est estimé que les connexions M2M représentent plus de la moitié des connexions dans le monde d'ici 2022, surtout dans le domaine de l'industrie avec des applications telles que les dispositifs de suivi, la maintenance des machines et la gestion des stocks. Les téléphones intelligents (*Smartphone*) représentent la deuxième croissance la plus rapide possible, avec un taux de croissance annuel estimé à ~9%. Il faut cependant noter quelques disparités puisque par exemple les communications du type M2M ne sont responsables que de 4% du trafic des données alors que les communications par *Smartphone* représentent 23% du trafic de données en 2017.

### 1.1.2. CONSEQUENCE SUR LE TRAFIC DE DONNEES SANS FIL

Il est prévu que le trafic IP (*Internet Protocol*) mondial annuel atteindra 4,8 ZB par an d'ici 2022, sachant qu'en 2017, le trafic IP global était de 1,5 ZB par an. Plus précisément, le trafic IP est censé augmenter à un taux de croissance annuel de 26% entre 2017 et 2022 [3]. Cette projection a été confirmée puisqu'au deuxième trimestre de 2019 le trafic de données a dépassé les 30 EB/mois ( Figure 1.2a).

Cette explosion du trafic mondial de données sans fil sous l'impulsion de la démocratisation des smartphones implique une surcharge des réseaux mobiles déployés. En conséquence, les débits de données et la latence dont les utilisateurs font l'expérience au quotidien sont dégradés en raison de la disponibilité limitée de la bande passante allouée. Par conséquent, l'amélioration de la capacité des réseaux sans fil est devenue une priorité pour les opérateurs de télécommunications. Actuellement, cette tendance de l'industrie des télécommunications est prise en charge par le déploiement de la technologie de télécommunication cellulaire de cinquième génération (5G) (Figure 1.2b).

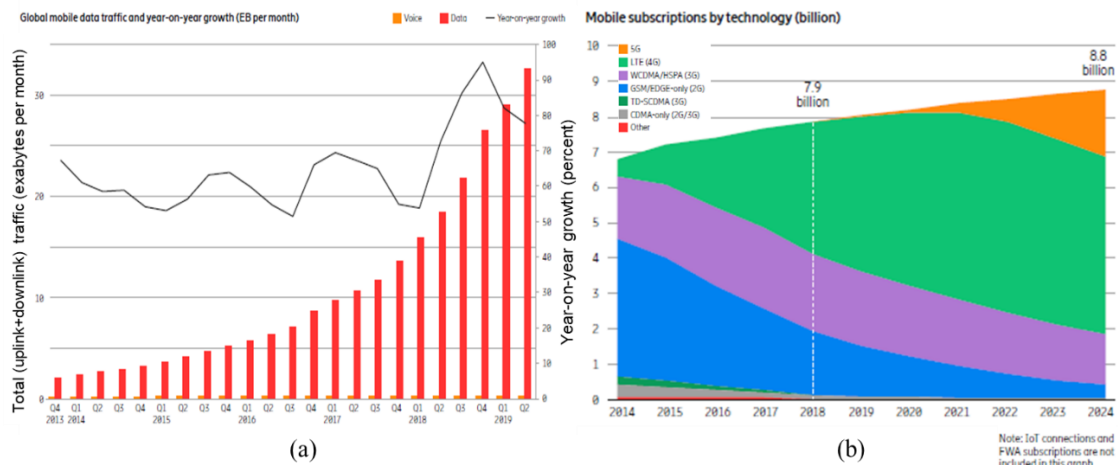


Figure 1.2: (a) Trafic mondial de données mobiles et croissance d'une année sur l'autre (EB par mois). (b) Nombre de souscriptions de forfaits mobiles par année et génération de téléphonie mobile associée.

Bien que la transition vers la 5G semble s'opérer sur une dynamique plus lente que celle observée entre la 2G/3G vers la 4G, certains fournisseurs de services de communication ont fixé des objectifs ambitieux pour atteindre une couverture de population pouvant atteindre 90% au cours de la première année de déploiement (2020).

Etant donné que les premiers appareils 5G commercialisés en 2018 étaient des routeurs mobiles, les opérateurs de téléphonie mobile se préparent actuellement à la vendre massive en 2020 de nouveaux smartphones supportant le standard 5G (par exemple basés sur la solution circuit Snapdragon 855 de Qualcomm). Les premiers

téléphones 5G sont déjà disponibles sur le marché depuis le deuxième trimestre de 2019 (Huawei Mate X, Samsung Galaxy S10, LG V50 THINQ, Xiaomi Mi Mix) même si cette première vague de services et de dispositifs 5G est basée sur une architecture non autonome (NSA) dans laquelle le réseau 5G est pris en charge par l'infrastructure 4G existante.

Les fournisseurs de services de communications en Amérique du Nord, en Asie Pacifique et en Europe ont tous basé leur stratégie sur l'approche NSA, ce qui a incité la Chine à adopter la même stratégie. Les fournisseurs travaillent déjà sur les premiers *chipsets* prenant en charge l'architecture autonome et les premiers appareils devraient être disponibles au cours du second semestre 2019.

Afin d'atteindre des débits plus élevés, la 5G vise l'utilisation de bandes de fréquences plus larges disponibles à plus haute fréquence. Si nous comparons les débits maximum obtenus avec les précédentes générations de technologie de communication cellulaire, nous observons une augmentation relative de 150 kb/s entre la 2G et la 3G, et 50 Mb/s entre la 3G et 4G ce qui démontre que l'amélioration des performances entre les générations a évolué rapidement [4].

La 5G a pour objectif d'atteindre des performances encore plus élevées en visant un débit maximum de 20 Gb/s pour les dispositifs opérant dans les bandes de fréquence plus hautes. En effet, il est prévu que la 5G fonctionne dans trois bandes de fréquences différentes selon les pays considérés. La bande L avec une fréquence inférieure à 1 GHz, la bande-C avec une fréquence comprise entre 3,2 GHz et 4,9 GHz, et la bande mmw avec des fréquences autour de 28 GHz et 39 GHz comme illustré sur la Figure 1.3.



Figure 1.3: Définitions des bandes de fréquences possibles pour la 5G [5].

La bande L est susceptible d'être attribuée aux mobiles dans la plupart des pays du monde. Nous pouvons par exemple avoir à l'esprit la bande de fréquences autour des 700 MHz qui a déjà été utilisée pour les mobiles, dans plusieurs pays, par exemple les USA : l'Europe envisage également de l'utiliser pour la 5G. À long terme, d'autres

fréquences de la bande UHF (470-694/698 MHz) pourraient également être utilisées pour les applications mobiles 5G. Les États-Unis ont par exemple déjà entamé le processus de transfert de la bande radiodiffusion vers la téléphonie mobile. La bande C semble être la seconde priorité à court terme pour l'industrie. En effet, la bande de fréquences 3,4-3,6 GHz est par exemple attribuée aux services mobiles dans presque tous les pays du monde.

L'utilisation de fréquences opérant en bande millimétrique semble être une solution à plus long terme. Les bandes de fréquences 24,25-27,5 et 37-43,5 GHz sont bien priorisées dans les travaux en cours de l'UIT-R (*International Telecommunication Union*) en vue de la préparation de la CMR-19 (Conférence mondiale des radiocommunications-2019). Il est également recommandé que toutes les régions et tous les pays soutiennent l'identification de ces deux bandes pour les IMT (*International Mobile Telecommunications*) mais également visent à harmoniser les conditions techniques d'utilisation de ces fréquences en 5G. De plus, la bande de fréquences de 27,5 à 29,5 GHz, bien que ne figurant pas au point 1.13 de l'ordre du jour de la CMR-19 [6], est prise en compte pour la 5G aux États-Unis, en Corée du Sud et au Japon. Les gammes de fréquences 24,25-29,5 et 37-43,5 GHz sont donc les fréquences les plus prometteuses pour le déploiement de systèmes à ondes millimétriques 5G, et plusieurs grands marchés envisagent de les utiliser.

Dans ce contexte, on notera que le déploiement de la 5G en gamme millimétrique est aujourd'hui principalement effectif aux USA et qu'au moment d'écrire ces lignes seules Motorola avec son extension Motomod 5G et Samsung avec le Galaxy S10 5G (Figure 1.4) propose des téléphones commerciaux compatibles avec les premiers réseaux millimétriques déployés sur le sol américain [7].

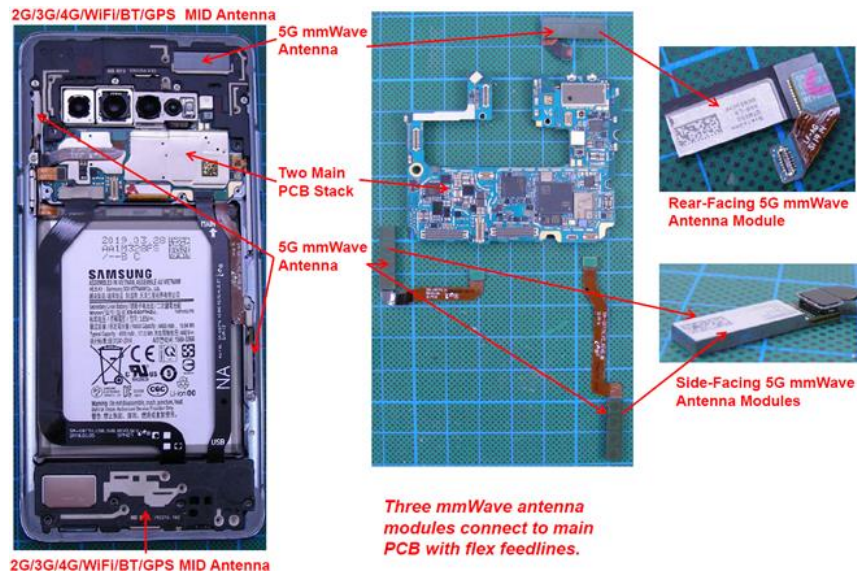


Figure 1.4: Photo des cartes électroniques utilisées dans le téléphone SAMSUNG GALAXY S10 5G mmWAVE.

Le rapport qualité de connexion/prix semble encore très faible par comparaison avec les smartphones qui utilisent la technologie 4G avec un débit pouvant atteindre 1 Gb/s.

La 5G étant en cours de déploiement, les premières recherches sur les réseaux sans fil 6G ont été initiées afin de répondre aux exigences de la société de l'information intelligente de 2030. Ainsi, la Chine a lancé le projet « Communications à large bande et nouveaux réseaux » à l'horizon 2030 et au-delà. Le programme Horizon 2020 de la Commission européenne a parrainé plusieurs projets au-delà de la 5G tels que *TERRANOVA*. Aux États-Unis, la *Semiconductor Research Corporation* a parrainé des recherches sur la convergence des technologies de communication et de détection THz pour la future infrastructure cellulaire [8].

### 1.1.3. ÉVOLUTION VERS LA 6G

Les prévisions actuelles sont que la 6G sera un écosystème autonome doté d'une intelligence et fournira de multiples façons, telles que les doigts, la voix, les yeux et les ondes cérébrales (ou signaux neuronaux) pour communiquer et interagir avec les terminaux intelligents.

Les indicateurs de performance clés des générations des réseaux sans fil sont reportés dans le tableau 1 afin de pouvoir comparer les technologies 4G, 5G et les premiers objectifs de la future 6G.



Tableau 1 : Caractéristiques de réseau de la 4G, de la 5G et 6G [8].

	<b>4G</b>	<b>5G</b>	<b>6G</b>
<b>Débit moyen</b>	10 Mb/s	0.1 Gb/s	1 Gb/s
<b>Débit maximum</b>	~1 Gb/s (MIMO 4x4, 4 CA)	20 Gb/s	≥1 Tb/s
<b>Latence</b>	10 ms	1 ms	10-100 μs
<b>Efficacité énergétique</b>	1×	10-100× comparé à 4G	10-100× comparé à 5G
<b>Efficacité spectrale</b>	1×	3× comparé à 4G	5-10x comparé à 5G
<b>Densité</b>	10 <sup>5</sup> dispositifs/km <sup>2</sup>	10 <sup>6</sup> dispositifs/km <sup>2</sup>	10 <sup>7</sup> dispositifs/km <sup>2</sup>

CA: Cellule Antennaire

Le tableau 1 permet d'illustrer une évolution exponentielle des débits maximum visés (x20 entre la 4G et la 5G, x50 entre la 5G et la 6G). Il faut cependant nuancer cela par le fait que ces débits ne concernent pas nécessairement le lien entre l'utilisateur et la station de base, mais plutôt l'infrastructure du réseau mobile (en particulier les liens fronthaul et backhaul) [9].

Pour garantir le débit de données prévues des nouvelles générations de réseaux mobiles, une modification est déjà planifiée dans la transition 4G-5G et renforcée dans la 6G : cela consiste à densifier le réseau en multipliant le nombre de cellules et en diminuant leur taille (Figure 1.5). Pour répondre à ces exigences au niveau des cellules, la mise en œuvre de solutions spécifiques sur le réseau de base joue un rôle important dans la modification de l'architecture du réseau d'accès radio (RAN).

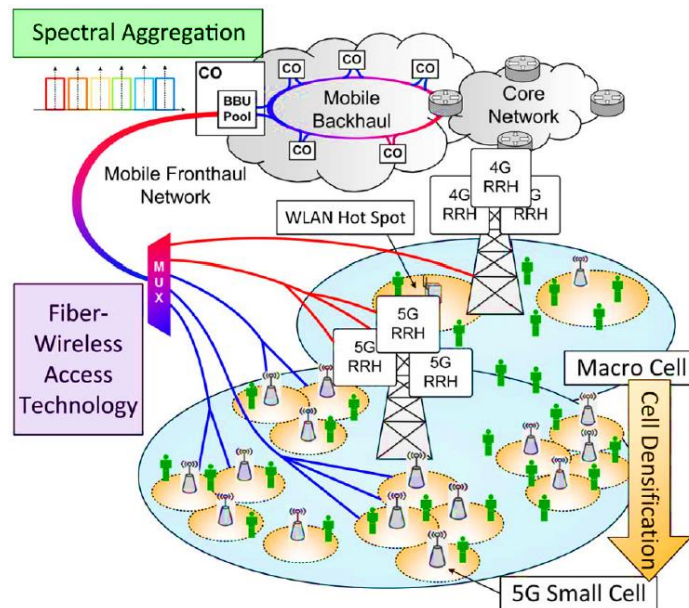


Figure 1.5: Schéma conceptuel de la densification de réseau mobile avec des *small cells* et architecture RAN centralisée [10].

Le concept de réseau d'accès radio dans le nuage (C-RAN) est donc adopté. Dans la littérature, nous retrouvons trois catégories de C-RAN, le C-RAN complètement centralisé dans lequel les fonctions de la bande de base, le contrôle d'accès au support et du réseau sont déplacés dans un centre de données unique (les RRH n'intègrent plus aucun élément du modem en bande de base). Une deuxième catégorie est le C-RAN avec centralisation partielle, dans laquelle les RRH intègrent non seulement les fonctions liées à la transmission en radio fréquence (RF), mais également certaines fonctions de traitement en bande de base strictement liées à la RF, tandis que toutes les autres fonctions de bande de base et de bande supérieure sont déplacées dans un centre de données.

Ici nous allons nous intéresser à la troisième catégorie qui est la centralisation hybride qui est un cas particulier du C-RAN complètement centralisé, dont les BBU (*baseband unit*) sont séparées par des stations de base (BS) et centralisées dans le BBU-Pool au niveau d'un centre de données (CO). Ce centre de données peut alors centraliser le traitement de centaines de bases radio contrôlées à distance (RRH), dont le traitement consiste à faire le filtrage, la conversion analogique-numérique et numérique-analogique, l'adaptation d'interface ainsi que la conversion de bande de fréquences (*up/down conversion*). Cette approche s'oppose à une architecture de RAN distribuée (D-RAN) dans laquelle le traitement en bande de base est mis en œuvre au niveau de chaque station de base. Les RRH de cellules connexes étant centralisées, on peut alors

complexifier le schéma de traitement du signal déployant par exemple des stratégies de formation de faisceau afin d'augmenter l'efficacité de couverture du réseau.

L'adoption de l'architecture C-RAN permet de réduire le coût de fonctionnement en déportant le BBU de la station de base vers le CO. Cette approche simplifie considérablement la conception et l'encombrement de la RRH sur le site de l'antenne et concentre les opérations de maintenance et d'entretien de la BBU dans un espace unique et dédié [10], [11].

Le déploiement massif des *small cells* implique une augmentation drastique des réseaux backhaul car ils sont utilisés pour les liens connectant le RAN au cœur de réseau et des liens fronthaul pour connecter la RRH au BBU.

## 1.2. OPPORTUNITE DE FRONTHAUL / BACKHAUL SANS FIL

Dans un contexte de déploiement massif des *small cells*, la distribution du lien par fibre optique supportant physiquement l'interface radio commune et publique (CPRI) doit être suffisamment dense afin de pouvoir desservir chaque secteur intracellulaire. Dans le cadre du partenariat public-privé 5G Infrastructure (connu sous le nom de 5GPPP), la disponibilité d'un tel réseau optique a été identifiée comme l'une des principaux challenges au déploiement de la 5G, en particulier dans les zones denses et très denses. Par conséquent, des discussions ont été engagées afin d'examiner de manière rentable les stratégies de densification des réseaux d'accès. La mise en œuvre de la fibre optique pour supporter le lien fronthaul/backhaul des nouvelles cellules nécessite d'importants travaux, tels que des travaux de génie civil qui sont coûteux et chronophages et qui augmentent de manière exponentielle la complexité de la mise en place de ces réseaux fronthaul [11], [12].

Comme alternative à la fibre optique, la mise en œuvre des liaisons CPRI à travers des liens point-à-point sans fil à large bande (illustrée en Figure 1.6) est devenue une solution attrayante pour les opérateurs de téléphonie mobile, car elle peut être installée de manière rentable et rapide. Ces liaisons peuvent être utilisées pour les communications entre les stations de base et le cœur de réseau (en utilisant une antenne fixe à fort gain) et on peut également envisager d'ajouter la fonctionnalité orientation du faisceau (*beamsteering*) de l'antenne afin d'assurer une flexibilité dans l'allocation des ressources. Ainsi, la combinaison des liaisons par fibre optique déjà installées avec l'ajout de ces nouvelles liaisons point-à-point sans fil permet d'optimiser les

performances du réseau sans augmenter de manière rédhibitoire le coût de déploiement [11]–[13].

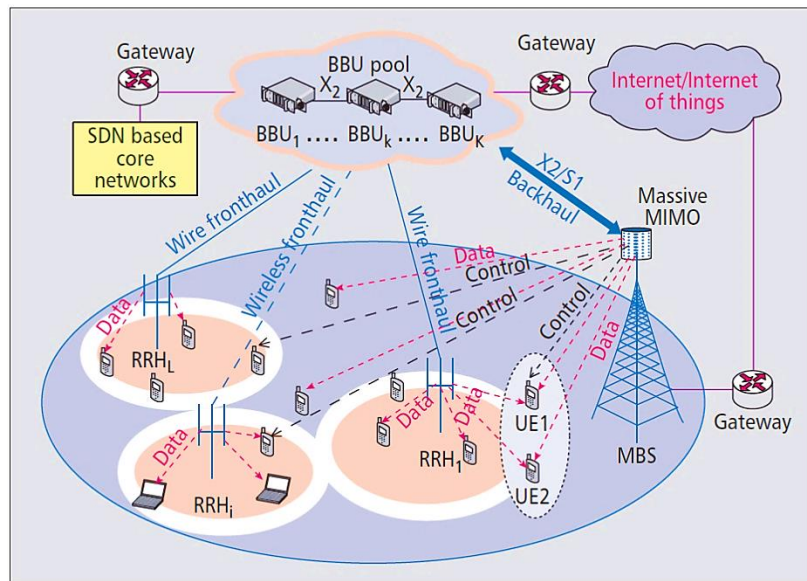


Figure 1.6: Schéma d'une C-RAN avec les réseaux fronthaul sans fil [11].

Comme décrit antérieurement, les liaisons point-à-point sans fil semblent être une bonne solution pour les nouveaux liens *fronthaul/backhaul* afin d'assurer les liaisons multi-Gb/s entre les *small cells* et le réseau central. Les fréquences mmw apparaissent comme la solution la plus naturelle pour le développement de ces liaisons en raison de la large bande passante qui est disponible à ces fréquences.

Dans ce contexte, plusieurs entreprises ont développé et commercialisé des *radio head* avec un débit supérieur à 10 Gb/s sur des distances pouvant atteindre plusieurs kilomètres. Parmi ces produits, *E-band communication* propose des solutions avec un débit de 9,7 Gb/s dans les gammes de fréquences 71-76 GHz et 81-86 GHz pour les liaisons de transfert entre macro-cellules avec une latence inférieure à 12  $\mu$ s (Figure 1.7a) [14]. *Siklu* propose également des systèmes radio dans les bandes de fréquences de 70 GHz et 80 GHz comme illustré sur la Figure 1.7b. Ce système comprend une antenne et un émetteur-récepteur mmw intégrés capables de fournir des débits de données pouvant atteindre 10 Gb/s sur des distances allant jusqu'à 2,9 km avec une latence inférieure à 10  $\mu$ s [15]. Afin d'augmenter les débits de données, plusieurs liens à 10 Gb/s peuvent être agrégés afin d'atteindre un débit de 40 Gb/s. Dans la bande 78-80 GHz, *CableFree* (Figure 1.7c) a également développé une solution full duplex. Ces têtes radio peuvent couvrir une distance allant de 1,5 km à 20 km avec des interfaces Ethernet 10 Gb/s ce qui est compétitif par rapport aux liens par fibre optique. Une telle solution est donc pleinement satisfaisante afin de densifier le réseau fronthaul/backhaul

[16]. Enfin, comme *CableFree*, *Ericsson* et *Deutsche Telekom* ont présenté un système offrant un débit de 10 Gb/s dans la bande E. Ce dernier est même capable d'atteindre un débit de 40 Gb/s sur une distance de 1,4 km avec une agrégation de canal utilisant deux canaux de 2 GHz, soit une largeur de bande totale de 4 GHz, et en utilisant une modulation 128-QAM ainsi que deux polarisations par antenne [17].

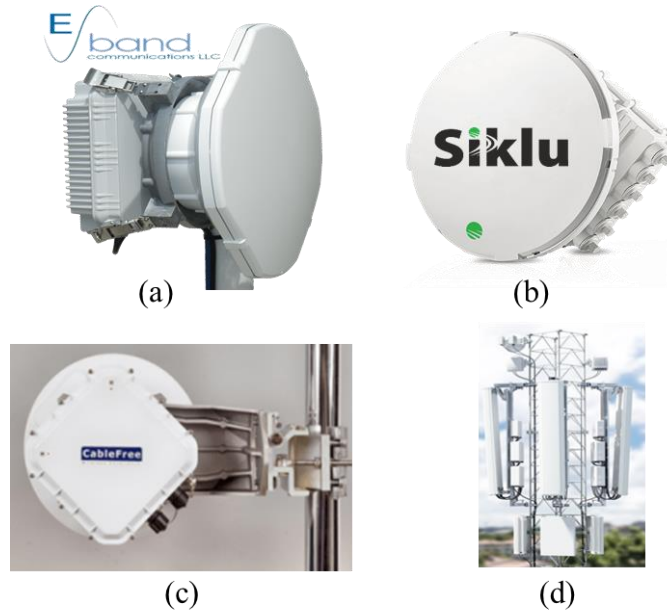


Figure 1.7: Têtes radio fournissant un débit au-delà de 9,7 Gb/s commercialisées par: (a) *E-band communication*, (b) *Siklu* (c) *CableFree* et (d) *Ericsson et Deutsche Telekom* [14]–[17].

Cependant, des modulations plus complexes comme la QAM (Quadrature amplitude modulation) imposent des spécifications techniques drastiques qui peuvent être difficiles à tenir avec des canaux de communication réels dont les performances évoluent avec le temps (pluie, brouillard, ...). Ainsi, certains fournisseurs d'équipements micro-ondes proposent une technologie qui détecte automatiquement la qualité de la liaison et peuvent automatiquement modifier la modulation en cas de dégradation de la qualité du signal ce qui est particulièrement important pour les longues distances (5-8 km) et les zones subissant de fortes précipitations. Nous illustrons sur la Figure 1.8 une variante pour les têtes radio de la société *CableFree*.

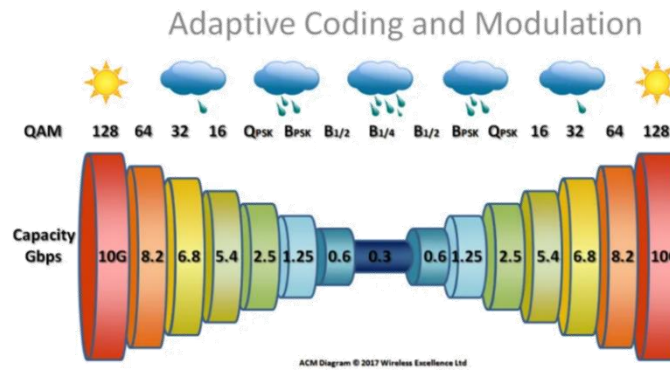


Figure 1.8: Modèle d'adaptation automatique de modulation utilisé par CableFree [16].

Comme il est possible de le constater sur la Figure 1.8, si une transmission fonctionne à sa capacité maximale avec 128QAM et qu'elle rencontre soudainement des interférences ou des précipitations abondantes, le système global va réduire automatiquement la complexité de modulation utilisée afin d'adapter le débit accessible à la qualité de transmission accessible de par les performances dégradées du canal de transmission. Au fur et à mesure que les effets climatiques néfastes disparaissent, le système se réadapte automatiquement afin d'utiliser des modulations de complexité supérieures et permettre d'atteindre des débits plus élevés.

Une vue globale de l'atténuation atmosphérique de la propagation des ondes électromagnétiques dans l'air jusqu'à 450 GHz est présentée sur la Figure 1.9 [18], dans lesquels les bandes de fréquence sont sectionnées ou allouées en prenant en compte ces atténuations, comme les bandes de fréquence qui sont encore disponibles au-dessus de 100 GHz.

Ces bandes représentent également un grand intérêt pour les applications sans fil à haut débit ou une complexité de modulation inférieure (et donc une consommation d'énergie inférieure).

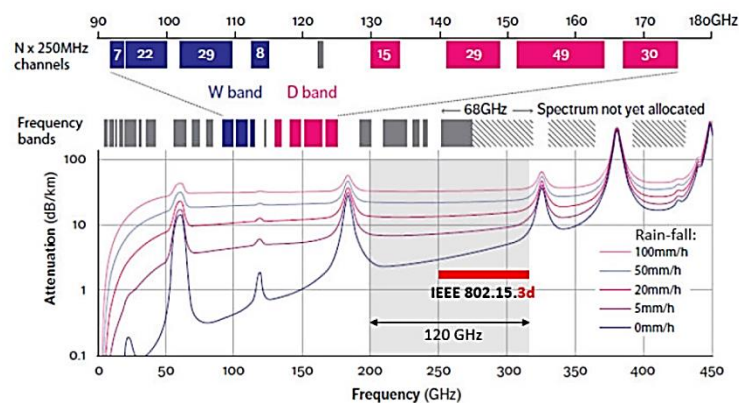


Figure 1.9: Atténuation atmosphérique de la propagation des ondes électromagnétiques dans l'air jusqu'à 450 GHz et allocation des bandes de fréquences [18].

Malgré l'intérêt croissant suscité par les systèmes mmw, la bande passante disponible pour les communications mobiles actuellement va de 7 à 12 GHz pour les fréquences inférieures à 200 GHz. Cela finira par limiter le débit total du canal à un niveau insuffisant en raison de la demande croissante des consommateurs. De plus, pour atteindre le débit de données envisagé de 100 Gb/s, les systèmes de transmission doivent présenter une efficacité spectrale ( $\sim 15$  b/s/Hz) qui est difficile à atteindre avec une bande passante de 7 GHz [19]. En considérant des cas réels d'utilisation, il est peu probable que ces débits élevés (100 Gb/s) puissent être garantis avec la qualité de service requise, car l'utilisation de modulations complexes et l'agrégation des canaux sont nécessaires. De plus, la capacité de la liaison fronthaul/backhaul nécessaire pour atteindre des débits utilisateurs de quelques Gb/s devra être plusieurs fois supérieur afin de garantir une transmission fiable et rapide des données de plusieurs utilisateurs. Néanmoins, à mesure que la fréquence augmente jusqu'au THz, il est théoriquement à priori possible d'obtenir des liaisons Tb/s avec une efficacité spectrale modérée et réaliste de quelques bits par Hz. Le fonctionnement dans la bande de fréquence THz permet également une plus grande directivité de la liaison par rapport à mmw puisque les ondes THz ont une diffraction en espace libre inférieure en raison de la longueur d'onde plus courte par rapport au mmw. Par conséquent, l'utilisation d'antennes petites électriquement avec une bonne directivité dans les communications THz permet de compenser partiellement le manque de puissance disponible, et les interférences de signal entre différentes antennes [20]. Une autre caractéristique intéressante est la réduction des probabilités de capture non désirée du signal dans la bande THz par rapport au mmw. Cela est dû à la haute directivité des faisceaux THz, qui implique que les utilisateurs non autorisés doivent se trouver sur la même largeur de faisceau étroite pour intercepter les messages, par contre l'alignement doit être extrêmement précis.

Dans ce contexte, sur la Figure 1.9, nous constatons que la bande 220-325 GHz qui se trouve entre deux pics d'atténuation a été normalisée en 2017 par IEEE afin de pouvoir permettre le développement de solutions de communications sans fil très haut débit.

### **1.2.1. NORMALISATION DE LA BANDE DE FREQUENCE 220-325 GHz.**

La norme IEEE 802.15.3d définit des systèmes de communication en normalisant les solutions sans fil pour les liaisons P2P (*peer-to-peer*) opérant dans la bande 252 GHz – 325 GHz. Deux protocoles sont définis pour la couche physique





et réception ont été développés dans la bande 220-325 GHz en tirant parti des technologies électroniques et photoniques [25].

### **1.3. POSSIBILITES DE DEVELOPPER DES LIAISONS SANS FIL A HAUT DEBIT DE DONNEES AU-DELA DE 200 GHz**

Malgré l'intérêt croissant pour les fréquences THz, afin d'atteindre des débits toujours plus élevés, il demeure des challenges afin de disposer des technologies semi-conducteurs nécessaires permettant de concevoir les circuits électroniques requis. En effet, la bande THz se trouve entre les gammes de fréquences hyperfréquences et infrarouges, la génération et la détection de signaux restent un challenge.

Bien qu'offrant d'excellentes performances aux fréquences millimétriques, les technologies semi-conducteurs à état solide utilisant des transistors montrent leur limites pour offrir des performances acceptables avec des circuits de communication efficace énergétiquement jusqu'à 300 GHz [26].

À contrario, les fréquences THz sont trop faibles pour pouvoir tirer parti des technologies purement optiques, ces dernières ne pouvant aujourd'hui être étendues en dessous d'une longueur d'onde de 10  $\mu\text{m}$  (environ 30 THz). Par conséquent, concevoir des systèmes optiques de dimensions proches des longueurs d'onde THz constitue un défi important [26]. Néanmoins, avec le développement de nouvelles techniques, combinant des approches électroniques et photoniques, des systèmes de communication sans fil innovants opérants aux fréquences THz ont pu être proposés [27].

#### **1.3.1. L'ELECTRONIQUE A ETAT SOLIDE APPLIQUEE AUX COMMUNICATIONS ENTRE 0,1 ET 1 THz**

Grâce aux progrès récents des composants semi-conducteurs et de leur technologie de fabrication, les systèmes THz sont devenus à la fois réalisables et abordables ce qui permet de créer des systèmes hautement intégrés. En fait, les innovations technologiques ainsi que les nouvelles architectures ont permis de surmonter les limites de la technologie [26].

En termes de génération d'onde millimétrique, la technologie *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* (CMOS) a démontré de nombreux avantages pour permettre une intégration élevée et un faible coût. La capacité de fonctionnement à haute fréquence du CMOS offre des solutions dans la bande inférieure du spectre THz.

Cela a été validé à travers la réalisation d'oscillateurs à tension contrôlée (VCO), et des chaînes de multiplication actives dans [28].

Cependant, si la fréquence de la porteuse dépasse la fréquence  $f_{max}$  du transistor, la conception de systèmes de génération de fréquence mmw et THz en technologie CMOS pose toujours des problèmes afin de pouvoir fournir suffisamment de puissance tout en maintenant une consommation énergétique acceptable. En effet, la réduction de la longueur de grille du transistor MOS permet effectivement d'augmenter la fréquence maximale de fonctionnement mais au-delà, la tension maximum d'opération et une résistance de grille plus élevée sont généralement observés lors du passage à une grille métallique pour les technologies  $< 32$  nm. Par conséquent, des stratégies d'empilement de transistors (cascode) et des techniques de combinaison de puissance sont souvent nécessaires afin de pouvoir atteindre des niveaux de puissance acceptables, mais ces solutions entraînent généralement une augmentation de la consommation de puissance et une réduction de la bande passante.

Au-delà des limitations actuelles de la technologie CMOS, la communauté s'est intéressée depuis longtemps aux transistors bipolaires à hétérojonction (HBT) et les transistors à haute mobilité électronique (HEMT) dans plusieurs filières technologiques.

Les matériaux utilisés pour le substrat comprennent le silicium, l'arséniure de gallium (GaAs) et le phosphore d'indium (InP). Les HBT GaAs et InP sont compatibles avec une intégration optoélectronique (lasers, photodétecteurs, ...) pour des longueurs d'ondes comprises entre 1,3 et 1,5  $\mu\text{m}$ . Dans le cas des HEMT, la combinaison de matériaux la plus couramment utilisée dans la littérature implique du GaAs. Néanmoins, les HEMT au nitrure de gallium (GaN) ont attiré ces dernières années l'attention en raison de leurs performances pour atteindre des fortes puissances. La technologie GaN HEMT est prometteuse pour les systèmes de communication sans fil large bande en raison de son champ électrique de claquage élevé et de sa vitesse de saturation des porteurs élevée par rapport à d'autres technologies concurrentes telles que les dispositifs GaAs et InP [29]. Cependant, la technologie GaAs domine pour l'instant toujours les réalisations aux fréquences sub-THz avec des amplificateurs aux performances prometteuses qui ont en effet pu être réalisés jusqu'à 850 GHz [30].

Par rapport à la technologie CMOS, des sources de fréquences avec des puissances de sortie et des fréquences de fonctionnement plus élevées ont été obtenus dans la littérature en utilisant les technologies HBT et HEMT. Néanmoins, la technologie CMOS reste (à plus longue échéance) un candidat attrayant pour la

technologie THz en raison de son coût de fabrication inférieur et sa capacité d'intégration plus élevée (des parties du traitement du signal numérique pouvant être intégrées avec le circuit THz). L'amélioration des performances des technologies CMOS afin de pouvoir supporter efficacement l'intégration de fonctions travaillant à des fréquences THz reste donc un enjeu majeur [31].

Un autre dispositif bien utilisé dans les systèmes de communication THz est la diode Schottky pour réaliser l'étape de conversion en fréquence (mélangeur ou multiplieur) avec des performances constituant l'état de l'art. Les diodes Schottky sont utilisées dans une large gamme de circuits, notamment des multiplicateurs, des mélangeurs, des détecteurs, des lignes de transmission non linéaires, des commutateurs, des déphaseurs et des sources de bruit entre autres [25].

### **1.3.2. LA PHOTONIQUE APPLIQUEE AUX COMMUNICATIONS ENTRE 0,1 ET 1 THZ**

La photonique est largement utilisée pour les mesures et transmission hyperfréquences à large bande et grande vitesse. Comparées à l'électronique à l'état solide, les technologies photoniques n'améliorent pas seulement le débit de données mais permettent de faire converger la fibre optique avec les réseaux sans fil. Ces dispositifs présentent des caractéristiques large bande, un indice de modulation élevé ainsi qu'un codage d'amplitude et/ou de phase à grande vitesse introduit à partir des technologies de réseaux optiques cohérents. Les dispositifs les plus fondamentaux et les plus largement utilisés sont basés sur la conversion optique-THz ou THz-optique utilisant des supports d'interaction tels que des matériaux optiques non linéaires, des photoconducteurs et des photodiodes [27].

Les performances de la technologie photonique ont considérablement augmenté en termes de vitesse. Les photodiodes sont des exemples de tels dispositifs pouvant fournir à la fois un signal de sortie à haute vitesse et une saturation élevée, ouvrant des perspectives intéressantes pour le développement de systèmes de communication à très hautes fréquences. La combinaison d'une photodiode à puissance de saturation élevée avec un amplificateur optique élimine l'électronique de post-amplification, étend la bande passante et simplifie la configuration du récepteur [32]. En particulier, les photodiodes à transport unipolaire « *Unitravelling Carrier Photodiode* » (UTC-PD) ont un mode de fonctionnement unique qui en fait des candidats prometteurs pour de telles exigences [33]. Elles sont notamment utilisées comme photo-mélangeurs dont la

fréquence d'opération peut dépasser 1 THz [34]. Certaines réalisations intègrent également l'antenne dans le photo mélangeur à UTC-PD et des fréquences de fonctionnement dépassant 2 THz ont déjà été reportées [35].

Fort de ces excellentes performances, les débits de données les plus élevés, pour des systèmes de communication sans fil fonctionnant à des fréquences inférieures à 200 GHz ont été atteints en utilisant des dispositifs photoniques comme émetteurs, associés à des dispositifs électroniques III – V THz comme récepteurs. Un débit de 200 Gb/s à 100 GHz a ainsi été obtenu avec une modulation QPSK sur une distance de 500 cm en utilisant une photodiode en transmission et un mélangeur subharmonique (SHM) en réception [36]. Une synthèse des différents systèmes mixtes opto-électronique/électroniques fonctionnant dans la bande 200 et 330 GHz déjà publiés est proposée dans le Tableau 2. On pourra constater que de nombreuses réalisations et démonstrations ont déjà pu être rapportées, ce qui souligne une nouvelle fois les potentialités ouvertes par cette approche électro-optique afin de développer des systèmes de communication THz rapides.

Tableau 2 : Communications en espace libre entre 200 et 300 GHz

Freq (GHz)	Débit (Gb/s)	Distance (m)	Modulation	Technique Tx et Rx	Ref
200	75	0,002	QPSK	UTC-PD/SHM	[37]
210	20	0,035	OOK	32nm-CMOS (Tx/Rx)	[38]
220	25	0,5	OOK	MMIC (Tx/Rx)	[39]
240	30	40	QPSK/8PSK	MMIC (Tx/Rx)	[40]
240	96	40	QPSK/PSK	MMIC (Tx/Rx)	[41]
240	64	850	QPSK/8PSK	HEMT Métamorphique/ MMIC	[42]
300	10	0,3	OOK	SiGe PIN-PD/SHM	[43]
300	24	0,5	ASK	UTC-PD/ Schottky	[44]
300	40	10	QPSK	Optical SHIQM/ SHM	[45]
300	56	0,3	16 QAM	SiGe PIN-PD/SHM	[46]
300	64	1	QPSK	MMIC (Tx/Rx)	[47]
330	50	0.52~1	16 QAM	CMOS SHM/ Schottky	[48]

## 1.4. CONCLUSION DU CHAPITRE 1

Ce premier chapitre a permis d'illustrer l'impact des applications sans fil émergentes sur le trafic mondial des données mobiles qui ne se cesse de croître. De plus, nous avons vu comment le réseau 5G générera des débits moyens de 100 Mb/s et des débits maximums pouvant atteindre jusqu'à 20 Gb/s grâce à l'utilisation de bandes passantes plus larges dans les fréquences mmw. Par conséquent, la densification du réseau par la multiplication de *small cells* a été envisagé afin de pouvoir déployer des réseaux mobiles offrant une capacité suffisante. Cependant, cette approche conduit à l'augmentation du nombre de liaisons fronthaul. Bien que la technologie optique semble la plus appropriée pour adresser techniquement ce challenge, cette dernière n'est malheureusement pas viable économiquement. Ainsi, l'installation de liens fronthaul sans fil très haut débit semble la solution la plus prometteuse.

Afin d'adresser ce challenge, de nombreuses démonstrations de laboratoire ont déjà permis d'atteindre des débits de données allant jusqu'à 200 Gb/s aux fréquences sub-THz en utilisant des émetteurs intégrés en technologie photonique et des récepteurs intégrés en technologie électronique. Ces résultats prometteurs ont conduit l'industrie des télécommunications à investiguer les fréquences sub-THz afin de viser une attribution de spectre de fréquences extrêmement large bande permettant de viser des débits de données supérieurs à 100 Gb/s (norme IEEE802.15.3d).

Par conséquent, l'amélioration des composants utilisés dans de tels systèmes de communications est nécessaire afin de permettre à terme de développer des systèmes commerciaux fonctionnant dans la fréquence 220-325 GHz avec des performances et un coût acceptable. Les antennes ayant un rôle très important dans les communications THz sans fil, la capacité à caractériser de telles antennes dans la bande de fréquence mentionnée ci-dessus est devenue un sujet de recherche majeur afin de permettre l'optimisation des performances du système électronique complet.

Dans ce contexte, le premier objectif abordé pour cette thèse a été le développement d'un banc de mesure d'antenne qui est détaillé dans le chapitre suivant.

## 1.5. REFERENCES DU CHAPITRE 1

- [1] W. Oibile, “Ericsson mobility report,” 2014.
- [2] Index Cisco Global Cloud, “Forecast and methodology, 2015-2020 white paper,” 2014.
- [3] H. Jung, “Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update 2010–2015. Technical Report, Cisco Systems Inc. 2011.,” 2019. .
- [4] K. David and H. Berndt, “6G Vision and Requirements,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 13, no. July, pp. 72–80, 2018.
- [5] “Anand tech.” [Online]. Available: <https://images.anandtech.com/doci/14041/1%2810%29-Copy.jpg>. [Accessed: 03-Nov-2019].
- [6] “Le point 1.13 de l’ordre du jour de la CMR-19 : Harmonisation des bandes millimétriques pour la 5G.” [Online]. Available: <https://www.anfr.fr/toutes-les-actualites/actualites/le-point-113-de-lordre-du-jour-de-la-cmr-19-harmonisation-des-bandes-millimetriques-pour-la-5g/>. [Accessed: 10-Dec-2019].
- [7] “Moto Mod 5G.” [Online]. Available: <https://www.motorola.com/us/products/moto-mods/moto-5g>. [Accessed: 17-Oct-2019].
- [8] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, and Z. Ding, “6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 14, no. 3, IEEE, pp. 28–41, 2019.
- [9] A. A. Boulogeorgos *et al.*, “Terahertz Technologies to Deliver Optical Network Quality of Experience in Wireless Systems Beyond 5G,” *IEEE Communications Magazine*, no. June, pp. 144–151, 2018.
- [10] M. Xu *et al.*, “Bidirectional Fiber-Wireless Access Technology for 5G Mobile Spectral Aggregation and Cell Densification,” *IEEE/OSA J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 8, no. 12, pp. 104–110, 2016.
- [11] P. Mugen, W. Chonggang, L. Vincent, and H. V. Poor, “Fronthaul-Constrained Cloud Radio Access Networks: Insights And Challenges,” *IEEE Wireless Communications*, no. April, pp. 152–160, 2015.
- [12] D. Kim, S. Member, Y. Yang, S. Member, K. W. Sung, and J. Kang, “Cooperation Strategies for Partly Wireless C-RAN,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 6, pp. 1248–1251, 2018.
- [13] D. Wang, Y. Wang, R. Sun, and X. Zhang, “Robust C-RAN Precoder Design for Wireless Fronthaul with Imperfect Channel State Information,” in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2017, pp. 0–5.
- [14] “E-Link 10000.” [Online]. Available: <https://e-band.com/products/e-link-10000/>. [Accessed: 24-Oct-2019].
- [15] “EtherHaul™ Kilo.” [Online]. Available: <https://www.siklu.com/product/etherhaul-kilo-series/>. [Accessed: 24-Oct-2019].
- [16] “CableFree 10 Gigabit Ethernet MMW Radio.” [Online]. Available: <https://www.cablefree.net/cablefree-millimeter-wave-mmw/>. [Accessed: 24-Oct-2019].
- [17] “E-Band Backhaul Demos 40 Gbps, 100  $\mu$ s Round-Trip Latency Over 1.4 km Link.” [Online]. Available: <https://www.microwavejournal.com/articles/31647-e-band-backhaul-demos-40-gbps-100-s-round-trip-latency-over-14-km-link>. [Accessed: 03-Nov-2019].
- [18] E. Lacombe, “Evaluation of silicon photonic technology for the development of innovative 40 Gbps wireless link above 200 GHz,” Université Côte d’Azur, France, 2018.

- [19] T. Kurner and S. Priebe, "Towards THz communications - Status in Research, Standardization and Regulation," *Infrared Millim THz Waves*, vol. 35, no. no 1, pp. 53–62, 2014.
- [20] J. Ma, "Terahertz wireless communication through atmospheric turbulence and rain," New Jersey Institute of Technology, 2015.
- [21] L. A. N. Man, S. Committee, and I. Computer, "IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks," 2017. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8066476>. [Accessed: 20-Sep-2019].
- [22] B. Z. Kobb, "Spectrum Guide: Radio Frequency Allocations in the United States, 30 MHz-300 GHz. 47 C.F.R.," 2019.
- [23] "Electronic Communications Committee. "The European table of frequency allocations and applications in the frequency range 8.3 kHz to 3000 GHz (ECA table).," in *Proceedings of European Conference of Postal and Telecommunications Administrations*, 2019, no. March.
- [24] "Radio Services Color Legend United The Radio Spectrum Allocations." [Online]. Available: [https://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications/january\\_2016\\_spectrum\\_wall\\_chart.pdf](https://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications/january_2016_spectrum_wall_chart.pdf). [Accessed: 01-Dec-2019].
- [25] H.-J. Song and T. Nagatsuma, *Terahertz Technologies Devices And Applications*. Boca Raton, Florida: Pan Stanford Publishing, 2015.
- [26] M. Lee and M. C. Wanke, "Searching for a solid-state terahertz technology," *Science (80-. )*, vol. 316, no. 5821, pp. 64–65, 2007.
- [27] T. Nagatsuma, G. Ducournau, and C. C. Renaud, "Advances in terahertz communications accelerated by photonics," *Nat. Photonics*, vol. 10, no. 6, pp. 371–379, 2016.
- [28] S. Jameson and E. Socher, "A 0.3 THz radiating active <sub>27</sub> frequency multiplier chain with 1 mw radiated power in CMOS 65-nm," *IEEE Trans. THz Sci. Technol.*, vol. 5, no. 4, pp. 645–648, 2015.
- [29] S. Masuda *et al.*, "GaN MMIC amplifiers for W-band transceivers," in *Microwave Integrated Circuits Conf., 2009. EuMIC 2009. European*, 2009, pp. 443–446.
- [30] W. Deal, K. Leong, A. Zamora, V. Radisic, and X. Mei, "Recent progress in scaling InP HEMT TMIC technology to 850 GHz," in *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International.*, 2014, pp. 1–3.
- [31] U. R. ETSI, "mmWave semiconductor industry technologies: Status and evolution," *White Paper*, no. 15. 2016.
- [32] Y. Miyamoto, M. Yoneyama, K. Hagimoto, T. Ishibashi, and N. Shimizu, "40 Gbit/s high sensitivity optical receiver with untravelling- carrier photodiode acting as decision IC driver," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 2, pp. 214–215, 1998.
- [33] T. Ishibashi, N. Shimizu, S. Kodama, H. Ito, T. Nagatsuma, and T. Furuta, "Unitraveling-carrier photodiodes," *Optoelectronics*, 1997.
- [34] H. Ito, F. Nakajima, T. Furuta, K. Yoshino, Y. Hirota, and T. Ishibashi, "Photonic terahertz-wave generation using antenna integrated untravelling carrier photodiode," *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 25, 2003.
- [35] T. Ishibashi, Y. Muramoto, T. Yoshimatsu, and H. Ito, "Unitravelingcarrier photodiodes for terahertz applications," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron*, vol. 20, no. 6, pp. 79–88, 2014.
- [36] X. Li, J. Yu, J. Zhang, Z. Dong, F. Li, and N. Chi, "A 400G optical wireless

- integration delivery system,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 16, p. 18 812–18 819, 2013.
- [37] H. Shams, M. J. Fice, K. Balakier, C. C. Renaud, F. Van Dijk, and A. J. Seeds, “Photonic generation for multichannel THz wireless communication,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 19, pp. 23465–23472, 2014.
- [38] Z. Wang, S. Member, P. Chiang, and S. Member, “A CMOS 210-GHz Fundamental Transceiver With OOK Modulation,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 3, pp. 564–580, 2014.
- [39] I. Kallfass *et al.*, “All Active MMIC-Based Wireless Communication at 220 GHz,” *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 1, no. 2, pp. 477–487, 2011.
- [40] J. Antes, S. Koenig, F. Boes, and A. Tessmann, “Transmission of an 8-PSK Modulated 30 Gbit / s Signal Using an MMIC-Based 240 GHz Wireless Link,” *2013 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1–3, 2013.
- [41] F. Boes *et al.*, “Ultra-Broadband MMIC-Based Wireless Link at 240 GHz Enabled by 64 GS / s DAC,” *2014 39th Int. Conf. Infrared, Millimeter, Terahertz waves*, pp. 1–2.
- [42] I. Kallfass *et al.*, “64 Gbit/s transmission over 850 m fixed wireless link at 240 GHz carrier frequency,” *J. Infrared Millim. Terahertz Waves*, vol. 36, no. no 2, pp. 221–233, 2015.
- [43] E. Lacombe *et al.*, “10-Gb/s Indoor THz Communications Using Industrial Si Photonics Technology,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 4, pp. 362–364, 2018.
- [44] H. Song, K. Ajito, Y. Muramoto, A. Wakatsuki, T. Nagatsuma, and N. Kukutsu, “24 Gbit / s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications for future terahertz communications,” *Electron. Lett.*, vol. 48, no. July, pp. 1–3, 2012.
- [45] A. Kanno *et al.*, “Coherent terahertz wireless signal transmission using advanced optical fiber communication technology,” *J. Infrared Millim. Terahertz Waves*, vol. 36, no. no 2, pp. 180–197, 2015.
- [46] C. Goncalves *et al.*, “300 GHz quadrature phase shift keying and QAM16 56 Gbps wireless data links using silicon photonics photodiodes,” *Electron. Lett.*, vol. 55, no. 14, pp. 5–6, 2019.
- [47] I. Kallfass *et al.*, “Towards MMIC-Based 300 GHz Indoor Wireless Communication,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. 98, no. 12, pp. 1081–1090, 2015.
- [48] T. Nagatsuma and G. Carpintero, “Recent progress and future prospect of photonics-enabled terahertz communications research,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. 98, no. 12, pp. 1060–1070, 2015.



## **2. BANC DE MESURE D'ANTENNES INNOVANT OPERANT DANS LA BANDE 220-325 GHz**



<b>2.</b>	<b>Banc de mesure d'antennes innovant opérant dans la bande 220-325 GHz</b>	<b>27</b>
2.1.	Définition d'une antenne.....	29
2.1.1.	Zones de champs de l'antenne et rayonnement.....	29
2.1.2.	Directivité et gain .....	31
2.1.3.	Équation de transmission de Friis .....	31
2.2.	Généralités concernant la mesure d'antennes .....	31
2.2.1.	Principaux paramètres mesurés .....	32
2.2.2.	Techniques de mesure disponibles.....	33
2.3.	État de l'art des systèmes de mesure d'antennes au-delà 200 GHz.....	34
2.3.1.	Systèmes reportés dans la littérature .....	35
2.3.2.	Bilan et challenges à relever.....	38
2.4.	Développement d'un système de mesure d'antenne innovant dans la bande 220-325 GHz .....	38
2.4.1.	Intégration mécanique .....	39
2.4.2.	Système électronique et métrologie .....	43
2.4.3.	Procédure de calibration.....	45
2.4.4.	Analyse de la sensibilité et de la dynamique de mesure .....	47
2.5.	Validation expérimentale dans la bande 220 – 325 GHz.....	51
2.5.1.	Validation expérimentale à travers une comparaison avec la simulation électromagnétique .....	52
2.5.2.	Comparaison des performances du système avec une technique VNA .....	56
2.6.	Conclusions du chapitre 2.....	57
2.7.	Références du chapitre 2.....	59

Dans le chapitre précédent, nous avons montré les principales motivations et besoins du développement antennaire pour les bandes de fréquences millimétriques. Afin d'évaluer les performances d'une antenne, certains de ses paramètres sont indispensables à connaître lors d'une application pratique. En raison de cela, plusieurs systèmes dédiés aux mesures d'antennes ont été développés au fil des années. Cependant, plusieurs challenges sont ajoutés aux systèmes de mesures d'antennes avec l'augmentation de la fréquence, étant donné que la dimension physique des antennes diminue [1].

Dans ce contexte, pour supporter nos développements antennaires, nous avons développé un système de caractérisation 3D d'antennes fonctionnant dans la bande 220-325 GHz qui est décrit dans ce chapitre. Ainsi, dans une première partie, nous détaillerons les différents points clés liés aux mesures d'antennes. Une seconde partie recensera et comparera les différents bancs de mesure opérant dans la bande 220-320 GHz existants dans la communauté. Ensuite, nous décrirons notre banc de mesure, en montrant l'intégration mécanique et la nouvelle technique de mesure, puis nous montrerons la validation expérimentale, ainsi que la comparaison avec un système utilisant une technique de mesure connue et validée.

## **2.1. DEFINITION D'UNE ANTENNE**

Une antenne peut être définie par ses paramètres de rayonnement (gain, directivité, polarisation...), ses propriétés de circuit (impédance, bande passante...), ses propriétés mécaniques (taille électrique, taille physique, masse ...). Nous ne décrivons ici que les paramètres importants pour comprendre ce travail qui sont : rayonnement, zones de champ proche et lointain, gain et directivité.

### **2.1.1. ZONES DE CHAMPS DE L'ANTENNE ET RAYONNEMENT**

L'espace physique entourant une antenne est généralement subdivisé en trois régions : champ réactif, champ proche (zone de Fresnel) et champ lointain (zone de Fraunhofer). Bien qu'aucune modification abrupte du champ électromagnétique ne soit notée lorsque l'on passe d'une zone à l'autre, il existe des différences bien distinctes entre celles-ci Figure 2.1. Les valeurs exactes des limites séparant ces régions ne sont pas uniques, bien que divers critères aient été établis et soient couramment utilisés pour identifier ces régions. Dans cette thèse, nous utiliserons la dénomination la plus

classique (Figure 2.1) qui consiste à délimiter ces zones par rapport à la plus grande dimension de l'antenne ( $D$ ) relativement à la longueur d'onde de travail ( $\lambda$ ) [2].

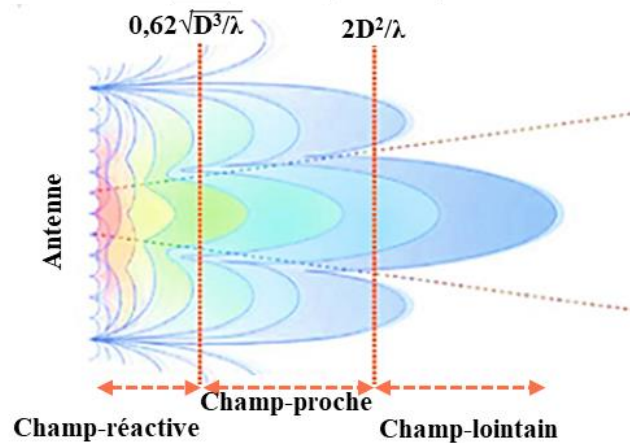


Figure 2.1: Zones de champ électromagnétique autour d'une antenne [3].

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est la représentation graphique de ses propriétés de rayonnement en fonction des coordonnées spatiales. Pour cela, un système de coordonnées sphériques (à deux ou trois dimensions) lié à la distribution spatiale de l'énergie rayonnée est associé à l'antenne. Lesquels varient en fonction de la position de l'observateur, sur une surface à rayon constant (Figure 2.2).

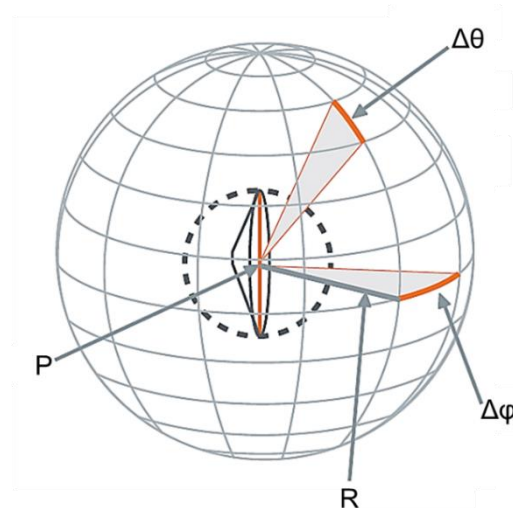


Figure 2.2: Système de coordonnées pour représenter le rayonnement d'une antenne [3].

Sur la Figure 2.2,  $P$  représente le centre de phase de l'antenne placée au centre des coordonnées,  $R$  le rayon de la sphère d'observation. Normalement, l'angle  $\theta$  est associé au plan contenant le vecteur champ électrique (Plan E) et l'angle  $\varphi$  au plan contenant le vecteur champ magnétique (Plan H) [2].

### 2.1.2. DIRECTIVITE ET GAIN

Comme toutes les antennes présentées dans cette thèse sont assez directives avec un lobe principal étroit et des lobes secondaires plus faibles, nous utiliserons ici la définition de directivité, donnée par l'équation ( 2 ) [2].

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Phi_E \Phi_H} \quad (2)$$

Dans cette équation,  $\Phi_E$  et  $\Phi_H$  sont les angles en radians à mi- puissance de rayonnement dans les plan E et H respectivement.

Il est connu que le gain d'une antenne (dans une direction donnée) est défini comme : le rapport entre l'intensité de rayonnement ( $U(\theta, \varphi)$ ) et la puissance à l'entrée ( $P_{in}$ ), comme énoncé dans l'équation ( 3 ) [2].

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (3)$$

Dans cette thèse, lorsque la direction de mesure n'est pas indiquée, le gain sera sous-entendu pris dans la direction du rayonnement maximal.

### 2.1.3. ÉQUATION DE TRANSMISSION DE FRIIS

Il est connu que l'équation de transmission Friis relie la puissance reçue à la puissance transmise entre deux antennes séparées d'une distance R en champ lointain. Les antennes sont considérées comme adaptées en termes d'impédance et de polarisation, et l'équation de Friis est appliquée ici en considérant que les antennes communicantes sont alignées dans la direction de leur rayonnement maximal respectif. Nous utilisons donc la forme réduite de l'équation présentée ci-dessous.

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (4)$$

avec  $P_r$ ,  $P_t$ ,  $\lambda$ ,  $R$ ,  $G_t$ ,  $G_r$  étant respectivement la puissance reçue, la puissance transmise, la longueur d'onde, la distance entre les antennes, le gain de l'antenne de transmission et le gain de l'antenne de réception.

## 2.2. GENERALITES CONCERNANT LA MESURE D'ANTENNES

Un système de mesure d'antennes est composé d'un système de transmission (Tx) et de réception (Rx) intégrés à la mécanique de positionnement. Dans la littérature, ils sont classés en intérieur(*indoor*)/extérieur(*outdoor*) et basés sur réflecteurs (*Reflection Ranges*)/en espace libre (*free-space*) (*Elevated ranges*, *Slant ranges*,

chambre anéchoïde, base compacte et *NEAR-field ranges*) [2]. Ici nous allons nous adresser aux systèmes similaires au notre : systèmes intérieurs conçus pour la mesure en champ proche, sachant que la distance d'acquisition est dépendante des dimensions des antennes comme évoquées ci-dessus.

### 2.2.1. PRINCIPAUX PARAMETRES MESURES

Les principaux paramètres qui décrivent les performances d'un système d'antennaire sont le diagramme de rayonnement, le gain, son l'impédance d'entrée, la directivité, le rendement et la polarisation. Nous allons nous concentrer sur les trois premiers [2].

Le diagramme de rayonnement décrit le rayonnement d'une antenne sur une surface sphérique en 3D (tridimensionnel), donc l'acquisition doit idéalement être réalisée sur cette surface. Cependant, cette surface peut-être aussi plane ou cylindrique comme indiqué sur la Figure 2.3 mais nécessite quelques transformations sur les mesures effectuées [2].

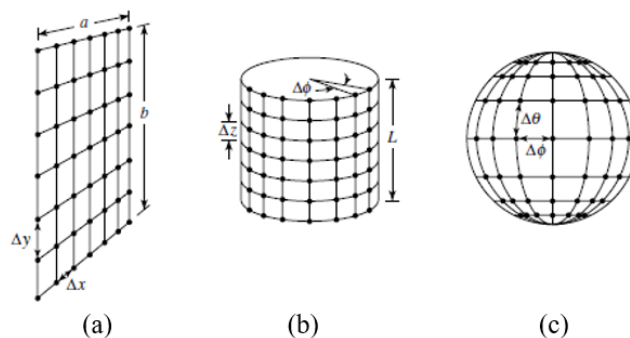


Figure 2.3: Les trois types de surfaces à balayer pour l'acquisition du diagramme de rayonnement. (a) Surface plane. (b) Surface cylindrique. (c) Surface sphérique.

Les méthodes classiques pour mesurer le gain sont : la méthode des deux antennes ; la méthode des trois antennes, la méthode de la plage de réflexion du sol [2]. Dans notre travail, nous avons utilisé la méthode des deux antennes qui consiste à utiliser l'équation de Friis en utilisant deux antennes identiques et donc à priori de même gain (équation ( 5 )) [2]. Dans ( 5 ),  $G_{A1}(dB)$ ,  $G_{A2}(dB)$ ,  $R$ ,  $\lambda$ ,  $P_r$  et  $P_t$  sont respectivement les gains des deux antennes, la distance entre ces antennes, la longueur d'onde, la puissance transmise et la puissance reçue.

$$G_{A1}(dB) = G_{A2}(dB) = \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (5)$$

L'adaptation d'impédance de l'antenne peut être estimée en observant le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) [2]. Dans notre cas la bande d'intérêt sera la bande 220-325 GHz dont les mesures  $S_{11}$  sont faites en guide d'onde WR3.4.

### 2.2.2. TECHNIQUES DE MESURE DISPONIBLES

Il existe plusieurs techniques d'instrumentation (Tx & Rx) pour la mesure des systèmes antennaires [4]. Ici nous détaillerons les techniques utilisées dans les systèmes opérant dans la bande 220-325 GHz. La plus classique consiste à utiliser un Analyseur de réseau vectoriel (VNA) qui doit être connecté à des modules multiplicateurs de fréquence (VNAX), car les bases de VNA du commerce ne dépassent généralement pas les 220 GHz [1], [5], [6].

Un schéma de la technique de mesure basée sur l'utilisation d'un VNA est présenté sur la Figure 2.4, avec une antenne de transmission (ATx) et une antenne de réception (ARx).

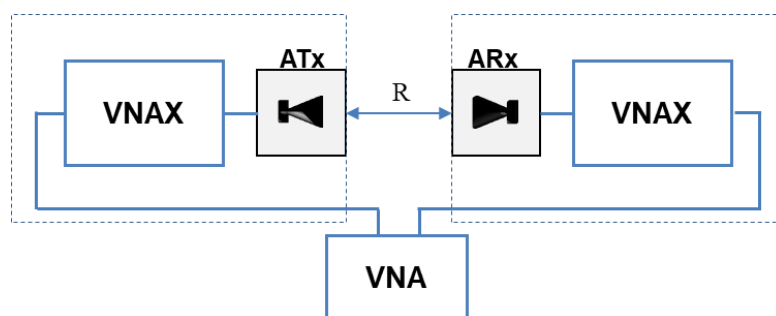


Figure 2.4: Schéma de la technique de mesure basée sur l'utilisation d'un VNA.

Cette technique est souvent utilisée, car elle permet d'obtenir une très bonne dynamique de mesure (~80 dB) mais aussi de mesurer l'amplitude et la phase du signal reçu ce qui est important dans le cas de l'intégration à une transformée champ proche/champ lointain CP/CL. Il est également possible de mesurer l'adaptation d'impédance si le VNAX fonctionne en mode Tx/Rx.

Une autre solution présentée dans la littérature (Figure 2.5) consiste à utiliser un générateur de signal connecté à un multiplieur ou un mélangeur pour avoir le signal Tx dans la bande de fréquence millimétrique qui sert à alimenter l'antenne de transmission ATx. À la réception, une conversion en fréquence plus faible est réalisée en utilisant un mélangeur sous-harmonique suivi d'un VNA ou un analyseur de spectre.

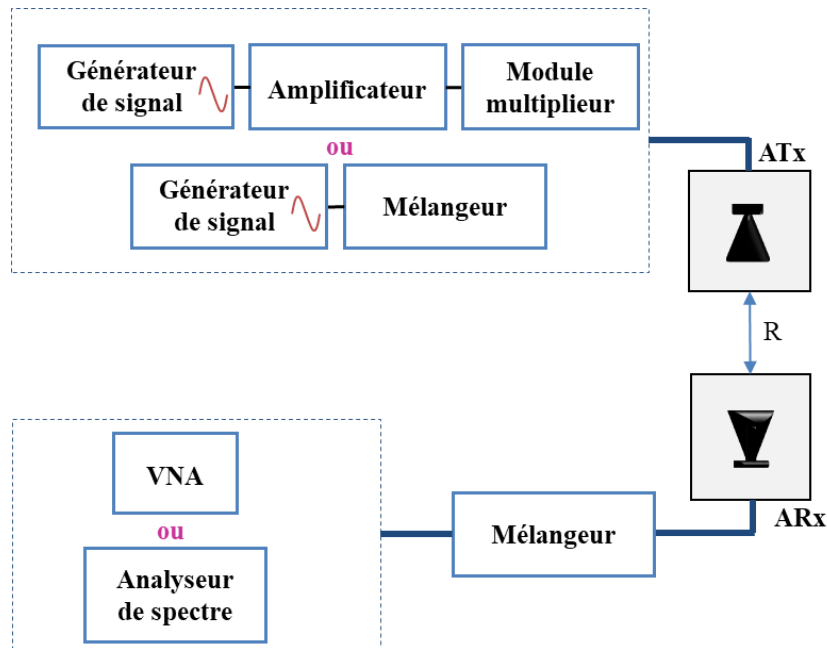


Figure 2.5: Synoptique des solutions usuelles pour mesurer une antenne dans les bandes de fréquences mm.

Cette technique permet de réduire le coût et la complexité mécanique nécessaire pour faire l'acquisition du diagramme de rayonnement (notamment en Rx), en comparaison avec la technique VNA, cependant seule l'amplitude du signal est mesurable et les pertes de conversion du mélangeur peuvent limiter la dynamique globale de la mesure. Un comparatif plus précis avec des systèmes existants est décrit dans la section suivante.

### 2.3. ÉTAT DE L'ART DES SYSTEMES DE MESURE D'ANTENNES AU-DELA 200 GHz

Au fil des années, la mesure d'antennes millimétriques est devenue un sujet d'importance majeure dans le monde des télécommunications qui a permis à de nombreuses sociétés d'émerger en tant que sociétés dédiées à la vente de banc de mesure. A notre connaissance, il existe deux entreprises principales opérant dans les bandes de fréquence millimétriques *Microwave Vision Group* [3] et *NSI-MI Technologies* [7], les deux entreprises utilisent la technique VNA et offrent les trois types de balayage avec plusieurs distances possibles entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice, ainsi que la possibilité d'alimenter l'antenne sous test (AST) avec des pointes de mesure coplanaire, nécessaire pour la mesure d'antennes intégrées. D'autre part, il existe aussi les bancs de mesure d'antennes développés dans les



laboratoires. Les plus pertinents opérant jusqu'à 220-325 GHz sont présentés dans la référence [1].

### 2.3.1. SYSTEMES REPORTES DANS LA LITTERATURE

Afin d'avoir une comparaison entre les bancs de mesure d'antenne existants au-delà de 200 GHz, nous présentons le Tableau 3 qui liste la bande de fréquences de fonctionnement, la technique de mesure, la surface d'acquisition, la distance et le type d'alimentation de l'AST.

Tableau 3 : Récapitulatif et comparaison des bancs de mesure d'antennes opérants au-delà de 200 GHz.

Référence	Fréquence (GHz)	Technique	Surface d'acquisition	Distance (cm)	Alimentation de l'AST
[8]	60-330	VNA+ VNAX	Planaire Cylindrique Sphérique	30	Sous pointes
[9]	60-325	VNA+ VNAX	Cylindrique	NR	Sous pointes
[10]	75-110 220-330	VNA+ VNAX	Planaire	15	Sous pointes
[11]	220-325	VNA+ VNAX	Planaire	NR	Sous pointes
[12]	220-325	VNA+ VNAX	Cylindrique	44	Guide
[13]	220-325 325-500 500-750 750-1100	VNA+ VNAX	Cylindrique	20	Guide
[14]	322-650	VNA+ VNAX	Hologram CATR	NR	NR
[15]	660-950	VNA+ VNAX	Planaire	NR	NR
[16]	220-330	VNA+ mélangeur	Planaire	75	Sous pointes
[17]	200-600	Directe	Cylindrique	18	Sous pointes

NR: Non renseigné

Comme nous pouvons le constater en regardant le Tableau 3, les systèmes [8]–[15] utilisent une technique classique VNA, cela implique l'ajout d'un challenge lié à la mécanique pour faire l'acquisition du diagramme de rayonnement. Dans ce contexte, la Figure 2.6a présente le banc décrit en [13] qui a une mécanique de rotation sur un axe permettant de supporter le VNAX et faire une rotation de l'antenne de référence (Aref) au tour de l'AST. Cependant, aucun résultat expérimental, pour cette bande de fréquence, n'est présenté. Sur la Figure 2.6b, nous avons le banc décrit en [11] qui consiste à effectuer une mesure en champ proche ou zone réactive et appliquer une transformée CP/CL de façon systématique. Dans cet article, les auteurs décrivent aussi la transformation pour extrapoler les mesures planaires sur une surface sphérique. La Figure 2.6c présente le banc décrit dans [8] qui utilise un robot industriel à 6 axes pour obtenir suffisamment de degrés de liberté.

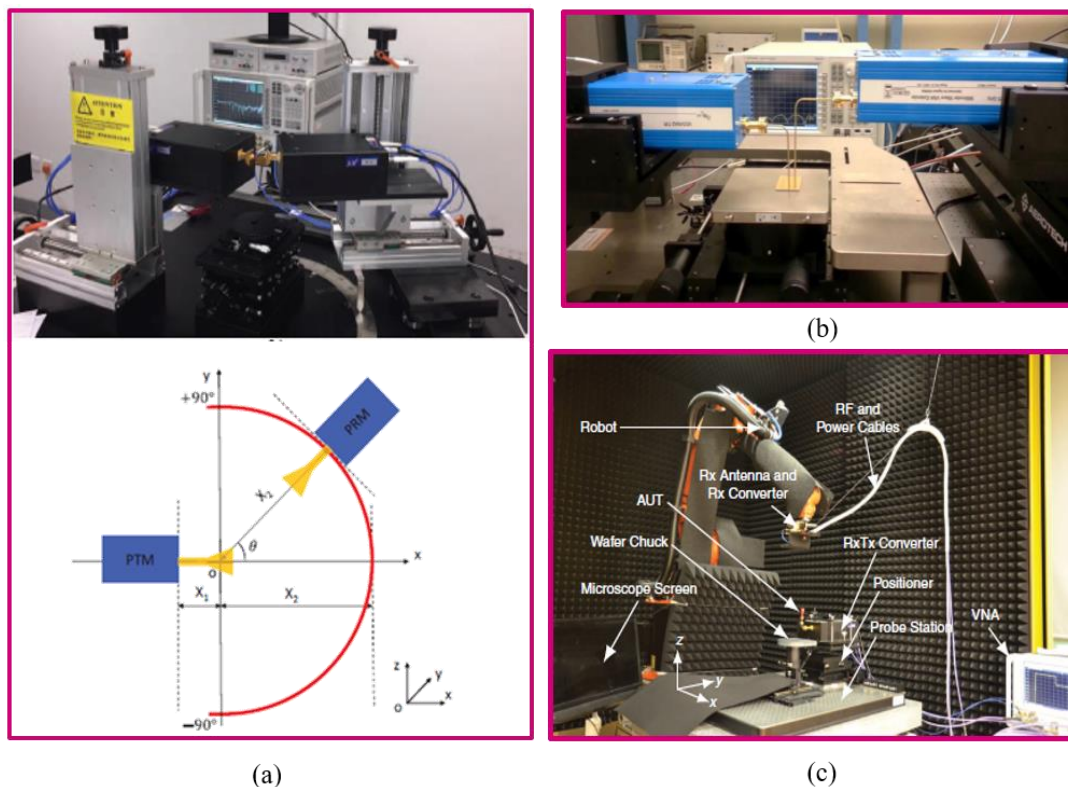


Figure 2.6: (a) Banc de mesure d'antenne décrit en [13]. (b) Banc de mesure d'antenne décrit en [11]. (c) Banc de mesure d'antenne décrit en [12].

Le seul système trouvé dans la littérature, basé sur une technique de mélange en réception opérant dans cette bande de fréquence est présenté sur la Figure 2.7. Dans cet article, les auteurs présentent aussi la variation de la dynamique de mesure en fonction de la bande passante du signal IF (*IF-bandwidth*). Rappelons que la réduction de la bande passante du filtre IF dans un récepteur hétérodyne permet de réduire la bande

équivalente de bruit et donc permet d'augmenter la dynamique de mesure. Conséquemment, ils montrent que leur système de mesure est capable de mesurer des antennes avec un gain compris entre 35 dBi et -15 dBi. Dont, une antenne avec 25 dBi a été mesuré présentant la dynamique de mesure de 45 dB et 20 dB pour le premier cas la bande passante du signal IF était 1 Hz et 100 Hz dans le deuxième. Aucun des autres systèmes trouvés a présenté l'analyse de gain de l'AST mesurable et la dynamique de mesure obtenue en fonction des paramètres associées au système.

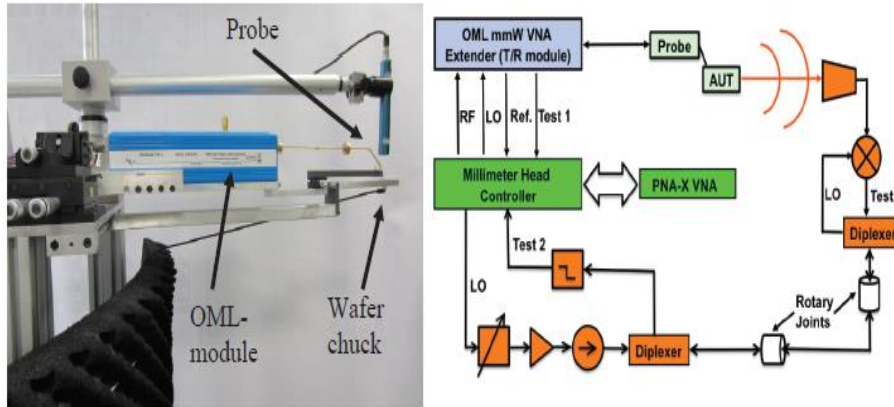


Figure 2.7: Banc de mesure d'antenne décrit en [16].

La Figure 2.8 présente le système de la référence [17], qui utilise la technique d'un générateur de signal et un module multiplieur pour alimenter l'Aref. À la réception, l'AST a une diode Schottky associée à une antenne planaire/lentille silicium réalisant une détection directe. Le système présente une dynamique de mesure de ~30 dB, avec un gain estimé de 24 dBi de l'ensemble lentille et antenne.

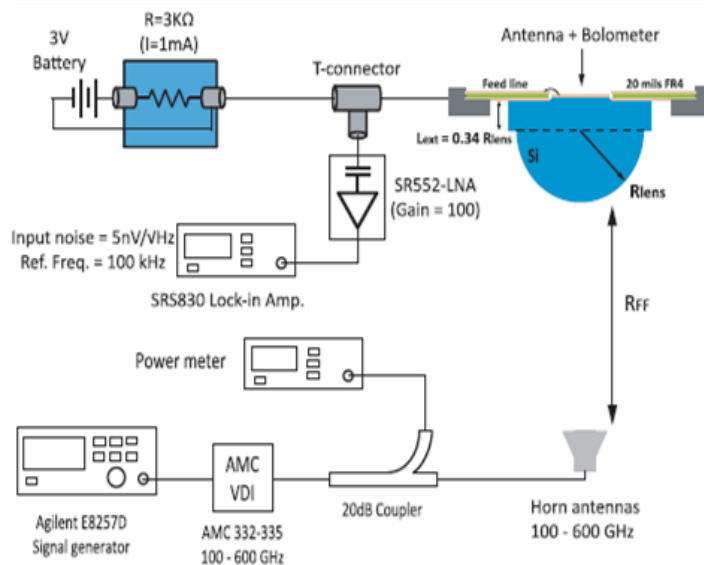


Figure 2.8: Banc de mesure d'antenne décrit en [17].

### **2.3.2. BILAN ET CHALLENGES A RELEVER**

Comme nous avons pu le constater avec l'état de l'art, la plupart des systèmes dédiés à la mesure d'antennes fonctionnant dans la bande 220-325 GHz utilisent une approche VNA. Cependant, cette technique a un coût très élevé pour un laboratoire de recherche ou un petit industriel (~200 k€). De plus, mesurer le diagramme de rayonnement sur une surface cylindrique ou sphérique est problématique avec cette technique, car le VNAX pèse ~2 kg et il est donc nécessaire d'utiliser une mécanique extrêmement robuste et précise, ce qui augmente considérablement le coût du système. Ainsi, les autres techniques ont été développées en utilisant des sources millimétriques à base de multiplieur et des mélangeurs sub/harmonique (SHM). Toutefois, la dynamique est limitée due aux pertes de conversion d'un mélangeur harmonique (~ 30-40 dB) et un mélangeur subharmonique a besoin d'un oscillateur local avec une fréquence de 100 GHz ce qui implique de nouveau un système de mesure coûteux. D'autre part les systèmes qu'utilisent une détection directe ont une dynamique encore plus faible comparée aux autres.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons essayé de développer un système de mesure innovant, en essayant d'augmenter le rapport « dynamique de mesure »/prix.

## **2.4. DEVELOPPEMENT D'UN SYSTEME DE MESURE D'ANTENNE INNOVANT DANS LA BANDE 220-325 GHz**

Comme expliqué antérieurement, le rapport « dynamique de mesure »/prix d'un système de mesure d'antennes a tendance à diminuer quand la fréquence de fonctionnement des antennes augmente. Dans ce contexte, nous avons développé un banc de mesure d'antennes ayant pour objectif d'augmenter ce rapport. Ce banc de mesure a été basé mécaniquement sur le système de mesure du Laboratoire Polytech de Nice [18] (Figure 2.9) qui peut effectuer une mesure avec acquisition sphérique à une distance fixe de 20 cm ou bien une acquisition planaire à des distances de 80 cm. Ce banc utilise la technique mélangeur en réception et fonctionne jusqu'à 140 GHz.

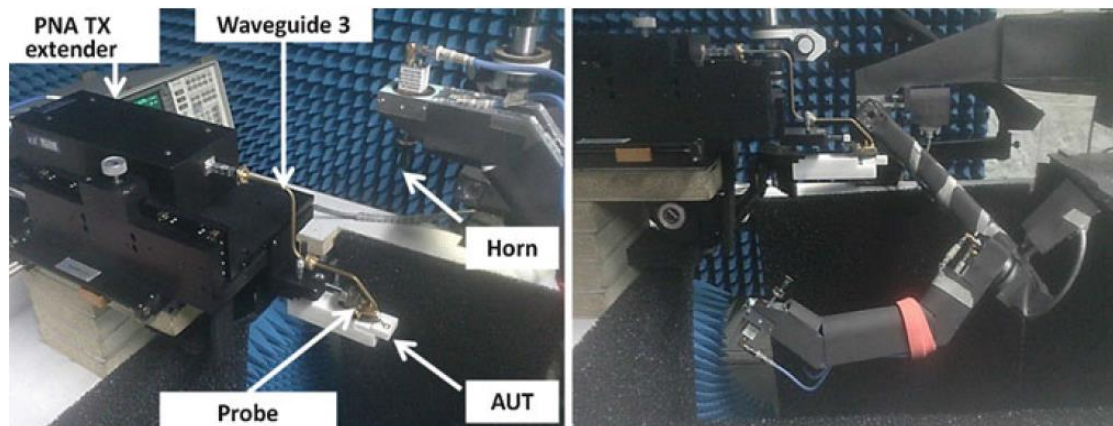


Figure 2.9: Système de mesure du Laboratoire Polytech de Nice [1].

Au tout début de la thèse, l'objectif était de reproduire la mécanique du banc de mesure utilisé au Polytech`Lab Nice, cependant le matériel utilisé pour fabriquer les bras robotique (aluminium en nid d'abeille) n'était pas disponible sur le marché. De plus, nous souhaitions également apporter une montée en fréquence de fonctionnement du banc de mesure, ceci mettant une contrainte additionnelle sur la tolérance mécanique et la déformation acceptable sur les bras. Ainsi, nous avons donc construit les bras en aluminium massif ce qui a impliqué l'ajout d'un contrepoids pour diminuer le couple que le moteur doit fournir lors de la rotation, car le centre de gravité de l'ensemble moteur/bras devient plus proche l'axe de rotation.

Afin de pouvoir intégrer notre récepteur à la mécanique, les plans mécaniques des bras ont été adaptés par l'ingénieur Christophe Boyaval, en gardant la distance de 20 cm entre l'Aref et l'AST, et usinés par le mécanicien Jean-Michel Mallet (à IEMN). De plus, nous avons développé l'automatisation complète du banc de mesure avec LabVIEW.

#### 2.4.1. INTEGRATION MECANIQUE

Afin de montrer l'emplacement de l'AST dans le système et associer aux coordonnées sphériques liées au programme LabVIEW, un schéma bloc de l'intégration mécanique et électronique de notre banc de mesure est présenté sur la Figure 2.10. L'instrumentation associée est présentée dans la section « système électronique et métrologie ».

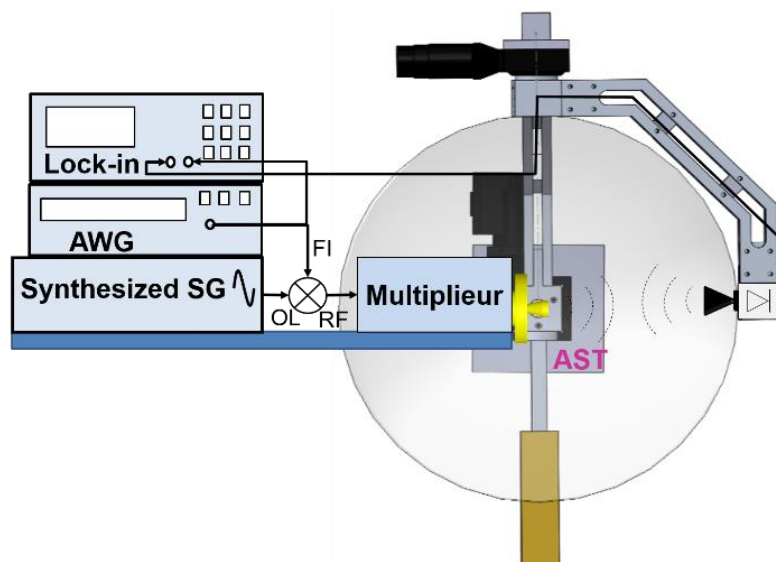


Figure 2.10: Schéma de principe du système mécanique du banc de mesure. Dont le Lock-in correspond à un amplificateur à détection synchrone, l'AWG au *Arbitrary Waveform Generator* et SG au *Signal Generator*.

Le programme de pilotage automatique de l'instrumentation se décompose en quatre onglets, afin de dissocier les processus de démarrage jusqu'aux mesures. La procédure commence avec l'onglet *Move* (Figure 2.11) qui permet de mettre l'antenne de mesure en face de l'AST, dont la position de l'antenne de mesure peut être sélectionnée à l'aide du menu déroulant.

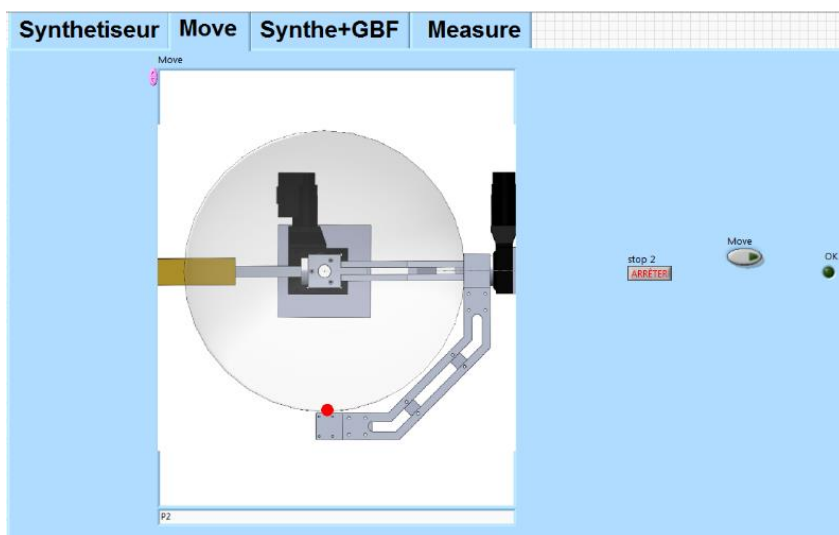


Figure 2.11: L'onglet *Move* du programme LabVIEW utilisé pour le banc de mesure.

Ensuite, dans l'onglet *Synth+GBF* (Figure 2.12), le synthétiseur est allumé avec la valeur de puissance et fréquence désirée, ainsi que le GBF choisissant l'amplitude, l'*offset* et la fréquence du signal utilisé pour la modulation d'amplitude du signal hyperfréquence de commande du multiplicateur.

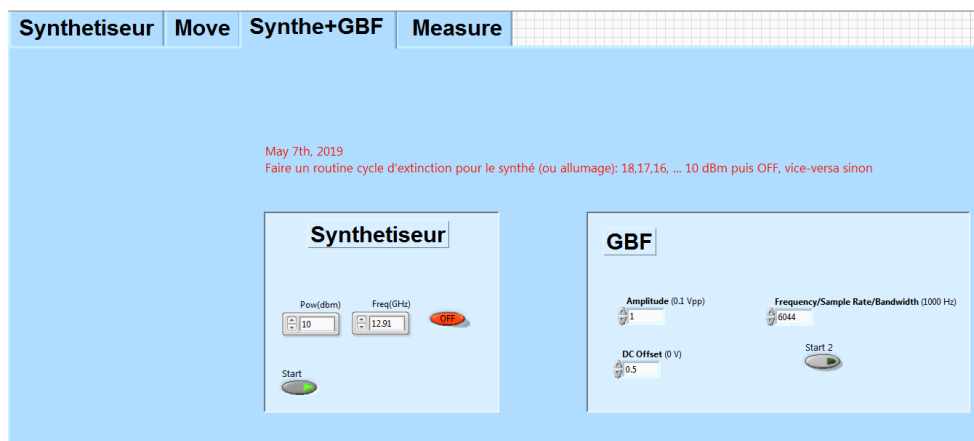


Figure 2.12: Capture d'écran de l'onglet *Synthe+GBF* du programme LabVIEW utilisé pour le banc de mesure.

L'onglet *Synthétiseur* (Figure 2.13) permet un balayage fréquentiel du synthétiseur pour trouver les points de fréquence intéressants à mesurer pour le diagramme de rayonnement. En effet, la réponse en fréquence de la source, ainsi que la réponse en fréquence de la diode de détection ne sont pas plates. De plus, les deux antennes étant en vis-à-vis, la présence d'ondes stationnaires entre l'émetteur et le récepteur ont également pour effet d'induire des fluctuations de puissance avec la fréquence. Cependant, cet effet est plus faible que le premier (réponse en fréquence globale du système source/détecteur).

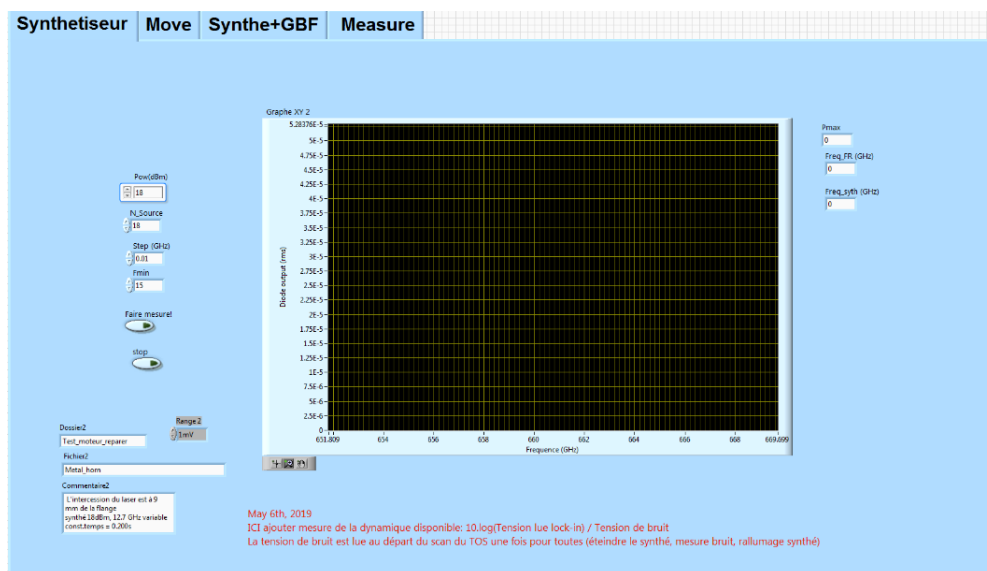


Figure 2.13: L'onglet *Synthétiseur* du programme LabVIEW utilisé pour le banc de mesure.

Les possibles plans et surfaces mesurables avec notre banc de mesure sont montrés en Figure 2.14. L'acquisition est effectuée sur une portion de sphère délimitée par le support de l'AST. Ainsi, nous avons fait une routine dédiée aux plans principaux H (Plan ZY), E (Plan XY) (en référence à l'AST de la Figure 2.10), dont la mesure est faite sur 180°, le plan XZ avec une mesure sur 360°, la portion inférieure de la sphère

(Lower hemisphere), la portion supérieure de la sphère (Upper hemisphere) et la moitié de la sphère appelée 3D Full.

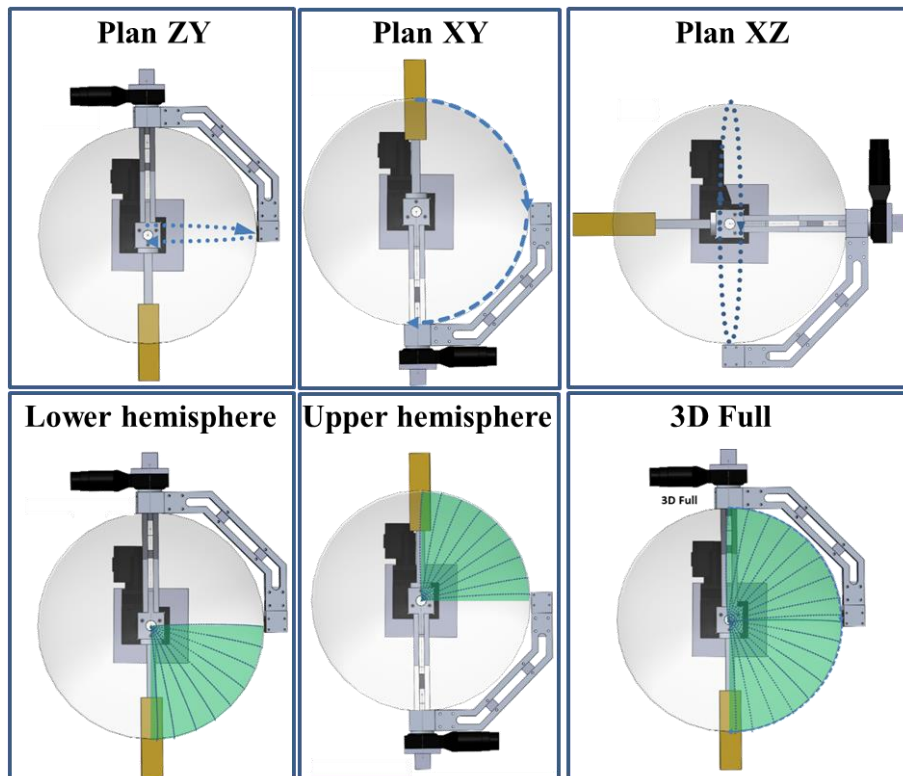


Figure 2.14: Schéma des plans et surfaces mesurables avec notre banc de mesure.

Ce choix est fait dans l'onglet *Mesure* (Figure 2.15), lequel est utilisé pour gérer les paramètres de la mesure du diagramme de rayonnement. Concernant les paramètres d'entrée, le choix du plan ou surface que l'on souhaite mesurer est fait en glissant le menu déroulant. Au début de la mesure, un dossier est créé/choisi pour accueillir le fichier avec les données générées.

La valeur du déplacement en degrés entre chaque mesure est choisie dans la case *Step*. Afin de réduire le niveau de bruit, une accumulation de  $n$  mesures est réalisée afin d'extraire la moyenne des points accumulés à chaque pas, dont la quantité de points accumulés est choisie dans l'option *Nb of accumulated points*. Dans l'objectif d'accumuler encore plus de points dans les zones à faible signal l'option *optimisée* a été implémentée, dans la case *Format Nb de point accumulé* : cette fonction vérifie si la valeur lue dans le *Lock-in* est inférieure à  $20 \mu\text{V}$  et faire l'acquisition de 15 points supplémentaires dans le cas affirmatif. Les paramètres du *Lock-in AC Gain* et *Time Constant* sont aussi fixés dans cet onglet.

Dans l'objectif de faire une optimisation de la sensibilité du *Lock-in* (case *Range*) à chaque acquisition, une comparaison entre la valeur acquise et la sensibilité



actuelle est faite, suivi d'un changement automatique de sensibilité si l'acquisition n'est pas dans l'intervalle optimum de signal détectable, donc il est possible d'être dans la valeur du niveau minimum de signal détectable (MDS) sans avoir une saturation du convertisseur analogique numérique du *Lock-in*.

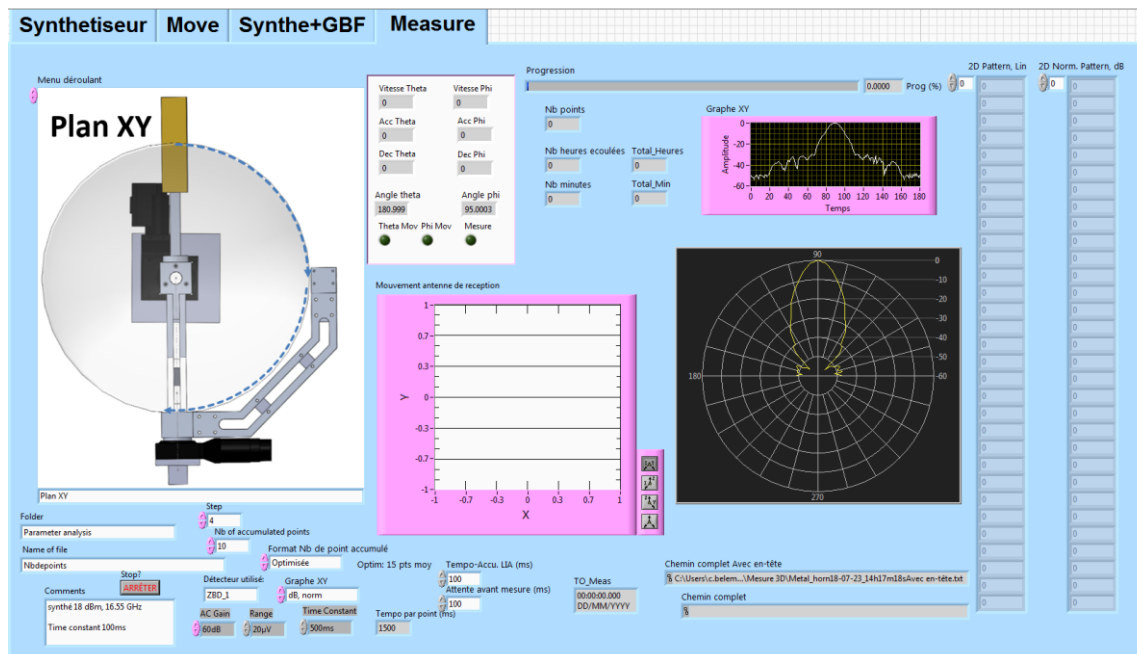


Figure 2.15: L'onglet *Mesure* du programme LabVIEW utilisé pour le banc de mesure.

Concernant les paramètres de sortie, l'angle ( $^{\circ}$ ), la vitesse angulaire ( $^{\circ}/s$ ), l'accélération angulaire ( $^{\circ}/s^2$ ), la décélération angulaire ( $^{\circ}/s^2$ ) des moteurs et la position de l'antenne de mesure relative au plan de mesure sont affichés en temps réel, ainsi que le diagramme de rayonnement normalisé en coordonnées polaires et cartésiennes. Pour ce dernier, le choix entre l'affichage en dB ou linéaire est effectué dans la case *Grappe XY*.

## 2.4.2. SYSTEME ELECTRONIQUE ET METROLOGIE

La Figure 2.16 présente une vue en schéma blocs du système RF de mesure dont la transmission comprend un étage de modulation fait avec un mélangeur (ZX05-24MH-S+) combinant un signal OL généré par le générateur de signal (Anritsu MG3692A) avec le signal de référence FI carré (1 V crête à crête, offset DC de 0.5 V à 6 kHz) généré par un générateur de fonction arbitraire (Agilent 33120A), suivi d'une chaîne de multiplieurs de fréquence (x6 et x3) (AFM-6 et WR3.4x3) afin d'obtenir un signal dans la bande 220-325 GHz. Ce signal alimente ensuite l'AST qui va rayonner en espace libre.

En réception l'antenne de référence (ARx) (SN\_100025) est un cornet conique commercial avec 24 dBi de gain qui est connecté directement à une diode-ZBD. Cette diode Schottky utilise la technologie III-V GaAs, de type zero-bias et est intégrée dans un bloc de guide d'onde (prototype non commercial). Ceci permet de réaliser la détection d'enveloppe, puis le signal est envoyé à un amplificateur *Lock-in* (AMETEK Model 7270 DSP) avec des câbles souples connectés par un joint tournant, le *Lock-in* a donc comme référence le signal FI. Cette technique qui combine la détection directe avec une détection synchrone est utilisée dans les caractérisations des diodes THz [19], [20].

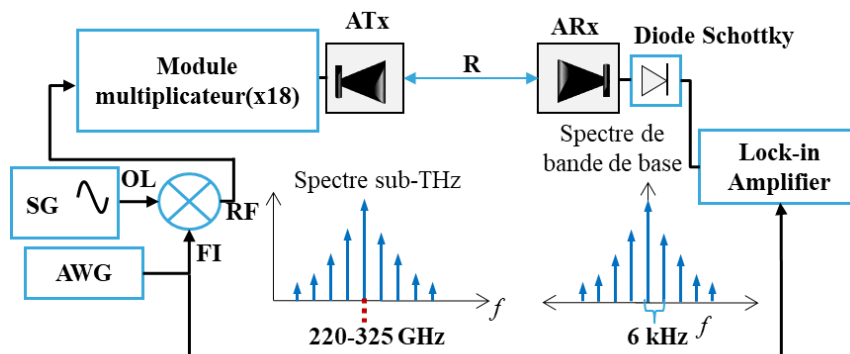


Figure 2.16: Schéma bloc du système RF de mesure du diagramme de rayonnement et spectres des signaux pour le signal THz modulé en amplitude, ainsi que le spectre du signal redressé par la diode Schottky de détection.

Des photographies de notre banc de mesure avec l'intégration mécanique peuvent être observées sur la Figure 2.17.

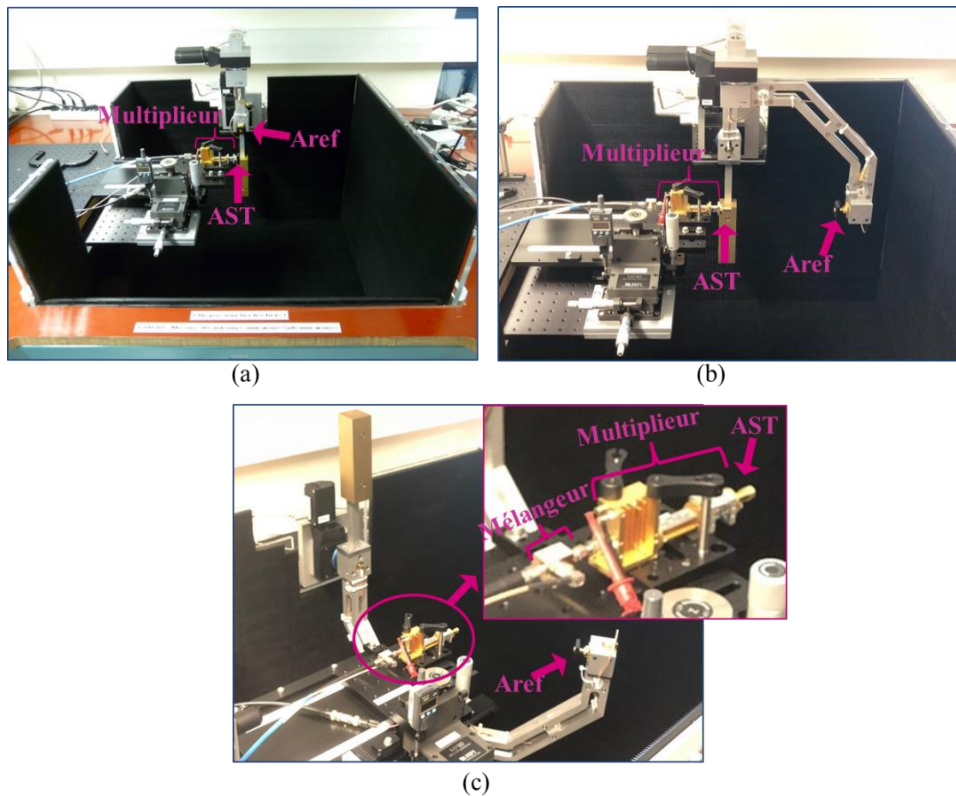


Figure 2.17: Photographie de notre banc de mesure (a) dans la position initial, (b) avec l'Aref placée en face de l'AST et (c) position aléatoire durant une mesure 3D.

La Figure 2.17a présente notre banc dans la position initiale, puis sur la Figure 2.17b, l'Aref est placée en face de l'AST et la Figure 2.17c a été prise au moment d'une mesure 3D. Le banc de mesure a été également placé dans un espace recouvert d'absorbants millimétriques adaptés à la bande de mesure. Ceux-ci sont des absorbants pyramidaux, en polyéthylène chargé de carbone et dont le coefficient de réflexion est meilleur que -30 dB.

### 2.4.3. PROCEDURE DE CALIBRATION

Dans le but de positionner de manière précise l'AST au centre de la sphère, avant de débiter toutes les mesures, une calibration mécanique est effectuée avec des pointeurs lasers placés dans les deux axes de rotation du banc (Figure 2.18a). Ainsi, l'AST peut être déplacée au centre de sphère à l'aide des micro-positionneurs XYZ, montrés sur la Figure 2.18b.

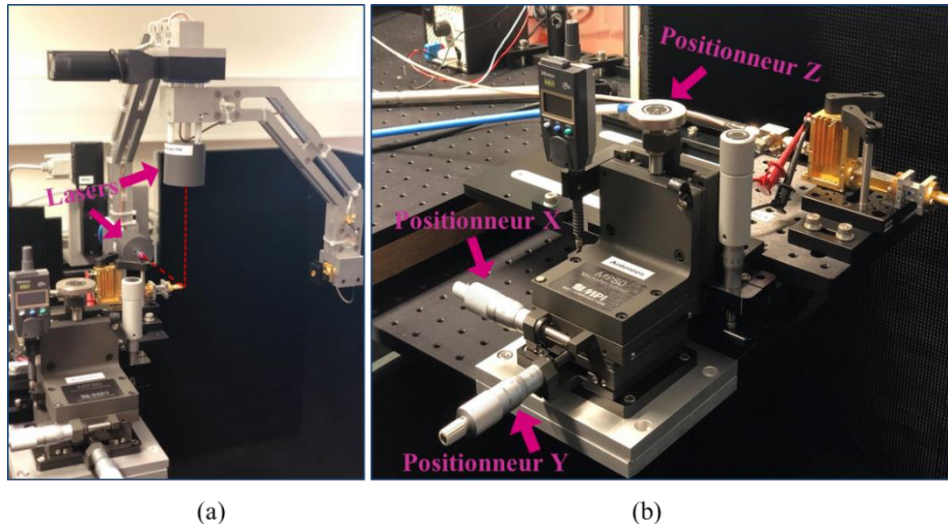


Figure 2.18: Procédure de calibration pour placer l'AST au centre de la sphère.

Afin d'estimer les pertes globales en puissance du système lors d'une mesure (de l'émission à la réception), une calibration RF est effectuée dans lequel un atténuateur 20 dB est mis entre la chaîne de multiplication et la diode Schottky comme indiqué sur le schéma bloc de la Figure 2.19.

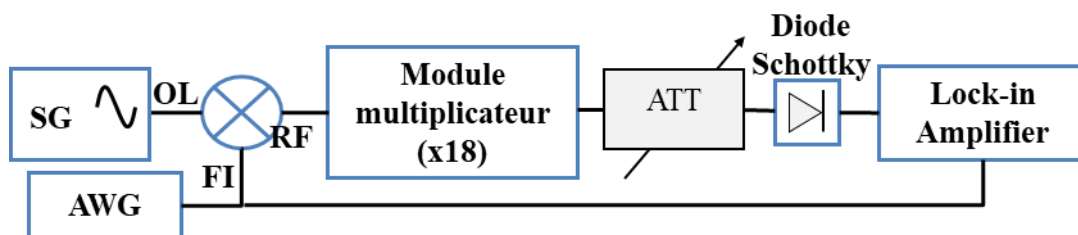


Figure 2.19: Schéma bloc de la calibration faite avec notre banc mesure.

La Figure 2.20 présente la courbe de calibration obtenue avec la procédure montre en Figure 2.19.

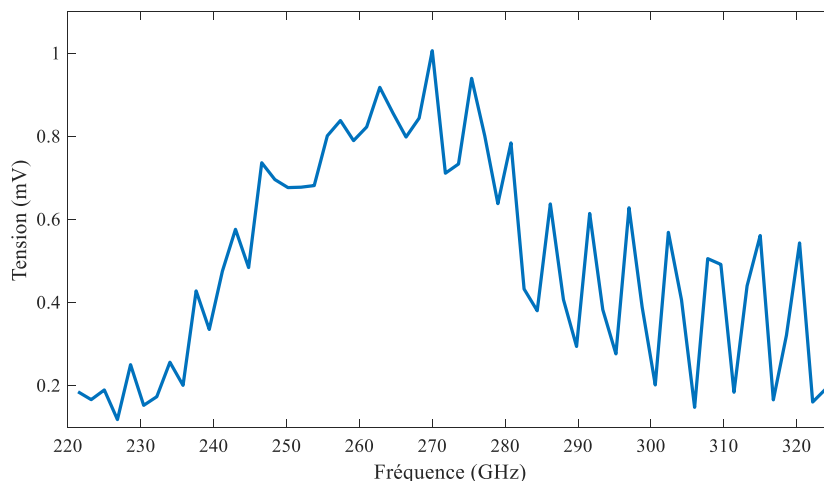


Figure 2.20: Courbe obtenue lors de la calibration.

Comme nous pouvons l'observer, la puissance reçue n'est pas constante. Cette réponse en fréquence est typique de l'intégration en guide d'ondes de la source et du récepteur. En effet, des ondes stationnaires caractéristiques induisant des périodicités fréquentielles de quelques GHz sont superposées à la courbe de calibration.

Suite à la calibration, l'atténuateur est remplacé par l'AST connecté au module multiplicateur et une antenne de gain connu connectée à la diode, afin d'estimer le gain d'AST.

#### 2.4.4. ANALYSE DE LA SENSIBILITE ET DE LA DYNAMIQUE DE MESURE

Figure 2.21 présente les puissances correspondant à chaque étape du bilan de liaison de notre banc de mesure, dont les puissances à chaque étape peuvent être estimées par la contribution de gain/atténuation des composants.

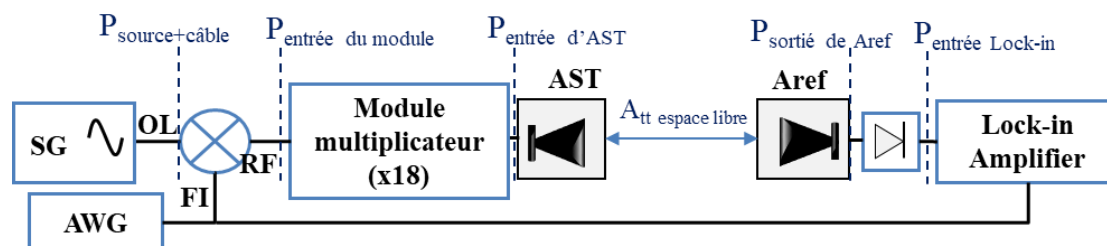


Figure 2.21: Bilan de liaison de notre banc de mesure.

Sachant que la puissance à la sortie du générateur de signal à 240 GHz est de 18 dBm, en tenant en compte l'atténuation du câble ( $\sim 1$  dB), nous avons 17 dBm à l'entrée du mélangeur, correspondant à ( $P_{\text{source+câble}}$ ). Puis en ajoutant les pertes de conversion du mélangeur ( $\sim 7$  dB), nous avons 10 dBm à l'entrée du module multiplicateur ( $P_{\text{entrée du module}}$ ). Enfin nous obtenons une puissance de 0 dBm à l'entrée de l'AST en prenant en compte l'atténuation du module multiplicateur ( $\sim 10$  dB). Dans le cas spécifique

d'une antenne dont le gain est 10 dBi nous avons -56 dBm à l'entrée de l'Aref, car la perte en espace libre à 240 GHz sur 20 cm est de 66 dB. Ainsi, pour une antenne de référence de 24 dBi nous avons -32 dBm délivrés à la diode ( $P_{\text{sortie de Aref}}$ ), nous estimons une incertitude de +/- 0,2 dB maximum.

Puisque la puissance à la sortie de l'antenne de mesure doit être conforme aux spécifications de sensibilité et du MDS de la diode pour rester dans la plage de signal détectable par celle-ci, nous avons mesuré la sensibilité à la variation de puissance (sensibilité V/mW) et fréquence (responsivité) d'entrée de la diode en utilisant la procédure présentée dans le schéma bloc de la Figure 2.22.

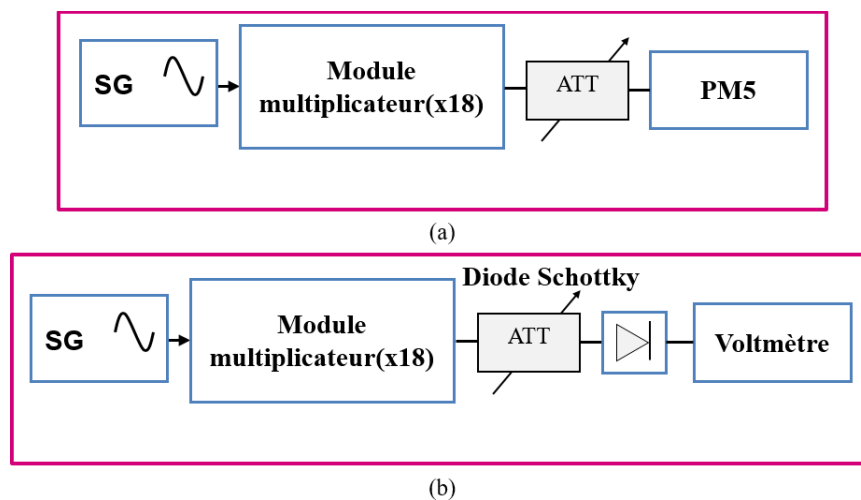


Figure 2.22: Mesure de la sensibilité de la diode. (a) Calibration de la mesure en puissance. (b) : mesure de la tension rectifiée en sortie de la diode de détection.

La mesure de la sensibilité (V/mW) a été partagée en deux étapes, dans un premier temps nous avons connecté une puissance-mètre en guide d'ondes (PM5) afin de mesurer la puissance à l'entrée de la diode en faisant varier la valeur de l'atténuateur (Figure 2.3) puis nous avons connecté la diode à un voltmètre (34411 Keysight). En faisant varier également l'atténuateur, nous avons pu mesurer la tension à la sortie de la diode laquelle est présentée sur la Figure 2.23. Ensuite, nous avons mesuré la sensibilité de la diode à la variation de fréquence. Pour cela, nous avons utilisé la valeur maximum de puissance du synthétiseur (18 dBm) (Figure 2.23b).

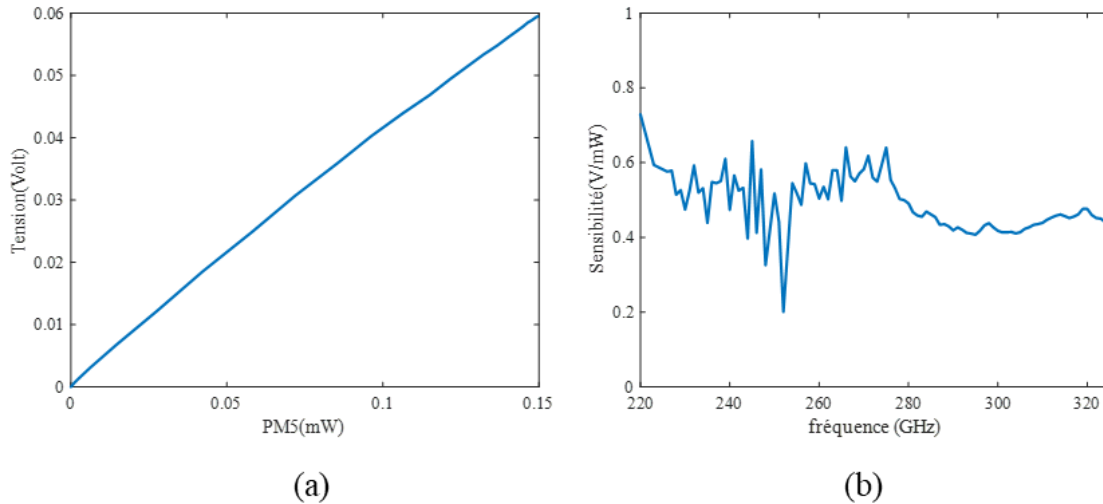


Figure 2.23: (a) Sensibilité de la diode à la variation de la puissance.(b) Sensibilité de la diode en fonction de la fréquence.

Comme indiqué dans le bilan de puissance, la puissance à l'entrée de la diode à 240 GHz est de -32 dBm (soit 0.631  $\mu$ W). En considérant que la sensibilité est de 0,5 V/mW, on obtient une tension de sortie de  $\sim$ 315  $\mu$ V. Comme le signal à la sortie de la diode est envoyé à la *Lock-in*, il doit respecter ses contraintes, dont sa plage de fréquence doit être comprise entre 0.001 Hz à 250 kHz et la tension maximale est de 2 V, lorsqu'il est en mode mesure de tension avec un canal de référence. De plus, la réserve de dynamique (DR) doit être en dessous de 100 dB pour que les amplificateurs de la conversion analogique/numérique ne deviennent pas trop bruyants et imprécis [21]. La valeur de DR peut être estimée par l'équation ( 6 ) [21],

$$DR = 20 * \log_{10} \left( \frac{2}{SEN} \right) - Gain AC(en dB) \quad (6)$$

avec la SEN étant la sensibilité de la *Lock-in* qui varie de 2 nV à 1 V ( dont le pas est donné dans la notice) avec un facteur 1, 2 et 5 et le gain AC qui est le gain de l'amplificateur analogique du canal de signal utilisé. Les valeurs du gain AC sont déterminées par la tension crête maximale pouvant être appliquée à l'entrée de ce canal (ces valeurs gains peuvent être observées dans la notice du *Lock-in* [21]). De plus, la valeur du gain AC doit être aussi grande que possible sans provoquer la saturation de l'amplificateur ou du convertisseur de canaux de signaux. Comme la tension à la sortie de la diode ne dépasse pas les 8 mV, le gain AC estimé dans la notice est 48 dB.

En faisant le calcul avec la sensibilité minimum disponible (2 nV), nous retrouvons une DR= 132 dB, qui est la valeur disponible par la *Lock-in*. Cependant, la dynamique du système complet doit prendre en compte les limitations dues à la détection directe, ce qui consiste à évaluer la contribution du NEP (puissance

équivalente de bruit) imposée par la diode en prenant en compte la bande équivalente de bruit. Ainsi, la sensibilité de la détection peut être estimée par l'équation ( 7 ).

$$Rx_{sen}(dBm) = 10 \log(NEP\sqrt{B}) + 30 + SNR. \quad (7)$$

Comme la diode utilisée est un prototype non commercial nous avons choisi de ne pas évaluer la NEP car la procédure de mesure peut l'endommager, donc pour le calcul nous utilisons une NEP de  $1,76E^{-11}$  W/Hz<sup>1/2</sup>, qui correspond à une diode commerciale, B est la bande équivalente de bruit et le SNR (10) est le rapport signal sur bruit. La valeur de B est un paramètre intrinsèque du *Lock-in* [21] ; il est déterminé par la constante de temps utilisée pour le moyennage du signal dans le lock-in ajustable de 10 µs à 100 ks, et la pente (liée à l'ordre du filtre). Ainsi, plus la constante de temps et l'ordre du filtre sont élevés, plus la bande équivalente de bruit est faible, cependant le temps pour que signal atteigne le régime établi sera plus élevé. Pour la plupart des mesures, nous avons utilisé une constante de temps de 200 ms et le filtre de 12dB/octave ce qui donne une B = 1 Hz et  $Rx_{sen} = -67$  dBm.

En combinant l'équation ( 7 ) avec l'équation de puissance du système, la dynamique théorique peut être obtenue à l'aide de l'équation ( 8 ).

$$Dyn(dB) = Pin_{AST} - Rx_{sen} + G_{AST} + G_{Ameas} - Loss_{fs} \quad (8)$$

$Pin_{AST}$ ,  $G_{AST}$  et  $G_{Ameas}$  correspondent respectivement à la puissance à l'entrée de l'AST, le gain de l'AST et le gain de l'Aref. Les pertes en espace libre  $Loss_{fs}$  sont calculées à l'aide de l'équation ( 9 ).

$$Loss_{fs} = 20 \log_{10}(\lambda/4\pi R). \quad (9)$$

En utilisant l'équation ( 8 ), nous obtenons la courbe de dynamique théorique présentée sur la Figure 2.24.



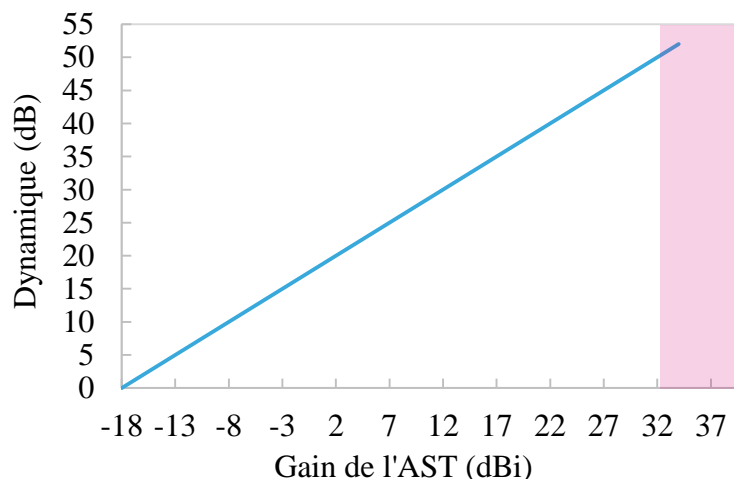


Figure 2.24: Dynamique théorique du système de mesure en fonction du gain max de l'AST.

En regardant la courbe de la Figure 2.24, nous pouvons conclure qu'avec notre technique de mesure, le banc est opérationnel pour les antennes ayant un gain compris entre -8 dBi à 32 dBi tout en ayant une dynamique respective de 10 à 51 dB. Pour le gain max mesurable, nous avons pris en compte le maximum de puissance à l'entrée de la diode (-10 dBm) sans avoir une saturation de la réponse en tension. La validation de cette courbe théorique est effectuée dans la partie suivante dédiée à la validation expérimentale des performances du banc de mesure.

## 2.5. VALIDATION EXPERIMENTALE DANS LA BANDE 220 – 325 GHz

Dans le but de pouvoir valider la technique de mesure proposée, trois antennes cornet conique ont été caractérisées (Figure 2.25) : une antenne commerciale  $A_1$ , une antenne corruguée fabriquée en technologie d'impression 3D plastique métallisée  $A_2$  (procédé SWISSto12 [22]) et une antenne corruguée fabriquée en technologie d'impression 3D métal  $A_3$  (procédé SLM de chez Initial [23]).

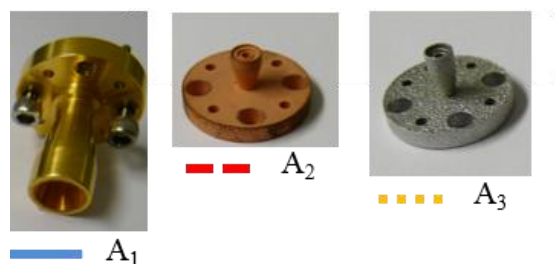


Figure 2.25: Antennes caractérisées pour la validation de la technique de mesure.

Nous avons mesuré le gain dans l'axe de ces antennes en fonction de la fréquence (Figure 2.26) avec un VNA calibré au préalable en guide d'ondes WR3.4.

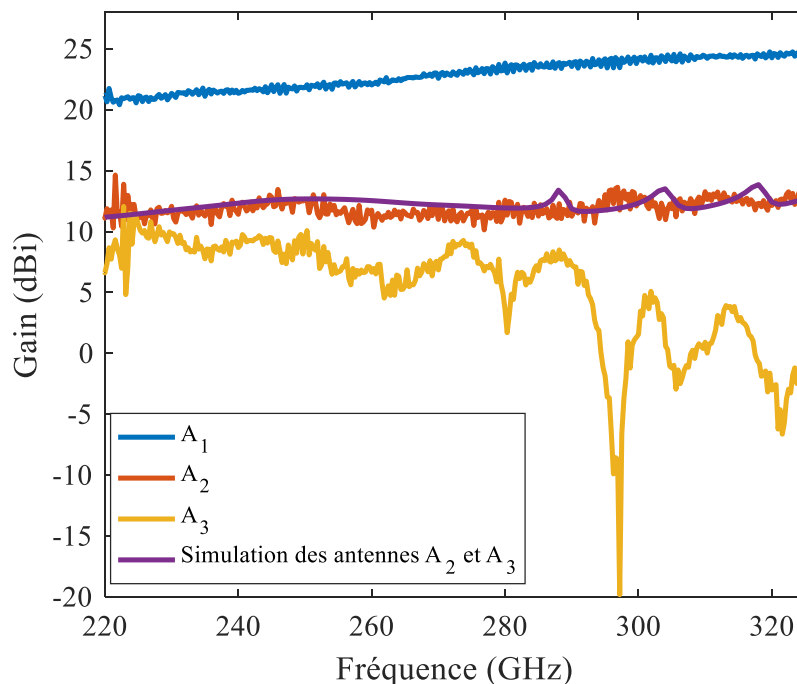


Figure 2.26: Gain dans l'axe, mesuré et simulé des antennes  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$ .

Comme l'antenne  $A_1$  est un cornet commercial, nous n'avons pas sa courbe de simulation, mais par mesure nous pouvons constater qu'elle présente le gain le plus élevé (22 dBi à 24 dBi) dans toute la bande, le gain annoncé par le fournisseur a été de 24 dBi. Les antennes  $A_2$  et  $A_3$  ont la même forme, donc elles étaient conçues pour avoir le gain présenté dans courbe de simulation ( $\sim 12$  dBi), mais comme elles sont usinées par des techniques différentes des gains différents sont obtenus. Dans le chapitre suivant nous détaillerons ces conceptions.

### 2.5.1. VALIDATION EXPERIMENTALE A TRAVERS UNE COMPARAISON AVEC LA SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE

L'antenne  $A_2$  a été optimisée en utilisant le logiciel HFSS pour avoir un gain axial de 12 dBi dans la bande de fréquence 220-325 GHz. Puis elle a été mesurée avec notre banc de mesure. Une comparaison simulations/mesures des plans H et E est présentée sur la Figure 2.27.

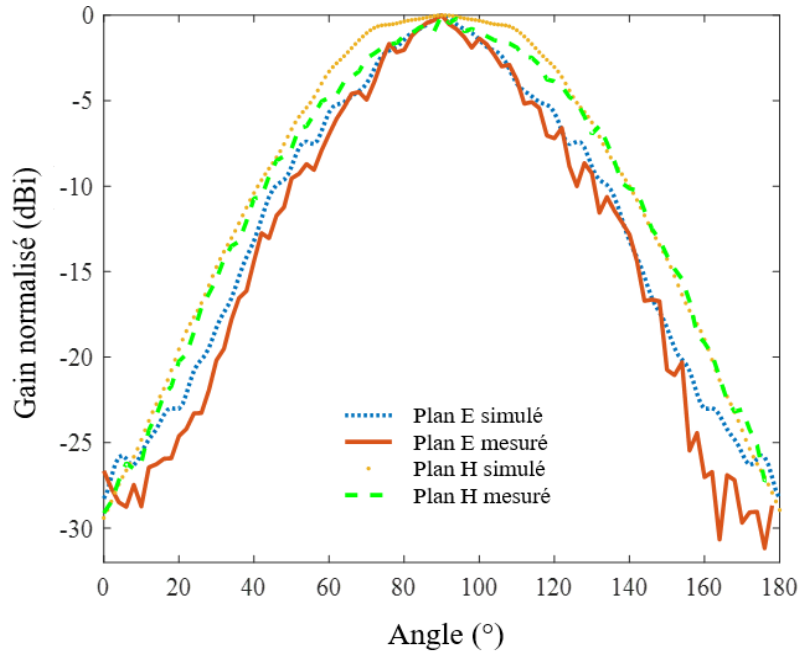


Figure 2.27: Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés en fonction de l'angle  $\theta$  (plan H) et  $\phi$  (plan E) de l'antenne  $A_2$  à 240 GHz.

Afin d'estimer l'exactitude de la mesure de gain dans l'axe avec le banc de mesure, nous avons mesuré le gain de l'antenne  $A_3$  en utilisant un VNA calibré avec la méthode des trois antennes et le banc de mesure utilisant notre nouvelle technique. Pour l'estimation du gain avec notre système, nous avons effectué un balayage fréquentiel de 1,8 GHz avec la configuration décrite dans la procédure de calibration, puis en utilisant l'équation (10), laquelle correspond à un bilan de puissance qui comprend la contribution de l'atténuateur présent dans la calibration et les éléments présents dans la mesure.

$$G_{AST} = Pin_{AST} + G_{Ameas} - Loss_{fs} - (P_{Cal} + Loss_{Att}) \quad (10)$$

Avec  $Pin_{AST}$  la puissance mesurée avec les deux antennes,  $G_{Ameas}$  le gain de l'antenne de mesure qui a été mesuré au VNA,  $Loss_{fs}$  la contribution des pertes en espace libre,  $P_{Cal}$  la puissance mesurée lors de la calibration et  $Loss_{Att}$  la contribution de l'atténuateur mesuré au VNA.

Ainsi, la comparaison entre la mesure de gain effectuée avec un VNA et notre nouveau banc peut être observée sur la Figure 2.28, dont les points acquis dans notre banc de mesure sont représentés par \*.

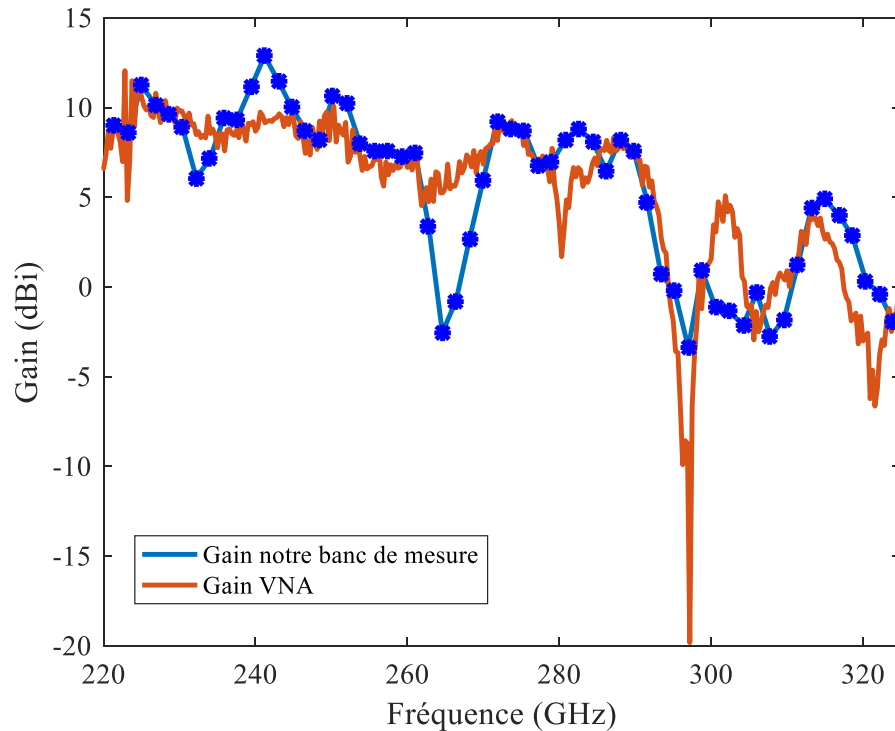


Figure 2.28: Gain dans l'axe de l'antenne  $A_3$  mesuré avec un VNA et avec notre nouveau banc de mesure.

Comme nous pouvons le voir sur la Figure 2.28, nous avons la même allure de courbe pour les deux systèmes de mesure, cependant la mesure avec notre nouveau banc comporte de plus grandes oscillations dues à l'effet d'ondes stationnaires mesure, mais reste largement acceptable.

Afin de valider la dynamique théorique calculée pour notre banc, nous avons comparé la mesure des diagrammes de rayonnement plan H des antennes  $A_1$ ,  $A_2$  et  $A_3$  à 240 GHz. Comme le gain dans l'axe mesuré pour chaque antenne est  $A_1=22$  dBi,  $A_2=11$  dBi,  $A_3=9$  dBi, la dynamique théorique respective est de 41, 27 et 25 dB. Ainsi, si on regarde le diagramme de rayonnement présenté sur la Figure 2.29 nous pouvons voir que les valeurs théoriques et mesurées de la dynamique sont bien similaires.

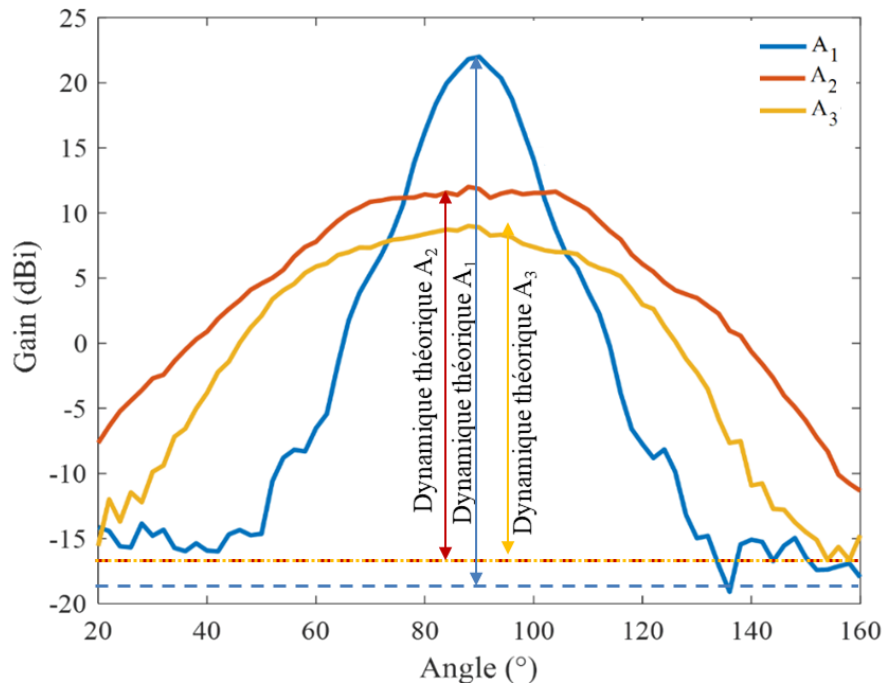


Figure 2.29: Plan H du diagramme de rayonnement des antennes  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$ .

De plus, comme nous avons pu le constater précédemment avec l'étude de dynamique (voir équations ( 7 ), ( 8 )) du système, la diminution de la bande équivalente de bruit induit une augmentation de la sensibilité et de la dynamique de mesure. Cela est donc lié à la constante de temps du *Lock-in*. Ainsi nous avons fait deux mesures du plan H à 275 GHz de l'antenne  $A_1$  en choisissant la constante de temps à 10 ms et 100 ms, ainsi qu'une mesure avec 1 et 15 points d'acquisition pour vérifier l'influence de ce paramètre sur la qualité de la mesure (Figure 2.30).

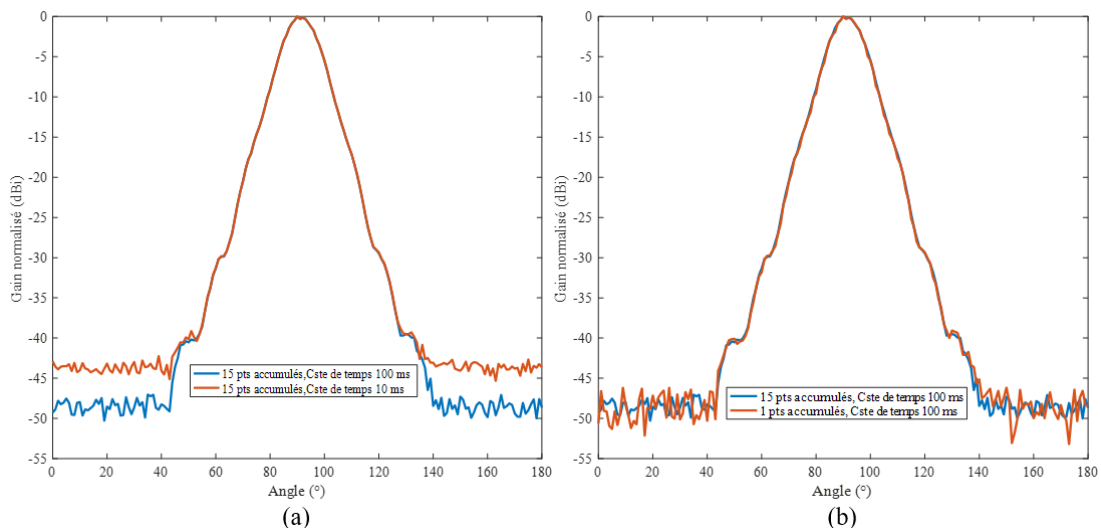


Figure 2.30: Mesure du plan H du diagramme de rayonnement de l'antenne  $A_1$  sous diverses conditions.

En regardant la courbe de la Figure 2.30a, nous observons qu'avec une constante de temps de 10 ms, laquelle donne une bande équivalente de bruit de 16,7 Hz et donc une sensibilité de -61,4 dBm, nous obtenons une dynamique de 42 dB mesuré tandis que 43,33 dB sont attendues en calcul théorique. Avec une constante de temps de 100 ms la bande équivalente de bruit est 1,67 Hz, et la sensibilité de -66,44 dBm ce qui donne une dynamique de mesure de 48,33 dB théorique. Nous constatons une dynamique mesurée de 48 dB ce qui valide nos hypothèses et calculs. Concernant la quantité de points d'acquisition, nous observons que la mesure avec 15 points présente une courbe plus lisse que la mesure avec 1 point ce qui est physiquement normal, car plus nous faisons l'acquisition de points, plus la valeur mesurée sera plus proche de la valeur réelle.

Dans la partie suivante, nous comparons la précision de mesure de notre système par rapport à l'état d'art. Nous avons donc effectué des mesures comparatives avec un banc de test utilisant la technique VNA.

### 2.5.2. COMPARAISON DES PERFORMANCES DU SYSTEME AVEC UNE TECHNIQUE VNA

Pour la comparaison entre notre technique de mesure et la technique VNA, nous avons mesuré les antennes  $A_1$  et  $A_3$  à l'Institute of Smart Cities de Navarra en Espagne (Prof. Carlos Rio del Bocio). La technique utilisée avec le banc de ce laboratoire consiste à effectuer une mesure sur une surface cylindrique, avec un PNA *Agilent*, des multiplicateurs mmw (VDI 220-330 GHz) dont l'Aref (Horn-27240-20) correspond à une antenne cornet pyramidale, avec 25 dBi de gain, fixée à une distance de 30 cm de l'AST, laquelle tourne autour de l'axe Z comme la montre le schéma bloc de la Figure 2.31.

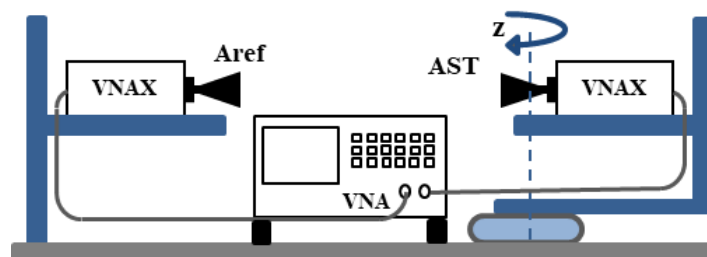


Figure 2.31: Schéma bloc du banc de mesure de l'Institute of Smart Cities.

Des mesures comparatives entre les deux techniques des diagrammes de rayonnement plans H de  $A_1$  et  $A_3$  à 240 GHz peuvent être observées sur la Figure 2.32.

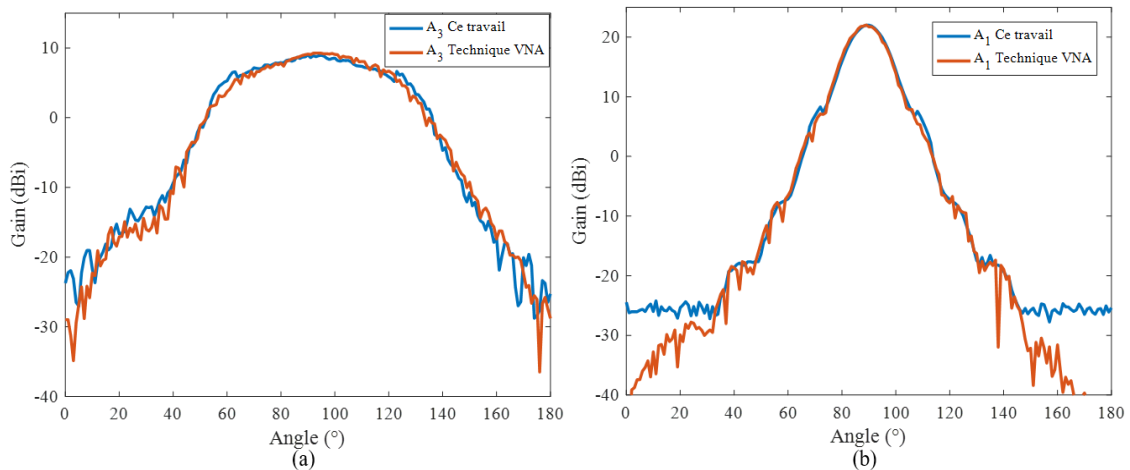


Figure 2.32: Diagrammes de rayonnement du plan H de  $A_1$  (droite) et de  $A_3$  (gauche) à 240 GHz entre notre technique de mesure et la technique de mesure VNA.

En observant les résultats, nous pouvons constater que notre banc possède une dynamique de mesure suffisante pour obtenir les mêmes informations sur le diagramme de rayonnement de  $A_3$  que le banc de l'Institute of Smart Cities, car le gain de l'antenne sous test est de 9 dBi. Cependant, plus le gain est élevé, plus nous percevons l'importance de la dynamique liée à la détection, ce que nous observons dans la zone angulaire  $[0^\circ, 35^\circ]$  et  $[150^\circ, 180^\circ]$  de  $A_1$ . La technique de mesure VNA permet ainsi d'obtenir de meilleurs résultats compte tenu de sa meilleure sensibilité (au prix d'une mise en œuvre nettement plus complexe et d'un coût très élevé). Cependant, nous estimons que ce n'est pas rédhibitoire dans le cadre de la mesure de cette antenne, car nous obtenons les informations du lobe principal avec la même précision. Nous pouvons donc considérer que les résultats sont donc très semblables avec les deux techniques de mesure ce qui valide la pertinence du système de mesure proposé.

## 2.6. CONCLUSIONS DU CHAPITRE 2

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps l'état de l'art des systèmes de mesure d'antenne fonctionnant dans la bande 220-325 GHz en expliquant les techniques de mesure existantes. Dans une seconde partie, nous avons décrit l'intégration mécanique et l'automatisation de notre banc de mesure, ainsi que ses aspects innovants. Nous avons ainsi montré qu'en combinant une détection d'enveloppe utilisant une diode Schottky avec une détection synchrone, il est possible d'augmenter le rapport « dynamique de mesure »/prix d'un système de mesure d'antennes fonctionnant dans les bandes de fréquences sub-millimétriques tout en conservant une

très bonne précision de mesure quasi-identique à un système VNA. Cette technique permet également de rendre le système plus compact et léger, ce qui permet de réduire la complexité et donc le coût du système mécanique. Des résultats similaires à un système basé utilisant un VNA ont pu être obtenus en considérant différentes antennes à gain modéré ce qui valide la précision de la solution proposée. De plus, le calcul théorique de la dynamique de mesure et sa validation expérimentale ont permis de valider la plage de gain d'antennes mesurables avec la technique proposée.

Tableau 4 : Comparaison entre le coût de notre technique et une technique VNA.

Notre technique		Technique VNA	
Équipement	Coût	Équipement	Coût
Générateur 20 GHz	\$ 20,000	VNA	\$ 70,000
GBF	\$ 3000		
Mélangeur	\$ 50	Multiplicateur mmW	\$ 100,000
Multiplieurs de fréquence	\$ 25,000		
Aref	\$ 1,700		
Diode Schottky	\$ 8,000	Aref	\$ 1,700
<i>Lock-in</i>	\$ 5,000	<b>Coût total</b>	<b>\$ 270,000</b>
<b>Coût total</b>	<b>\$ 62,750</b>		

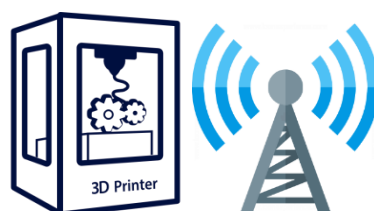


## 2.7. REFERENCES DU CHAPITRE 2

- [1] H. Gulana, C. Luxey, and D. Titz, *Handbook of Antenna Technologies*, Springer, Singapore, 2015.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. John Wiley & Sons, 2016.
- [3] “Microwave Vision Group Catalog.” [Online]. Available: <https://www.mvg-world.com/en>. [Accessed: 11-Jul-2019].
- [4] *IEEE Standard Test Procedures for Antennas, IEEE Standard*, vol. 1979, no. 79. 2008.
- [5] “VNA-based Test Solutions Addressing Emerging High-frequency 5G, Satellite and SI Applications on Display by Anritsu at IMS 2019.” [Online]. Available: <https://www.anritsu.com/en-us/test-measurement/news/news-releases/2019/2019-05-31-us01>. [Accessed: 11-Nov-2019].
- [6] “Spectrum Analyzer Extension Modules Catalog.” [Online]. Available: <https://www.vadiodes.com/en/products/spectrum-analyzer>. [Accessed: 11-Nov-2019].
- [7] “NSI-MI Technologies Catalog.” [Online]. Available: <https://www.nsi-mi.com/>. [Accessed: 11-Jul-2019].
- [8] L. Boehm, F. Boegelsack, M. Hitzler, and C. Waldschmidt, “The Challenges of Measuring Integrated Antennas at Millimeter-Wave Frequencies,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 4, pp. 84–92, 2017.
- [9] Z. N. Chen, X. Qing, S. B. Yeap, and J. Xu, “Design and measurement of substrate-integrated planar millimeter wave antenna arrays at 60-325 GHz,” *IEEE Radio Wirel. Symp. RWS*, pp. 25–27, 2014.
- [10] A. Arboleya, Y. Alvarez, and F. Las-Heras, “Millimeter and submillimeter planar measurement setup,” *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, pp. 1–2, 2013.
- [11] A. Jam and K. Sarabandi, “A Submillimeter-Wave Near-Field Measurement Setup for On-Wafer Pattern and Gain Characterization of Antennas and Arrays,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 66, no. 4, pp. 802–811, 2017.
- [12] S. Rey, D. Ulm, T. Kleine-ostmann, and K. Thomas, “Performance Evaluation of a first Phased Array operating at 300 GHz with Horn Elements,” *11th Eur. Conf. Antennas Propag.*, pp. 1638–1642, 2017.
- [13] H. T. Zhu, Q. Xue, and W. Q. Che, “An in-house far-field THz antenna measurement system,” *2016 IEEE Int. Work. Electromagn. iWEM 2016 - Proceeding*, pp. 2–3, 2016.
- [14] A. V. Raisanen, J. Ala-Laurinaho, A. Karttunen, J. Mallat, A. Tamminen, and M. Vaaja, “Measurements of high-gain antennas at THz frequencies,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, 2010, pp. 1–3.
- [15] D. J. van Rensburg and G. Hindman, “Sub-millimeter Wave Planar Near-field Antenna Testing,” *Eur. Conf. Antennas Propagation. IEEE*, pp. 1988–1992, 2009.
- [16] H. Gulan, S. Beer, S. Diebold, C. R. A. L. I. Kallfass, and T. Zwick, “Probe Based Antenna Measurements up to 325 GHz for upcoming Millimeter-Wave Applications,” *Int. Work. Antenna Technol.*, no. 1, pp. 228–231, 2013.
- [17] A. J. Alazemi, H. H. Yang, and G. M. Rebeiz, “Double Bow-Tie Slot Antennas for Wideband Millimeter-Wave and Terahertz Applications,” *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 6, no. 5, pp. 682–689, 2016.

- [18] D. Titz, F. Ferrero, C. Luxey, and G. Jacquemod, "A Novel Fully-Automatic 3D Radiation Pattern Measurement Setup for 60 GHz Probe-fed Antennas," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 3121–3124, 2011.
- [19] Z. Popović and E. N. Grossman, "THz metrology and instrumentation," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 1, no. 1, pp. 133–144, 2011.
- [20] L. Liu, J. L. Hesler, H. Xu, A. W. Lichtenberger, and R. M. Weikle, "A broadband quasi-optical terahertz detector utilizing a zero bias Schottky diode," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 20, no. 9, pp. 504–506, 2010.
- [21] "Lock in amplifier Model 7270 Instruction Manual." 2010.
- [22] "Swissto12." [Online]. Available: <http://www.swissto12.com/>. [Accessed: 21-Aug-2019].
- [23] "Initial 3D print." [Online]. Available: <https://www.initial.fr/en/3D-printing-metal-additive-layer-manufacturing/>. [Accessed: 21-Aug-2019].

### **3. CONCEPTION D'ANTENNES DANS LA BANDE 220 – 325 GHz**



<b>3.</b>	<b>Conception d'antennes dans la bande 220 – 325 GHz .....</b>	<b>61</b>
3.1.	Antennes cornets dans la bande 220-325 GHz .....	63
3.2.	Technologies d'impression 3D pour la fabrication d'antenne mmw.....	65
3.2.1.	Technologie d'impression 3D avec matériau diélectrique.....	65
3.2.2.	Technologie d'impression 3D en métal .....	66
3.2.3.	Avantages et inconvénients des technologies disponibles .....	67
3.2.4.	État de l'art des antennes cornets au-delà de 100 GHz conçus par impression 3D .....	68
3.3.	Conception d'une antenne cornet dans la bande 220- 325 GHz réalisées par impression 3D .....	70
3.3.1.	Spécifications de l'antenne visée .....	70
3.3.2.	Simulation des performances .....	71
3.4.	Comparaison des performances obtenues et discussion .....	72
3.5.	Conclusions du chapitre 3 .....	78
3.6.	Références du chapitre 3 .....	80

Comme énoncé dans le chapitre 1, la large bande passante qui est disponible mondialement sans licence autour de 200 GHz normalisés par le standard (IEEE 802.15.3d) a éveillé l'intérêt de développements de dispositifs de communications opérant au-delà de 100 GHz. Le développement d'antennes performantes dans une technologie industrialisable faible coût reste l'une des étapes clés à franchir.

Dans ce contexte, nous avons évalué des techniques d'impression 3D pour la fabrication d'antennes dans la bande de fréquence 220-325 GHz, qui sont décrites dans ce chapitre. Dans un premier temps, nous allons comparer les différentes techniques d'impression 3D, ensuite nous détaillerons les spécifications visées pour les antennes avec des résultats de simulation.

Finalement, nous comparerons des prototypes fabriqués avec les techniques *Stereolithography apparatus* (SLA), *Selective laser melting* (SLM) et *Direct Metal Laser Sintering* (DMLS) afin de tirer des conclusions quant à la technique de fabrication la plus performante concernant nos besoins.

### **3.1. ANTENNES CORNETS DANS LA BANDE 220-325 GHz**

Les antennes cornets sont aussi très utilisées dans les fréquences THz du fait qu'elles sont largement employées aux fréquences inférieures l'adaptation des modèles devient plus simple avec la montée en fréquence, ainsi que la possibilité d'avoir un gain dans l'ordre du 8-30 dBi dans toute la bande et l'alimentation par guide d'onde. Ainsi, les antennes cornet classiques comme les cornets corrugués telles que celles représentées sur la Figure 3.1 peuvent être conçus pour avoir des faisceaux de rayonnement très similaires dans les deux plans E et H, dans la bande de fréquences 220-325 GHz [1]–[3].

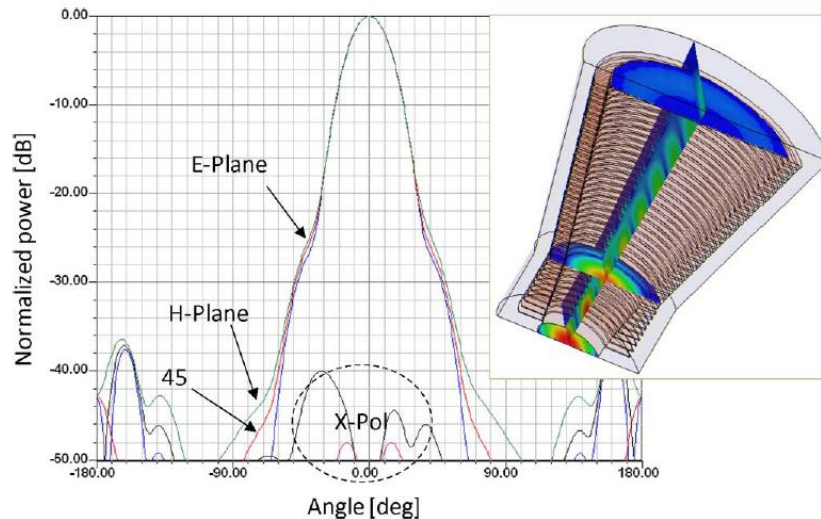


Figure 3.1: Antenne cornet corrugué commerciale pour la bande 220-325 GHz [2][4].

Au-delà des antennes cornets de forme conique, les antennes cornets pyramidales en LTCC (*low-temperature co-fired ceramic*) sur la Figure 3.2 sont aussi présentes dans la littérature, en raison de la bonne capacité d'intégration, cependant elles sont difficiles à fabriquer [5]–[7].

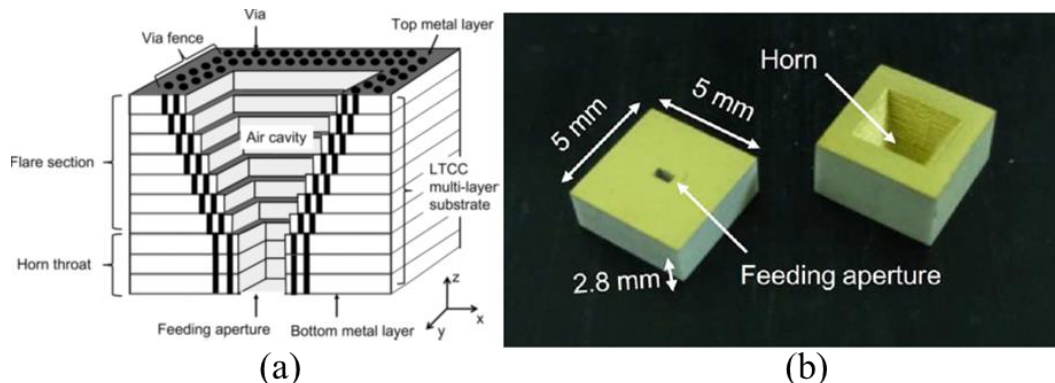


Figure 3.2: Concept de l'antenne cornet LTCC. (b) Photographie d'un prototype de l'antenne cornet LTCC.

Malgré le fait que les antennes cornets soient une solution intéressante pour les communications sans fil, leur fabrication reste sujette à discussion pour les fréquences millimétriques et THz. En effet, leur fabrication par des méthodes classiques comme le CNC (fraisage à commande numérique) peut devenir très onéreux selon le modèle à usiner, parfois même impossible à usiner en particulier lorsque l'on doit faire des corrugations. C'est pour cela que nous avons décidé d'investiguer de nouvelles techniques de fabrication comme l'impression 3D dans cette thèse.

## 3.2. TECHNOLOGIES D'IMPRESSION 3D POUR LA FABRICATION D'ANTENNE MMW

La fabrication des antennes opérantes dans les bandes de fréquences mmw nécessite d'un processus plus sophistiqué, en comparaison aux antennes des fréquences inférieures, dû aux contraintes de précision et rugosité qui sont de l'ordre du micromètre. Dans ce contexte, au fil des années, la fabrication par impression 3D des dispositifs passifs tels que des lentilles, des guides d'ondes, des filtres et des antennes pour les domaines mmw et THz est devenue plus courante, en raison principalement de la simplicité du processus et les avancées technologiques [8].

A l'opposé des technologies de fabrication traditionnelles qui conçoivent un dispositif de manière à soustraire la matière [9], l'impression 3D de manière générale, génère le dispositif de manière additive.

Plusieurs techniques d'impression 3D ont été développées depuis de nombreuses années dont les plus connues sont le *Fused deposition modeling* (FDM), la *Stereolithography apparatus* (SLA), le *Binder jetting* (BJ), le *Polymer jetting* (PJ), le *Selective laser melting* (SLM), le *Direct Metal Laser Sintering* (DMLS), l'*Electron beam melting* (EBM) et le *Direct Metal Deposition* (DMD). Ces technologies peuvent être catégorisées de par le matériau utilisé pour la conception à savoir un matériau diélectrique (résine, polymère, céramique) ou un métal.

### 3.2.1. TECHNOLOGIE D'IMPRESSION 3D AVEC MATERIAU DIELECTRIQUE

Les techniques FDM, SLA, BJ et PJ utilisent un matériau non conducteur comme matière première, en ayant donc besoin d'une déposition de métal à la fin du processus afin d'avoir une couche conductrice si celle-ci est nécessaire au prototype. Ici, nous allons nous intéresser à la technique SLA (Figure 3.3), car c'est l'une des techniques les plus utilisées pour la production des antennes présentées dans ce chapitre.

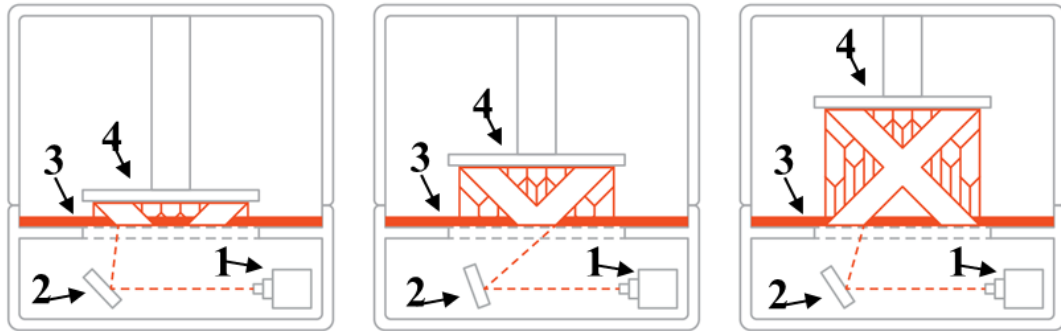


Figure 3.3: Schéma du principe de l'impression 3D par SLA [10].

La technique SLA consiste à utiliser un laser (Présentée par 1 dans la Figure 3.3) pour durcir une résine ou un polymère liquide photosensible (Présenté par 3 dans la Figure 3.3) contenu dans un réservoir afin de créer le motif souhaité, en déplaçant le faisceau laser avec un miroir galvanique (Présenté par 2 dans la Figure 3.3) avec l'aide d'une plateforme (Présentée par 4 dans la Figure 3.3). L'objet 3D est ainsi formé couche par couche.

Une augmentation de la tolérance dimensionnelle et de la réduction du temps de fabrication dans la technique SLA est possible, en changeant le laser focalisé par un éclairage intégral des motifs souhaités à l'aide d'un masque dynamique. Cependant, le masque augmente le coût de fabrication. Cette technique est appelée  $\mu$ SLA [8].

### 3.2.2. TECHNOLOGIE D'IMPRESSION 3D EN METAL

Les techniques SLM, DMLS, DMD et EBM utilisent le métal comme matière première, elles ont de base, toutes, le même principe de fonctionnement, lequel est présenté plus en détail pour la SLM sur la Figure 3.4.

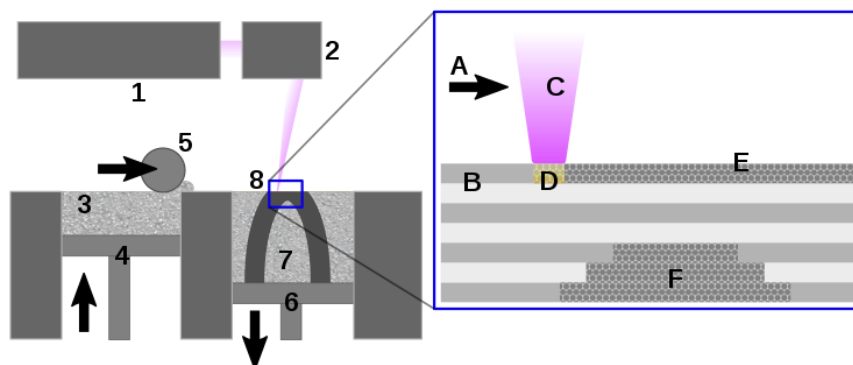


Figure 3.4: Schéma du principe de l'impression 3D par SLM [11].

Le processus d'impression par SLM est basé sur l'application locale de chaleur générée par un laser focalisé (présentés par 1, 2, A et C dans la Figure 3.4) sur une



poudre de métal qui va fondre et former une fine couche reproduisant une partie du motif désiré (présentés par B, D et E dans la Figure 3.4). Ensuite, le plateau (présentés par 4 et 6 dans la Figure 3.4) qui tient la pièce va légèrement descendre et une nouvelle couche fine de poudre de métal sera ajoutée (présentés par 3, 5 et 8 dans la Figure 3.4). Les couches finissent par s'accumuler pour former la structure solide 3D finale (présentée par F dans la Figure 3.4). La technique DMD se distingue par la manière dont la poudre est ajoutée à la pièce, une buse d'alimentation propulse la poudre directement dans le faisceau du laser, tandis que l'EBM utilise une source d'énergie sous forme de faisceau d'électrons et un gaz inerte pour éviter l'oxydation du métal ce qui entraîne des coûts supplémentaires [12].

La différence entre le SLM et le DMLS réside dans la température utilisée pour faire fondre la poudre métallique. Le SLM chauffe la poudre de métal jusqu'à ce qu'elle soit complètement fondue. Le DMLS ne fait pas fondre la poudre de métal, les particules sont chauffées suffisamment pour que leurs surfaces se soudent naturellement [12].

### **3.2.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES TECHNOLOGIES DISPONIBLES**

De manière générale, les dispositifs fabriqués par impression 3D en diélectrique sont plus légers que les dispositifs en métal. Cependant, ils ont moins de rigidité physique et certains de ces dispositifs ont besoin d'être partagés en deux blocs pour pouvoir être métallisés à l'intérieur ce qui augmente la complexité, dû à l'alignement d'assemblage. De plus, quand soumis à un écart de température important (dans le cadre d'une soudure par exemple), le métal revêtu peut se détacher à cause des différents coefficients de dilatation thermique lorsque la température varie considérablement [8].

Deux points très importants lors du choix de la technique d'impression 3D sont la tolérance dimensionnelle souhaitée et la rugosité de surface. La tolérance dimensionnelle est déterminée par la taille des particules du matériau, le retrait thermique lors du frittage et du postfrittage, le diamètre du faisceau laser et le contrôle du mouvement du faisceau laser. La rugosité de surface est liée à la taille des particules du matériau brut, au diamètre du faisceau laser, à la densité de la poudre du matériau, à la gaussicité du faisceau laser et au contrôle du mouvement de ce même faisceau laser [12].

Généralement, la rugosité de surface perpendiculaire au faisceau laser obtenue par SLM est supérieure à celle obtenue par SLA. En effet, dans le processus d'impression SLA, la résine est durcie à partir de l'état liquide en créant une tension superficielle qui résulte en une faible rugosité (environ 0,5  $\mu\text{m}$ ), tandis que dans l'impression DMLS et SLM, on peut obtenir une rugosité d'environ 10  $\mu\text{m}$  [8]. De plus, de manière générale, l'épaisseur des couches qui est liée au mécanisme de déplacement vertical du plateau sur lequel la pièce est positionnée, peut provoquer une rugosité au moins dix fois supérieure à la rugosité horizontale pour la technique DMLS [13].

La référence [14] décrit les pertes apportées au gain d'une antenne cornet opérant de 50 à 75 GHz causées par la rugosité: elles varient de 0.1 à 0.9 dB avec une variation de rugosité moyenne ( $R_a$ ) qui varie respectivement de 0,5 à 12  $\mu\text{m}$ . Sachant que pour les fréquences plus élevées, l'atténuation va augmenter pour une même rugosité, plusieurs post-traitements de fabrication tels que le polissage mécanique, polissage par plasma, la galvanoplastie à l'or, le polissage chimique et le procédé micro-usiné (MMP) peuvent être adoptés pour traiter la surface. Cependant, ils représentent environ 32% du coût total de la pièce et les traitements moins chers, comme le polissage mécanique, ne peuvent pas être utilisés sur toutes les surfaces du dispositif ou à l'intérieur de celui-ci [14]–[16].

La technique DMLS nécessite moins d'énergie pour l'impression, comparant à la technique SLM, car la poudre n'est pas complètement fondue en plus, des mélanges de métaux peuvent être utilisés, au contraire de la technique SLM qui fonctionne mieux avec des métaux purs. Cela fait la technique DMLS moins chère que la technique SLM, mais avec une rugosité supérieure.

#### **3.2.4. ÉTAT DE L'ART DES ANTENNES CORNETS AU-DELA DE 100 GHz CONÇUS PAR IMPRESSION 3D**

De nombreux composants opérant dans les fréquences millimétriques conçus par impression 3D ont été rapportés aux fils des années, cependant plus la bande de fréquence est élevée moins de références existent [17]. Dans ce contexte, nous avons résumé dans le Tableau 5 les caractéristiques des antennes cornets conçus par impression 3D opérant au-delà de 75 GHz. Dans ce tableau, nous avons listé le type d'antenne, la bande de fréquences, la technique d'impression utilisée, le type de métal utilisé pour la surface conductrice, le type de polissage qui a été fait (si c'est le cas), la

rugosité de la surface, la variation de gain de l'antenne mesurée et la valeur la plus élevée du  $S_{11}$  mesuré dans la bande de fréquence d'intérêt.

Tableau 5 : Comparatif entre les antennes cornets conçues par impression 3D opérant au-delà de 75 GHz.

Ref	Type	Freq (GHz)	Technique	Métal	Polissage	Ra ( $\mu\text{m}$ )	Gain	$S_{11}$
[14]	Cornet conique	220-325	SLM	Cu-15Sn	manuel	2,4	22-24	-20
[18]	Cornet diagonal	220-325	SLA	Cu	non	0,5	26	NR
[19]	Cornet pyramidal	75-110	DLMS	AlSi10Mg	NR	6	12-13	-20
[19]	Cornet pyramidal	75-110	DLMS	Acier inoxydable	NR	1,7	12-13	-20
[20]	Cornet corrugué	75-110	SLA	Cu	NR	NR	NR	-20

NR: Non renseigné

Dans la référence [14], une étude comparative entre la technique BJ et SLM est présentée. Les auteurs ont aussi fait un comparatif entre les traitements de surface de type polissage manuel, la galvanoplastie à l'or et MMP, en arrivant à la conclusion que la technique SLM avec Cu-15Sn et un polissage manuel présentent le meilleur compromis coût/performance. Il est important de remarquer que la rugosité intrinsèque avec la technique SLM et la poudre Cu-15Sn est supérieure à  $5 \mu\text{m}$ , cela étant lié au fait que les particules utilisées dans la poudre ont  $\sim 23\text{-}53 \mu\text{m}$  de diamètre, et ainsi, un polissage a été nécessaire [21].

La référence [19] présente l'antenne cornet pyramidale usinée par DLMS avec deux métaux différents en plus d'une comparaison avec la technique CNC. Il est ainsi démontré que les trois antennes ont les mêmes performances avec une variation inférieure à 4 dB entre les gains mesurés pour les trois antennes. Il est à noter que les auteurs n'ont pas précisé si les cornets ont subi un polissage ou non. Cependant, au vu de la rugosité obtenue, il est évident qu'un procédé de polissage a été utilisé, car la rugosité naturelle du DLMS avec AlSi10Mg est d'environ  $\sim 10 \mu\text{m}$  et en DLMS avec l'acier inoxydable d'environ  $\sim 4,5 \mu\text{m}$  [13].

Comme énoncé dans cette section, les techniques d'impression 3D semblent être prometteuses pour des applications dans le domaine mmw et THz. Afin d'évaluer les techniques d'impression 3D telles que le SLA, le SLM et le DMLS, nous avons conçu et fabriqué une antenne cornet corrugué qui est décrite dans la section suivante.

### 3.3. CONCEPTION D'UNE ANTENNE CORNET DANS LA BANDE 220- 325 GHz REALISEES PAR IMPRESSION 3D

#### 3.3.1. SPECIFICATIONS DE L'ANTENNE VISEE

L'antenne cornet présentée sur la Figure 3.5 a été conçue et simulée en collaboration avec l'*Institute of Smart Cities* (University of Navarra, Espagne) par le Prof. Carlos Del Rio. Ce type de cornet est utilisable comme une source pour un à réflecteur, en particulier de type Cassegrain [22], [23] ou encore une lentille diélectrique [24], [25].

Elle a été optimisée pour délivrer un gain de 12 dBi constant sur toute la bande de fréquence 220-325 GHz ainsi que pour conserver un centre de phase physique constant tout en respectant les contraintes de l'impression 3D (source Gaussienne).

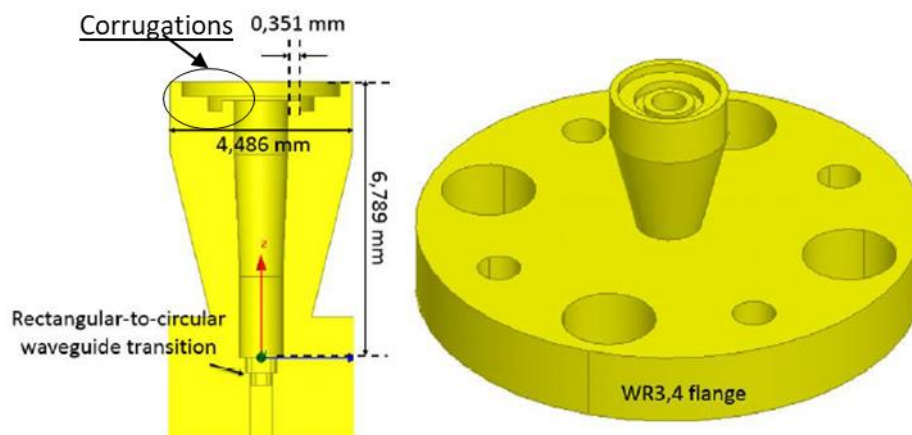


Figure 3.5: Vue en coupe de l'antenne cornet conçue en collaboration avec et vue 3D de l'antenne complète [26].

Les corrugations du cornet ( Figure 3.5) ont été optimisées pour minimiser les lobes latéraux rayonnés tout en respectant la contrainte de fabrication liée à la dimension minimum des parois pouvant être fabriquées (300  $\mu\text{m}$ ). De plus, le système antennaire complet comprend une transition guide d'onde rectangulaire standard

WR4.3/guide d'onde circulaire et un *flange* classique WR4.3 afin de permettre une connexion directe avec un guide d'onde standard.

### 3.3.2. SIMULATION DES PERFORMANCES

La Figure 3.6 montre le gain et le  $S_{11}$  obtenu par simulation avec HFSS (*High-Frequency Structure Simulator*) : le gain est d'au moins 10,8 dB sur toute la largeur de bande souhaitée. De plus, un  $|S_{11}|$  en dessous de -20 dB est obtenu entre 200 GHz et 280 GHz (33% de bande passante fractionnaire).

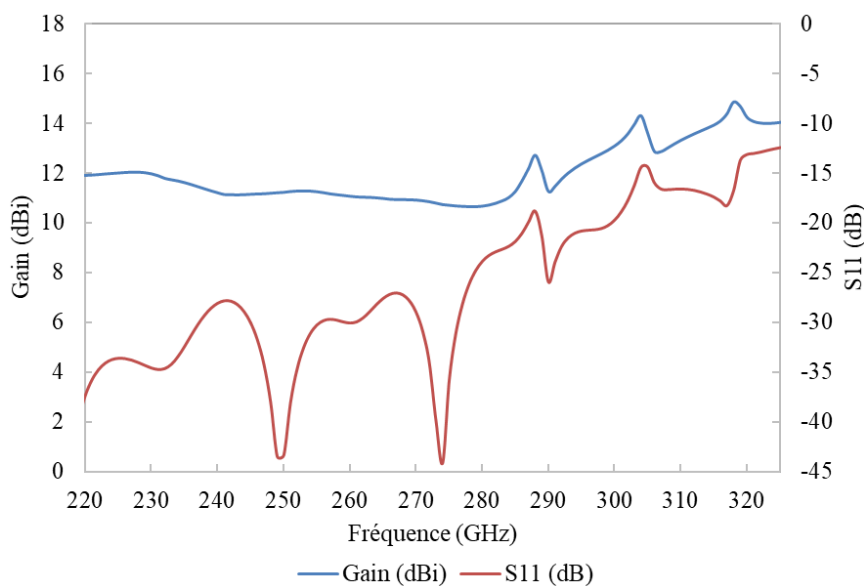


Figure 3.6: Gain et  $S_{11}$  de l'antenne cornet corrugué obtenus par simulation.

La Figure 3.7 montre les résultats de simulation des plans H et E du diagramme de rayonnement du cornet. Nous pouvons constater qu'ils sont parfaitement stables entre 200 GHz et 280 GHz avec des lobes latéraux inférieurs au critère de -10 dB et un lobe principal ayant une directivité de  $40^\circ$  dans le plan H et  $60^\circ$  dans le plan E.

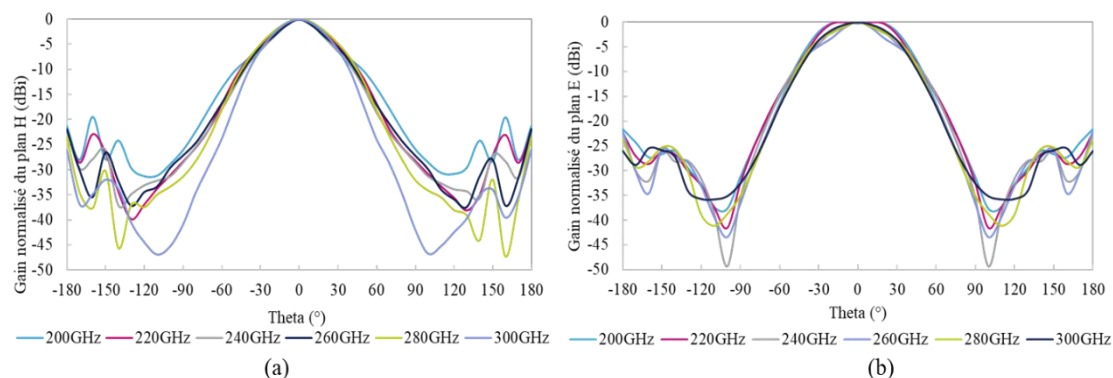


Figure 3.7: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne cornet corrugué (a) plan H et (b) plan E entre 200 et 300 GHz.

En regardant la variation des diagrammes avec la fréquence, nous retrouvons bien le fait que ceux-ci deviennent plus directifs avec l'augmentation de la fréquence ce qui correspond bien avec l'augmentation du gain en fonction de la fréquence.

### 3.4. COMPARAISON DES PERFORMANCES OBTENUES ET DISCUSSION

Suite aux résultats de simulation prometteurs, des prototypes ont été fabriqués avec les techniques d'impression 3D SLA, DMLS et SLM (Figure 3.8(a), Figure 3.8(b) et Figure 3.8(c) respectivement).

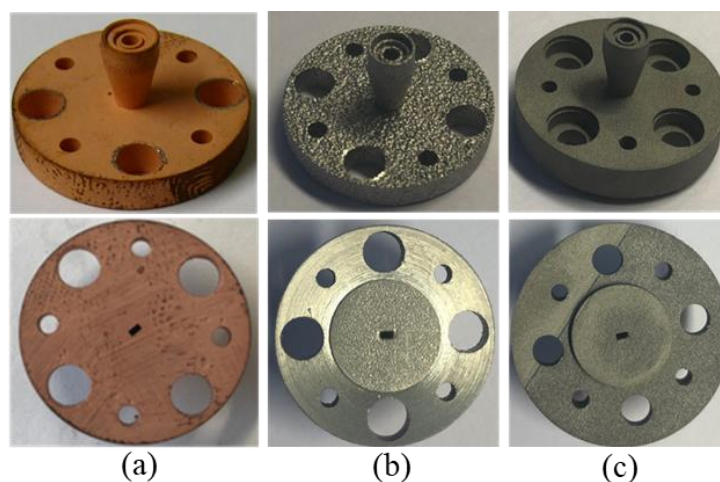


Figure 3.8: Antenne cornet imprimée par (a) SLA, (b) DMLS, (c) SLM.

L'antenne fabriquée avec la technique SLA a été imprimée par l'entreprise SWISSsto12 (Figure 3.8a) en utilisant un polymère puis une métallisation avec cuivre, dont le processus est gardé confidentiel par l'entreprise [27]. L'impression de l'antenne par DMLS a été faite par l'entreprise INITIAL en utilisant une poudre composée de AlSi10Mg [28]. Le cornet imprimé avec la technique SLM a été conçu par l'entreprise 3D Microprint en utilisant une micropoudre composée de AISI: 316L [29].

En comparant les états de surface des antennes présentées sur la Figure 3.8, il a été constaté que l'antenne SLA (Figure 3.8a) a une meilleure qualité, ce qui est attendu, car la rugosité est inférieure à  $1\ \mu\text{m}$ , alors que pour la technique DMLS (Figure 3.8b) sans traitement de surface la rugosité est d'environ  $14\ \mu\text{m}$ . La rugosité de l'antenne imprimée par SLM (Figure 3.8a) est inférieure à celle trouvée dans la communauté de façon générale, car la poudre métallique utilisée contient des grains moyens de  $5\ \mu\text{m}$ , ce qui donne une rugosité de  $3\ \mu\text{m}$  [30].

Afin de comparer le gain obtenu avec les différentes techniques de fabrication, nous avons mesuré le gain axial et le  $S_{11}$  en utilisant le système VNA présenté dans le chapitre précédent, les résultats sont tracés sur la Figure 3.9.

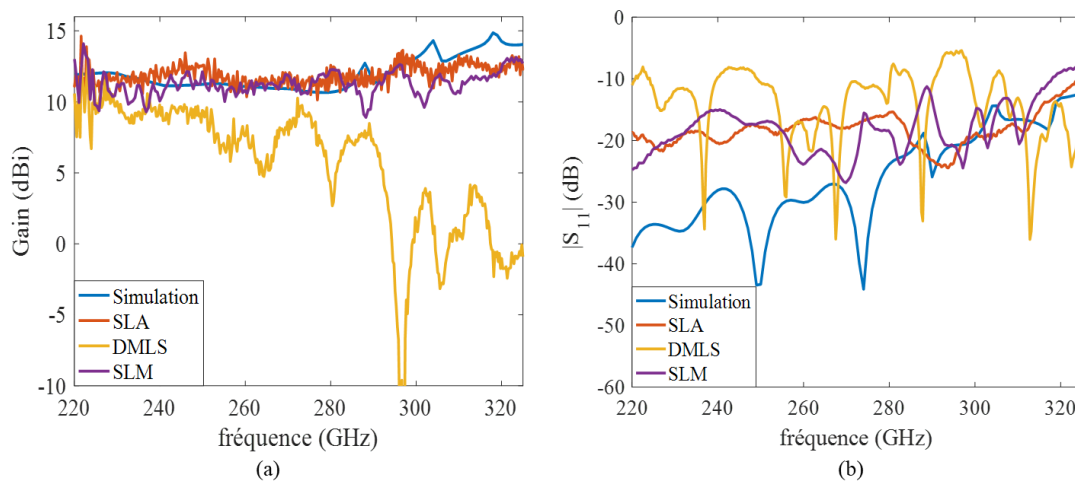


Figure 3.9: (a) Gain axial. (b)  $S_{11}$ . Simulés et mesurés de l'antenne cornet réalisé SLA, DMLS et SLM.

En regardant les courbes des gains mesurés, nous observons que l'antenne usinée par la technique SLA présente le gain plus élevé et aussi le plus proche de la courbe obtenue par simulation dans toute la bande de fréquence. Nous estimons que cela est dû à la différence de rugosité existante entre les pièces et du fait que la conductivité du cuivre est supérieure à celle des alliages utilisés dans la fabrication des autres antennes. Le  $S_{11}$  est inférieur à  $-10\ \text{dB}$  pour les antennes imprimées par SLA et SLM sur toute la bande d'intérêt tandis qu'il subit plus de variations et de fortes ondulations avec le cornet réalisé avec le procédé DMLS.

Les mesures de diagramme de rayonnement avec le système décrit dans le chapitre précédent ont aussi été menées pour les antennes imprimées par SLA et DMLS à 240 GHz, et à 320 GHz pour l'antenne imprimée par SLM (Figure 3.10).

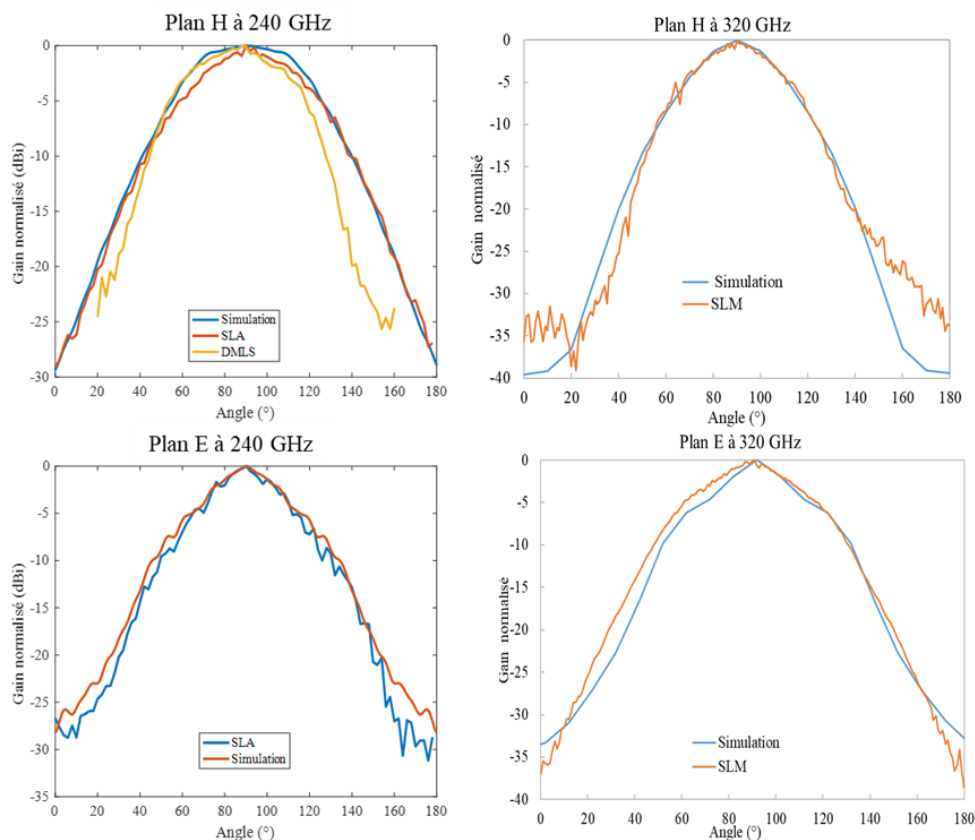


Figure 3.10: Diagrammes de rayonnement de l'antenne cornet corrugué plan H et plan E obtenus en simulation et en mesure pour les antennes imprimées par technique SLA, DMLS et SLM.

Comme pour le gain et le  $S_{11}$ , les diagrammes de rayonnement à 240 GHz de l'antenne imprimée par DMLS sont moins en accord avec les résultats de simulation. Comme attendu, le diagramme de rayonnement de l'antenne imprimée par SLM à 320 GHz est plus directif, car le gain est plus élevé à cette fréquence. Les gains simulés et mesurés pour le cornet SLA sont en très bon accord.

De manière générale, l'antenne imprimée par SLA présente les résultats les plus satisfaisants en termes de diagrammes de rayonnement, les différences de gain obtenues n'étant pas significatives et comprises dans la précision de mesure cependant, comme expliqué précédemment, un inconvénient majeur de cette technique est la rigidité mécanique du cornet et sa fragilité comme nous avons pu le constater quand nous avons fait la commande d'une antenne avec les broches d'alignement et les trous taraudés.

Une photographie des deux versions d'antenne imprimée par SLA à SWISSto12 est présentée sur la Figure 3. 11.



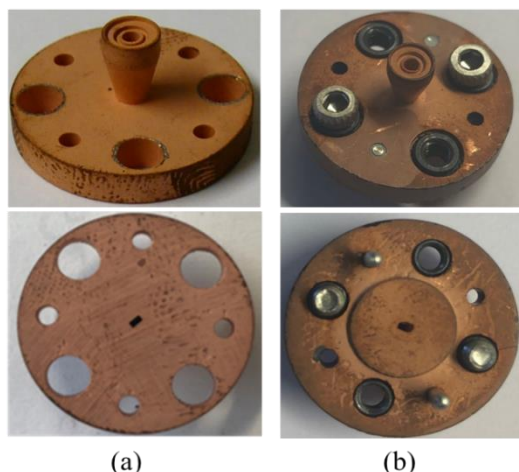


Figure 3. 11: Antenne cornet corrugué fabriqué par (a) SLA, (b) SLA avec modifications mécaniques.

En comparant les deux fabrications, nous avons pu observer que l'antenne avec modifications mécaniques présentait des signes d'endommagement surtout sur la surface que contient l'ouverture de guide rectangulaire.

Afin d'estimer l'impact de ces modifications, nous avons mesuré le gain et le  $S_{11}$  du cornet modifié et comparé ces mesures avec les performances du cornet non modifié. Les résultats sont présentés sur la Figure 3.12.

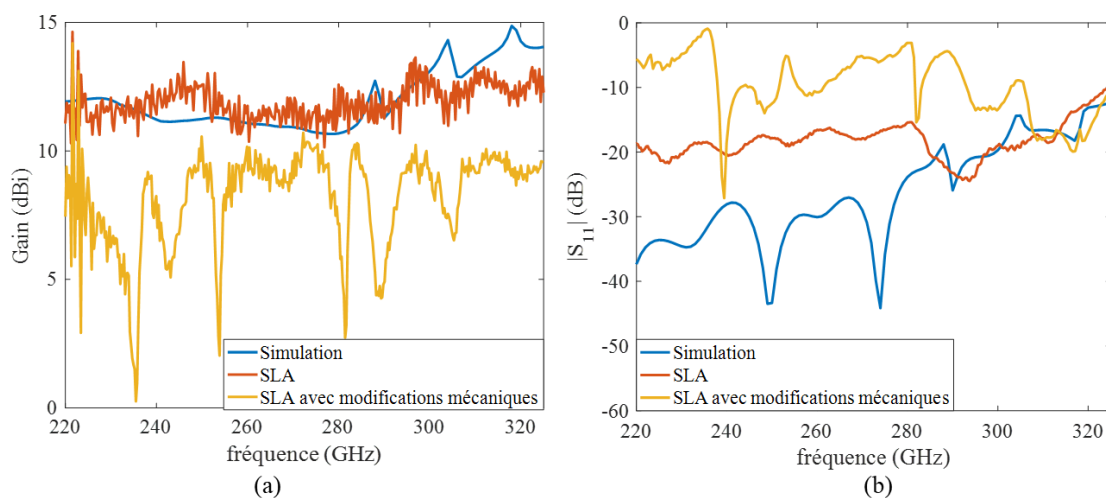


Figure 3.12: (a) Gain axial. (b)  $S_{11}$ , simulé et mesuré des antennes SLA et SLA avec modifications mécaniques.

Comme attendu, l'antenne cornet imprimé par SLA avec les modifications mécaniques présente un gain bien inférieur à celle de l'antenne sans modification. De plus, le  $S_{11}$  est supérieur à -10 dB sur presque toute la bande de fréquences. Comme nous n'avons pas d'informations sur le processus mécanique utilisé pour l'ajout des pins d'alignement et des trous taraudés, nous estimons que cette différence est due à cela.

Finalement, nous avons commandé une l'antenne avec un traitement de surface avec du plasma proposé par l'entreprise 3Dmicroprint [29], cela est montré en Figure 3.13b.

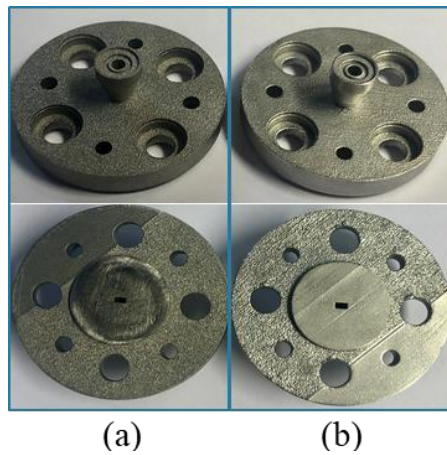


Figure 3.13: Antenne cornet corrugué fabriqué par (a) SLM, (b) SLM avec traitement de surface.

Il est possible de voir que l'antenne avec traitement de surface présente une meilleure qualité de surface (liée à la rugosité) ainsi nous avons mesuré le gain et  $S_{11}$  de l'antenne afin de vérifier si cela apporte une amélioration de ces paramètres, les mesures sont présentées en Figure 3. 14.

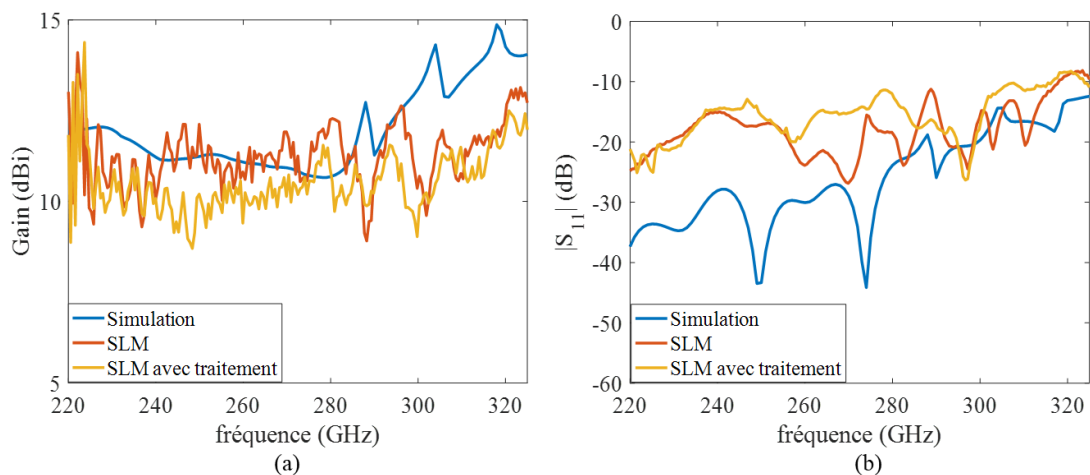


Figure 3. 14: (a) Gain axial. (b)  $S_{11}$ . simulés et mesurés de l'antenne cornet réalisée SLM et SLM avec le traitement de surface.

Étant donné que l'antenne SLM avec traitement de surface ne présente pas un gain supérieur à celle sans le traitement de surface, nous estimons que la rugosité de l'impression SLM ne donne pas d'atténuation au gain.

Afin de valider cette hypothèse nous avons mesuré le gain des antennes SLA, DMLS et SLM dans la bande de fréquence supérieure (325-500 GHz), car la rugosité devient plus critique avec l'augmentation de la fréquence. Les résultats sont présentés en Figure 3.15.

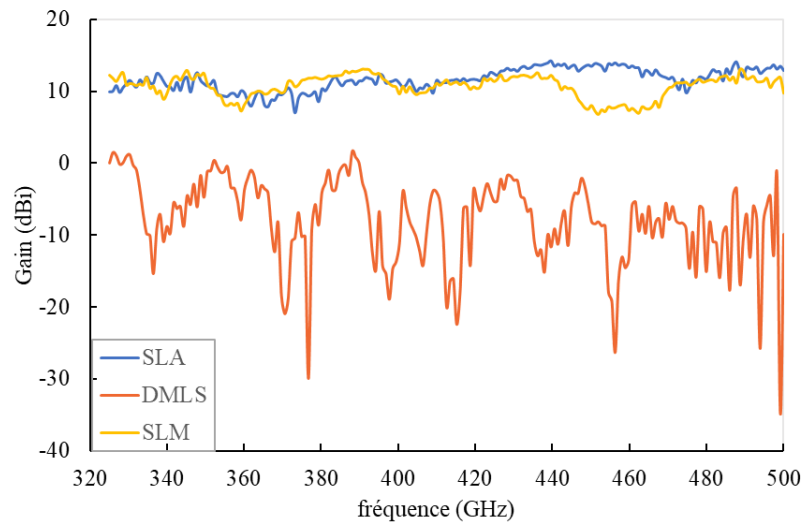


Figure 3.15: Gain des antennes SLA, DMLS et SLM. Mesures dans la bande de fréquence 325-500 GHz.

Ainsi, nous avons vérifié qu'il n'y a pas d'atténuation apportée avec la montée en fréquence pour les antennes imprimées par SLA et SLM, cependant le gain de l'antenne imprimée par DMLS diminue avec la montée de fréquence, ce qui a un rapport avec sa rugosité.

Comme l'analyse précédente a montré que la rugosité n'est pas la source des petites différences obtenues entre les gains mesurés de l'antenne cornet imprimée par SLA et SLM, nous avons voulu investiguer si ces petites différences pouvaient être liées au métal utilisé pour ces prototypes. Plus précisément, c'est le prototype SLM que nous avons voulu re-simulé (AISI: 316L) contrairement au prototype SLA (métallisation Cuivre).

Sachant que les courbes de simulations présentées précédemment ont été obtenues en utilisant un métal du type cuivre, dont la permittivité relative ( $\epsilon_r$ ), perméabilité relative ( $\mu_r$ ) et conductivité globale ( $\sigma$ ) sont 1, 0,999991 et  $58 \times 10^6$  S/m, respectivement. Étant donné que le AISI: 316L est un alliage de chrome-nickel, dont les valeurs de  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$ ,  $\sigma$  du chrome sont respectivement 1,1,  $7,6 \times 10^6$  S/m et les valeurs  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$ ,  $\sigma$  du nickel sont respectivement 1, 600 et  $14,5 \times 10^6$  S/m. Comme le fournisseur ne donne pas le  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  et  $\sigma$  de leur alliage, nous avons réalisé des simulations en utilisant les trois métaux afin d'analyser l'impact de la variation du métal sur gain. Les résultats des simulations sont présentés sur la Figure 3.16.

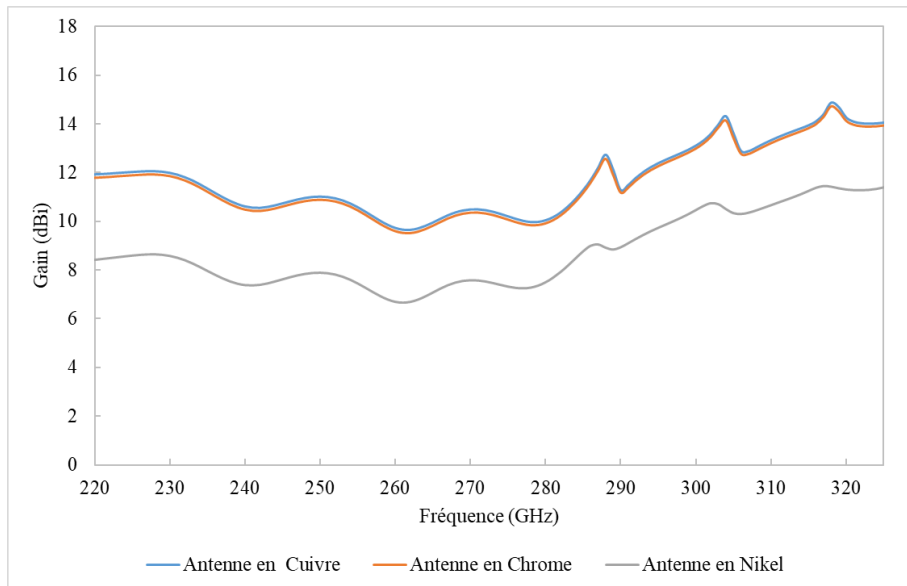


Figure 3.16: Simulation de la variation du gain de l'antenne en fonction de la perméabilité du métal.

En regardant ces simulations, nous observons une variation de gain inférieur à 1 dB comparant le résultat obtenu avec le cuivre et chrome, cependant dans le cas de la simulation avec du nickel une atténuation d'environ 2 dB est observée comparant au cuivre. Cela nous permet donc de conclure que les valeurs de gains obtenues avec le cornet SLM sont légèrement inférieures à celles obtenus avec le cornet SLA, non pas à cause de la rugosité et/ou de la technique d'impression de ces deux prototypes mais plutôt vraisemblablement à cause du métal utilisé. Il est cependant très difficile d'extrapoler une valeur exacte pour le  $\mu_r$  de l'alliage AISI: 316L du procédé SLM utilisé.

### 3.5. CONCLUSIONS DU CHAPITRE 3

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps les techniques d'impression 3D visant des applications aux fréquences mmw et THz. Une comparaison générale entre les techniques SLA, SLM et DMLS a été faite mettant en évidence la rugosité associée à chaque technique et l'effet qu'un traitement de surface post-procédé peut réduire la rugosité à moins de 5  $\mu\text{m}$  ce qui est comparable à la rugosité annoncée par les techniques classiques comme le CNC.

Ensuite, nous avons décrit une antenne cornet corrugué conçue pour avoir un gain supérieur à 12 dBi dans la bande 220-325 GHz et un diagramme de rayonnement 3D Gaussien, en montrant les résultats des simulation de son gain, de son  $S_{11}$ , et des diagrammes de rayonnement plan E et plan H. Cette antenne a été imprimée par les

techniques SLA, SLM et DMLS. Ainsi, nous avons comparé les trois antennes avec les mesures de gain,  $S_{11}$ , diagramme de rayonnement plan E et plan H.

Finalement, en analysant les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la technique SLA semble présenter les meilleurs résultats de gain et  $S_{11}$ , mais qu'une intégration mécanique avec cette technologie devient problématique du fait de la fragilité du prototype. Nous avons aussi montré que la rugosité présentée par l'impression SLM n'est pas la cause de la légère différence de gain obtenue comparant à la technique SLA, nous avons donc vérifié que cela est plutôt lié au alliage métallique utilisé pour l'impression SLM.

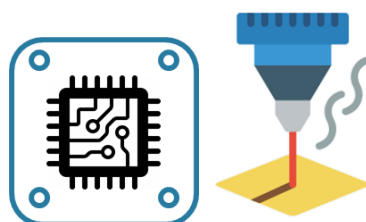
Nous estimons donc que la technique SLM avec micropoudre présente une très bonne alternative au SLA, avec de bonnes performances et des perspectives d'intégration à fort potentiel.

### 3.6. REFERENCES DU CHAPITRE 3

- [1] N. M. Burford and M. O. El-Shenawee, "Review of terahertz photoconductive antenna technology," *Optical Engineering*, vol. 56, no. 1, pp. 010901-1 to 010901-20, 2017.
- [2] Z. Popović and E. N. Grossman, "THz metrology and instrumentation," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 1, no. 1, pp. 133–144, 2011.
- [3] T. Nagatsuma, "Antenna Technologies for Terahertz Communications," in *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2018, pp. 1–2.
- [4] "Radiometer physics catalog." [Online]. Available: <https://www.radiometer-physics.de/products/mmwave-and-terahertz-products/antennas-optics/corrugated-horn-antennas/>. [Accessed: 23-Sep-2019].
- [5] T. Tajima, H. Song, S. Member, and K. Ajito, "300-GHz Step-Profiled Corrugated Horn Antennas Integrated in LTCC," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5437–5444, 2014.
- [6] Z. Zheng, Z. Shao, and J. Mao, "A 300-GHz Step-profiled Corrugated Horn Antenna Array," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting.*, vol. 1, pp. 1037–1038, 2018.
- [7] T. Tajima, H. Song, M. Yaita, K. Ajito, and N. Kukutsu, "300-GHz LTCC Horn Antennas Based on Antenna-in-package Technology," *Eur. Microw. Conf. IEEE*, pp. 231–234, 2013.
- [8] B. Zhang, W. Chen, Y. Wu, K. Ding, and R. Li, "Review of 3D Printed Millimeter-Wave and Terahertz Passive Devices," *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017.
- [9] C. E. Groppi, B. Love, M. Underhill, and C. Walker, "Automated CNC Micromachining for Integrated THz Waveguide Circuits," in *21st International Symposium On Space Terahertz Technology*, 2010, pp. 23–25.
- [10] A. B. Varotsis, "3D HUBS." [Online]. Available: <https://www.3dhubs.com/knowledge-base/introduction-sla-3d-printing>. [Accessed: 10-Sep-2019].
- [11] "SPI Lasers." [Online]. Available: <https://www.spilasers.com/application-additive-manufacturing/selective-laser-sintering-and-melting/>. [Accessed: 10-Sep-2019].
- [12] T. Debroy *et al.*, "Additive manufacturing of metallic components – process, structure and properties," *Progress in Materials Science*, vol. 92, pp. 112–224, 2018.
- [13] "DMLS." [Online]. Available: <http://dmls.net/surface-finishes-tolerances/>. [Accessed: 16-Sep-2019].
- [14] B. Zhang *et al.*, "Metallic 3-D Printed Antennas for Millimeter- and Submillimeter Wave Applications," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 6, no. 4, pp. 592–600, 2016.
- [15] "No Title." [Online]. Available: <http://www.postprocess.com/2019/01/top-5-considerations-for-3d-printed-metal-surface-finishing/>. [Accessed: 16-Sep-2019].
- [16] K. Lomakin *et al.*, "Impact of Surface Roughness on 3D Printed SLS Horn Antennas," in *12th European Conference on Antennas and Propagation*, 2018.
- [17] B. Zhang, Y.-X. Guo, H. Zirath, and Y. P. Zhang, "Investigation on 3-D-Printing Technologies for Millimeter- Wave and Terahertz Applications," *Proc. IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 723–736, 2017.
- [18] A. Von Bieren, E. De Rijk, J. P. Ansermet, and A. Macor, "Monolithic metal-coated plastic components for mm-wave applications," *Int. Conf. Infrared*,

- Millimeter, Terahertz Waves, IRMMW-THz*, pp. 1–2, 2014.
- [19] M. A. Al-Tarifi and D. S. Filipovic, “On the design and fabrication of W-band stabilised-pattern dual-polarised horn antennas with DMLS and CNC,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 11, no. 14, pp. 1930–1935, 2017.
- [20] P. T. Timbie, J. Grade, D. Van Der Weide, B. Maffei, and G. Pisano, “Stereolithographed MM-wave corrugated horn antennas,” *2011 Int. Conf. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves*, pp. 1–3, 2011.
- [21] D. Zhang, Z. Mao, D. Z. Zhang, J. Jiang, G. Fu, and P. Zhang, “Processing optimisation , mechanical properties and microstructural evolution during selective laser melting of Cu-15Sn high-tin bronze,” *Materials Science & Engineering A*, vol. 721, Elsevier B.V., pp. 125–134, 2018.
- [22] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. John Wiley & Sons, 2016.
- [23] C. Biurun-quel, E. Lacombe, F. Giancesello, C. Luxey, and C. Del-río, “Characterization of 3D-Printed Choke Horn Antenna for 5G Backhaul Applications .,” no. EuCAP, pp. 3–6, 2019.
- [24] N. Nachabe, “Evaluation des technologies d'impression 3D pour le développement d'antennes directives à large bande passante pour les liaisons backhaul en bandes millimétriques V et E,” Université Côte d'Azur, 2018.
- [25] A. Bisognin, “Evaluation de technologies organiques faibles pertes et d'impression plastique 3D afin de contribuer au développement de solutions antennaires innovantes dans la bande 60 GHz – 140GHz,” Université Nice Sophia Antipolis, 2015.
- [26] E. Lacombe, “Evaluation of silicon photonic technology for the development of innovative 40 Gbps wireless link above 200 GHz,” Université Côte d'Azur, France, 2018.
- [27] “Swissto12.” [Online]. Available: <http://www.swissto12.com/>. [Accessed: 21-Aug-2019].
- [28] “Initial 3D print.” [Online]. Available: <https://www.initial.fr/en/3D-printing-metal-additive-layer-manufacturing/>. [Accessed: 21-Aug-2019].
- [29] “3D Microprint.” [Online]. Available: <https://www.3dmicroprint.com/>. [Accessed: 16-Sep-2019].
- [30] “3DMicromac.” [Online]. Available: <https://3d-micromac.com/laser-micromachining/applications/3d-printing/>. [Accessed: 21-Nov-2019].

# **4. TECHNOLOGIE DE PACKAGING POUR L'ELECTRONIQUE THZ UTILISANT LE MICRO-USINAGE A BASE D'IMPULSIONS LASER ULTRA-COURTES**





<b>4. Technologie de packaging pour l'électronique THz utilisant le micro-usinage à base d'impulsions laser ultra-courtes .....</b>	<b>82</b>
4.1. La Technique De Micro-Usinage Appliquée Aux Fréquences THz.....	84
4.1.1. Etat de l'art des solutions de packaging sub-THz et THz déployées industriellement.....	84
4.1.2. Etat de l'art des solutions de micro-usinage aux fréquences sub-THz et THz	85
4.1.3. Opportunité offerte par l'usinage laser à impulsions ultracourtes .....	88
4.1.4. Paramètres variables des lasers considérés .....	89
4.1.5. Description du système laser utilisé .....	90
4.2. Évaluation de substrats d'alumine ( $Al_2O_3$ ) pour le développement d'une technologie de micro usinage par laser .....	92
4.2.1. Définition d'un plan d'expérience afin de modéliser la précision et rugosité d'ablation.....	92
4.3. Conception d'un guide d'onde fonctionnant dans la bande 220-325 GHz réalisé par micro-usinage laser .....	105
4.3.1. Conception du véhicule de test avec le laser nanoseconde .....	106
4.3.2. Conception d'un guide à double coude S-band.....	108
4.4. Conclusions.....	119
4.5. Références du chapitre .....	121

Dans le chapitre précédent, nous avons abordé les techniques de fabrication d'antenne par impression 3D. Ces techniques peuvent être utilisées pour la fabrication des boîtiers (que nous exprimerons sous le terme package ou packaging dans ce chapitre) de composants. Cependant le coût d'usinage en impression 3D devient élevé pour la production à grande échelle, car c'est une production en série.

Dans ce contexte, nous avons investigué la possibilité d'utiliser l'usinage en utilisant une technique de structuration soustractive basée sur le laser à impulsions ultracourtes (nanoseconde et femtoseconde). La sélection du matériau s'est orientée vers l'alumine  $Al_2O_3$ . En effet c'est un matériau dont le prix est peu coûteux couramment disponible en surface de 6" et présente des bons résultats à l'usinage laser selon la littérature. Dans une première partie, nous développerons l'état de l'art des techniques d'usinage pour les applications couvrant les fréquences THz. Dans une seconde partie, nous détaillerons l'analyse de l'influence des paramètres laser et du chemin de balayage laser sur le matériau, afin d'optimiser les conditions opérationnelles et une comparaison de ces deux types de laser nanoseconde et femtoseconde sera présentée. Enfin, nous décrirons la procédure d'usinage adoptée pour la fabrication des guides d'onde avec les lasers nanoseconde et femtoseconde et donc tester la technique proposée.

## **4.1. LA TECHNIQUE DE MICRO-USINAGE APPLIQUEE AUX FREQUENCES THZ**

Comme montré dans le chapitre 1, les technologies des semi-conducteurs et en particulier les procédés d'intégration monolithique de composant ont été considérablement améliorées au cours de ces dernières années. En parallèle, le packaging de ces composants a dû accompagner ces avancées. Cependant, les problèmes liés à la perte de signal, aux faibles dimensions, aux interfaces d'entrée et de sortie de signal et aux interconnexions de circuits, augmentent avec la fréquence d'opération de systèmes. Ainsi pour accompagner ces avancées de nouvelles solutions de packaging ont été mises en place [1].

### **4.1.1. ETAT DE L'ART DES SOLUTIONS DE PACKAGING SUB-THZ ET THZ DEPLOYEES INDUSTRIELLEMENT**

Bien que les guides d'onde rectangulaires soient des structures volumineuses dont leur bande passante est limitée, ils sont considérés comme les interfaces les plus appropriées pour le packaging sub-THz et THz en raison des faibles pertes, de

l'excellente durabilité, des brides de couplage fiables, reproductibles, ainsi que la possibilité de changer la bande de fréquence opérationnelle en changeant juste la dimension d'ouverture du guide [2], [3].

Dans ce contexte, la connexion guide d'onde rectangulaire (Figure 4.1a), avec le circuit intégré peut-être faite par des transitions telles que des sondes en plan E, fabriquées sur un substrat séparé à constante diélectrique faible (Figure 4.1b), en permettant d'intégrer des systèmes plus complexes (Figure 4.1c) [2], [4], [5].

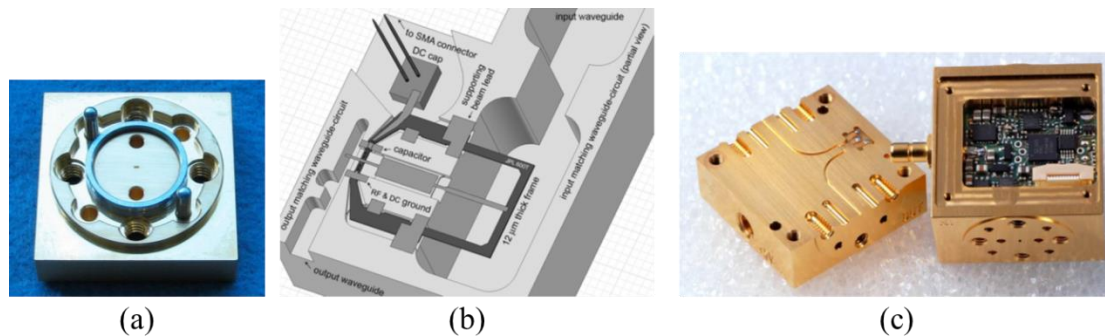


Figure 4.1: (a) Interface d'un guide d'onde rectangulaire opérant dans la bande 220-325 GHz [2]. (b) Vue tridimensionnelle de la partie inférieure du bloc de guide d'ondes avec une puce triplée en fréquence de 600 GHz [4]. (c) Module d'amplificateur 300 GHz en technologie split-block [5].

Le packaging classique métallique est utilisé pour les composants millimétriques et THz plus complexes comme les amplificateurs et multiplicateurs de fréquence, en raison de spécifications exigées en termes d'atténuation du signal. Généralement, ils sont partagés en deux blocs et usinés par fraisage à commande numérique (CNC) [6]–[9]. Cependant, le coût de productivité de ce processus de fabrication est basé sur l'usinage mécanique de chaque pièce, ce qui induit un facteur limitant à des applications à grande échelle. Ainsi, de nouvelles technologies de fabrication permettant une meilleure productivité à moindre coût tout en gardant l'interface de guide rectangulaire ont été développées.

#### 4.1.2. ETAT DE L'ART DES SOLUTIONS DE MICRO-USINAGE AUX FREQUENCES SUB-THZ ET THZ

Afin de faciliter l'usinage d'un bloc, une approche innovante d'intégration de structure 3D a été réalisée en utilisant une technologie planaire, comme montré en Figure 4.2 [10], [11].

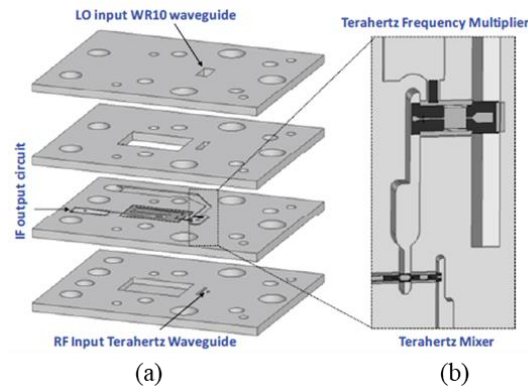


Figure 4.2: (a) Tuiles de silicium micro-usinées dans lesquelles des composants actifs sont assemblés.  
 (b) Vue détaillée des mélangeurs et des circuits multiplicateurs de fréquence assemblés dans le récepteur empilé [11].

En tirant parti des procédés de micro-usinage qui offrent une précision et une répétabilité élevées de la forme et des dimensions, les boîtiers fonctionnels peuvent être formés par assemblage de plusieurs tuiles de silicium pour des structures plus complexes.

#### 4.1.2.1. MICRO-USINAGE DU SILICIUM

Parmi les techniques de micro-usinage, il est possible de mettre en évidence celles basées sur la gravure de silicium, dont le processus est divisé de manière générale en quatre étapes 1) gravure du silicium, pour atteindre la profondeur partielle ou totale des guides d'ondes; 2) recouvrir de manière uniforme d'un revêtement métallique; 3) assembler les pièces pour former le bloc complet; et 4) recouvrir à nouveau la surface avec du métal [1], [11].

La littérature rapporte des résultats par gravure chimique en voie liquide jusqu'à la bande 255 GHz. Cependant, étant donné que les agents d'attaque chimique gravent de manière isotrope, il est difficile d'obtenir des cavités avec un rapport d'aspect élevé. C'est pour cette raison que la plupart des travaux utilisent la gravure ionique réactive profonde (DRIE), adaptant un contrôle de cycle temps alternant les phases de gravure et passivation, obtenant ainsi des profils de gravure plus nets que pour les procédés humides.

La Figure 4.3 présente le résultat d'un micro-usinage fait par DRIE avec plusieurs étapes de passivation dont nous pouvons observer la rugosité du bord liée à l'alternance des cycle de gravure et passivation (Figure 4.3a), ainsi que les défauts de bords (Figure 4.3b), et un défaut de verticalité des flancs de gravure de 90°(Figure 4.3c).

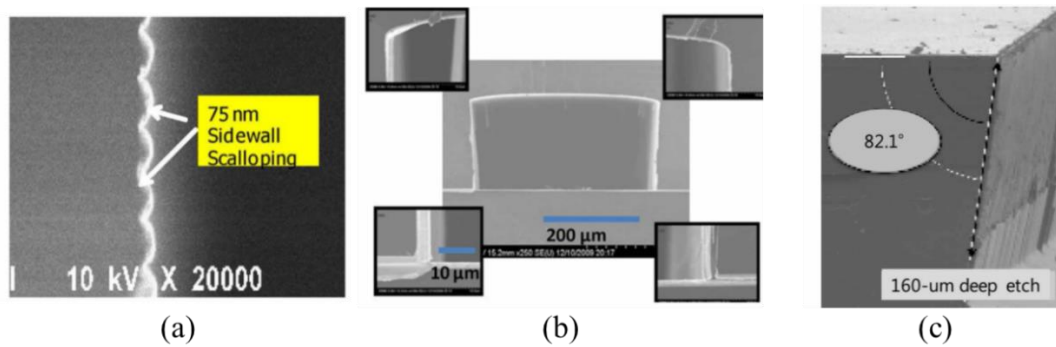


Figure 4.3: Photographie d'un guide d'onde fait par micro-usinage avec la technique DRIE. (a) Rugosité de la paroi latérale du guide d'onde. (b) Vue du guide avec zoom dans sur les coins. (c) Angles internes de la paroi latérale [12].

#### 4.1.2.2. MICRO-USINAGE AVEC UNE RESINE

Une autre approche intéressante est basée sur la technique de photolithographie sur des substrats de silicium. Les couches sont constituées d'une résine photosensible négative épaisse (type SU-8) à structurer par photolithographie, suivies d'une étape de dépôt métallique, comme nous pouvons voir en Figure 4.4 [10], [13], [14].

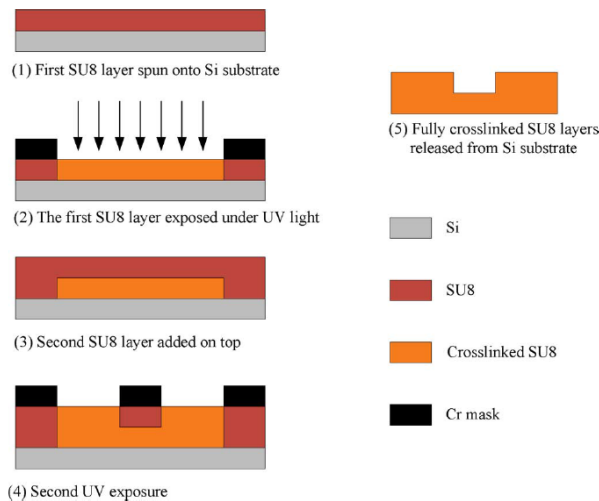


Figure 4.4: Représentation schématique du processus de micro-usinage basé sur SU-8 [15].

De manière générale, les techniques basées sur les résines présentent un inconvénient, car la résine est difficile à déposer uniformément, ce qui réduit la précision de l'épaisseur de chaque couche ou nécessite une étape de traitement supplémentaire tel que le rodage (*lapping*) [16].

#### 4.1.2.3. SYNTHÈSE

Afin de comparer les techniques d'usinage présentées précédemment, nous avons sélectionné les travaux présentant des guides d'onde, car c'est un dispositif dont les pertes électriques linéiques permettent d'évaluer les qualités de procédé d'usinage.

Le Tableau 6 présente donc un état de l'art associé au guide d'onde rectangulaire opérant au-delà de 100 GHz.

Tableau 6 : Synthèse bibliographique des pertes linéiques de guide d'onde opérant au-delà de 100 GHz et réalisées par micro-usinage.

Freq (GHz)	Technique	Perte (dB/mm)	Reference
110-170	3D-SML	0,018	[17]
200-255	Gravure humide	0,31	[18]
220-330	CNC	0,03-0,06	[9]
220-325	SU-8	0,03-0,05	[15]
220-325	DRIE	0,02–0,07	[19]
220-325	3D-SLA	0,012	[20]
220-325	3D-SML	0,12	[17]
325-440	DRIE	0,4	[21]
325-360	CNC	0,20-0,25	[8]
350-460	DRIE	0,086	[22]
385-500	SU-8	0,05	[23]
500-700	DRIE	0,10–0,20	[12]
500-750	DRIE	0,05–0,07	[24]
500-750	DRIE	0,15	[12]
500-750	DRIE	0,08-0,1	[25]

Bien que l'usinage CNC et l'impression 3D présentent de bons résultats capables de produire des circuits THz, le coût de fabrication devient élevé en raison de la nature séquentielle du processus. Le micro-usinage du silicium ou de résines présentent aussi des résultats pertinents, cependant l'usinage est limité à une surface d'un *wafer* de silicium circulaire dont le diamètre standard est actuellement de 300 mm, ne pouvant accueillir qu'un nombre limité de composants.

#### 4.1.3. OPPORTUNITE OFFERTE PAR L'USINAGE LASER A IMPULSIONS ULTRACOURTES

En s'inspirant de la stratégie de micro-usinage du silicium, nous avons examiné la possibilité d'utiliser les mêmes étapes de fabrication en substituant l'usinage laser à la gravure RIE avec l'avantage supplémentaire d'évaluer plusieurs types de matériaux, dont les matériaux à faible coût, disponibles en panneau.

L'utilisation d'un laser d'impulsions ultra-brèves permet de réduire la zone affectée thermiquement (ZAT) réduisant le redépôt, qui se forme dû à la fusion et la vaporisation du matériau induites par le dépôt de chaleur de manière intense et localisée du faisceau laser, et en améliorant la qualité d'usinage (Figure 4.5).

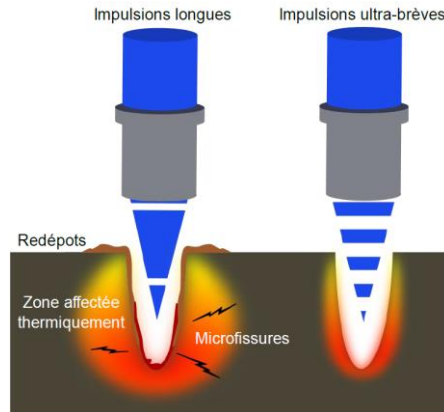


Figure 4.5: Différence entre la qualité d'usinage pour l'utilisation d'impulsions longues et d'impulsions ultra-courtes sur la microstructuration par laser [26].

#### 4.1.4. PARAMETRES VARIABLES DES LASERS CONSIDERES

Afin d'analyser la réponse du matériau à l'impulsion laser certains paramètres sont indispensables d'être analysés, ici nous n'allons décrire que les paramètres importants pour comprendre nos expérimentations, qui sont : le seuil d'ablation, le taux d'ablation et l'influence du taux de répétition.

Le seuil d'ablation représente la quantité d'énergie minimale nécessaire qui le faisceau doit avoir pour enlever de la matière, plusieurs approches sont montrées dans la littérature pour estimer ce paramètre, ce qui induit une multiplicité des valeurs caractérisant le même phénomène [27], [28].

Le taux d'ablation donne la quantité de matière enlevée lors de l'interaction laser/ matière. Il dépend des propriétés intrinsèques du matériau à usiner, comme le coefficient d'absorption ou la conductivité thermique ou encore la température de fusion ainsi que les paramètres lasers [29].

Le taux de répétition joue un rôle important dans l'ablation, car s'il est suffisamment faible pour que l'énergie déposée dans une impulsion ne soit pas dispersée avant que l'autre impulsion arrive sur la même surface, une accumulation thermique est induite ne permettant pas d'attendre un état stationnaire. Une représentation des deux cas, avec une cadence laser faible et forte est montrée en Figure 4.6.

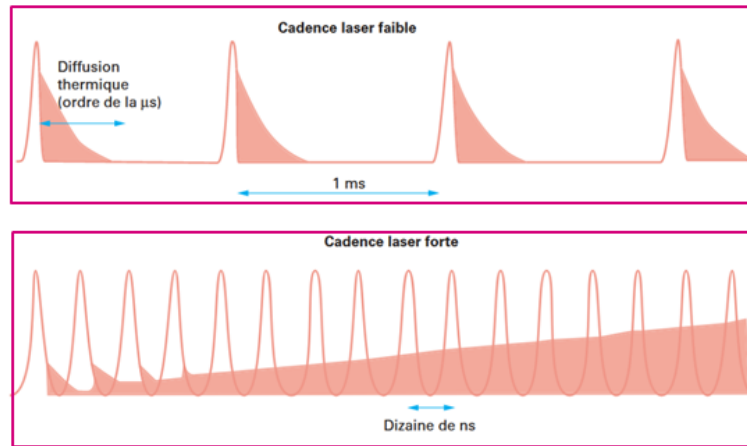


Figure 4.6: Influence de la cadence laser dans l'accumulation thermique sur un matériau.

#### 4.1.5. DESCRIPTION DU SYSTEME LASER UTILISE

En utilisant la plateforme d'usinage laser LEAF Laser procEssing pLATFORM for multiFunctional (LEAF) de l'IEMN, nous avons utilisé les sources lasers DX UV Series 15-50W de *Photonics Industries* (laser nanoseconde) et Tangerine d'*Amplitude Microsystems* (laser femtoseconde). La puissance moyenne du laser nanoseconde a un profil gaussien avec la variation du taux de réplétion avec une valeur maximum à 4 kHz. Tandis que la puissance moyenne du laser femtoseconde croît linéairement avec la fréquence jusqu'à 200 kHz, tandis que l'énergie par pulse reste constante. Ces observations peuvent être vues en Figure 4.7.

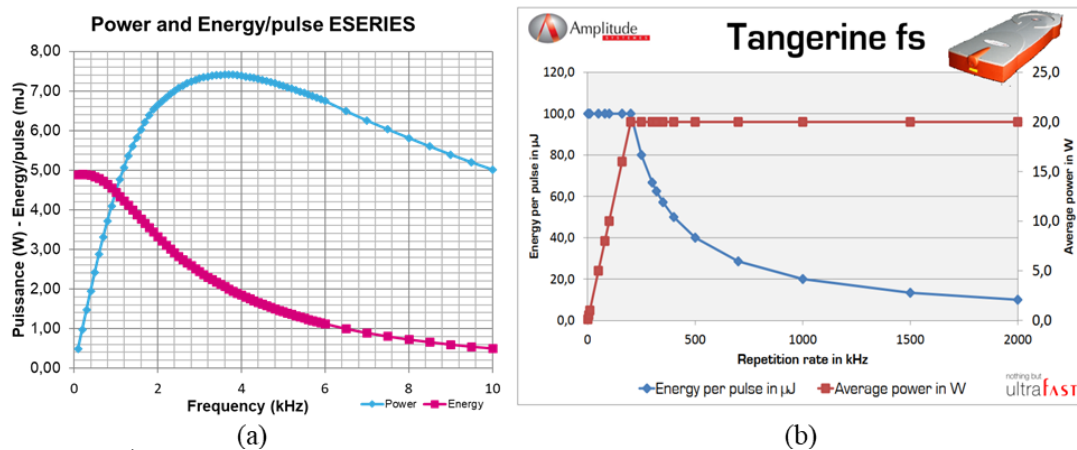


Figure 4.7: Évolution de la puissance moyenne et de l'énergie par pulse fonction du taux de répétition du laser (a) nanoseconde et (b) femtoseconde.

La longueur d'onde du laser nanoseconde est de 355 nm avec une durée d'impulsion de 35 ns. Dans le cas du laser femtoseconde la longueur d'onde de sortie fondamentale est de 1030 nm et la durée d'impulsion est de 315 fs. Ce laser est également équipé des modules SHG/THG (*Second Harmonic Generation/ Third*



*Harmonic Generation*), ce qui permet d'utiliser deux longueurs d'onde supplémentaires de 515 nm et 343 nm. Les essais ici présentés pour le laser femtoseconde ont été faits avec la longueur d'onde 1030 nm.

Dans les deux systèmes (laser nanoseconde et femtoseconde) le faisceau laser traverse les divers composants optiques, comme indiqué sur la Figure 4.8, avant d'être focalisé sur l'échantillon.

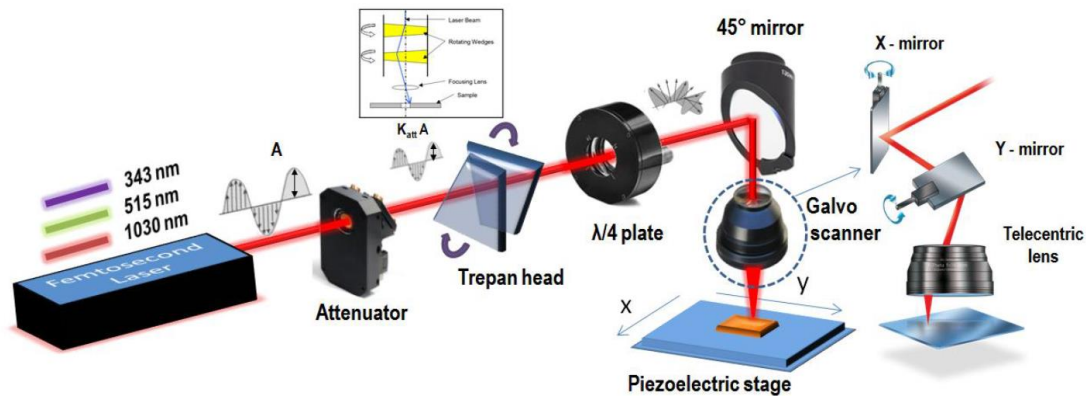


Figure 4.8: Description schématique du système laser décrivant les composants optiques importants [30].

Le faisceau laser sortant de la source est polarisé linéairement avec un diamètre de faisceau de  $\sim 2$  mm. Les expandeurs de faisceau augmentent encore ce diamètre afin de réduire l'effet de la densité d'énergie sur le revêtement des éléments optiques. L'atténuateur optique (*Attenuator*) et la tête trépan (*Trepan head*) sont placés plus loin sur le chemin optique, dans le cas du système nanoseconde la tête trépan n'est pas présente. La lumière polarisée linéairement est convertie en lumière polarisée de manière circulaire en utilisant une lame quart d'onde ( $\lambda/4$  *plante*). Le faisceau traverse enfin le scanner galvanométrique (*Galvo scanner*) comprenant un système de miroir x-y et est focalisé au moyen d'une lentille télécentrique. Le faisceau laser atteint un diamètre de  $\sim 10 \mu\text{m}$  pour les deux systèmes (laser nanoseconde et femtoseconde)

L'atténuation du faisceau est mesurée par rapport à la puissance moyenne du faisceau à l'entrée de l'atténuateur. Un étalonnage logiciel de l'angle de rotation requis pour le pourcentage d'atténuation souhaité permet de contrôler avec précision la puissance de sortie.

## 4.2. ÉVALUATION DE SUBSTRATS D'ALUMINE ( $Al_2O_3$ ) POUR LE DEVELOPPEMENT D'UNE TECHNOLOGIE DE MICRO USINAGE PAR LASER

Dans un premier temps nous avons effectué le choix d'utiliser la céramique  $Al_2O_3$ -Cors d'épaisseur de 500  $\mu m$ , car c'est un matériau thermiquement résistant et présentant des résultats satisfaisants dans l'état d'art [29], [31].

Afin d'évaluer la rugosité de l'alumine après usinage laser, nous avons réalisé une étude préliminaire de rugosité sur le matériau vierge de tout traitement. La mesure précise de rugosité a été évaluée avec un profilomètre optique (Bruker Contour GT-X). Cependant, puisque son principe de fonctionnement est basé sur la réflexion de la lumière et que la céramique a un faible indice de réflexion ( $R=0,077007$ ), nous avons constaté que les mesures réalisées étaient peu précises et peu reproductibles. Pour résoudre ce problème, nous avons réalisé un dépôt systématique de revêtement métallique par PVD (*Physical vapor deposition*) de 0,5  $\mu m$  Ti/Cu, afin d'atteindre une évaluation statistiquement pertinente de la rugosité des substrats vierges d'alumine, ainsi tous les résultats de rugosité ici présentés sont faits systématiquement après métallisation.

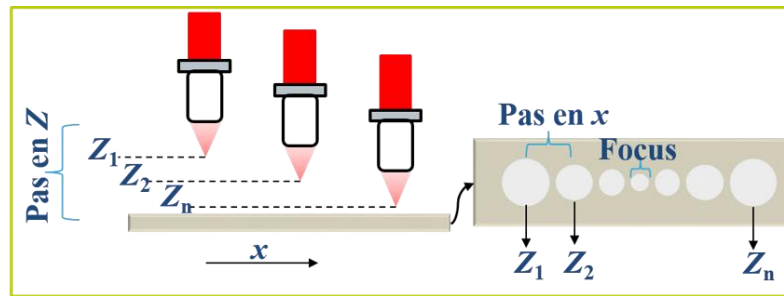
La méthodologie utilisée pour tous les échantillons a été la suivante : génération des commandes lasers avec le logiciel *Alfacam*, irradiation laser, nettoyage des échantillons avec une solution  $H_2O_2/H_2O/H_2SO_4$  de proportion 2 :1 :1, dépôt d'une couche de Ti/Cu par PVD.

### 4.2.1. DEFINITION D'UN PLAN D'EXPERIENCE AFIN DE MODELISER LA PRECISION ET RUGOSITE D'ABLATION

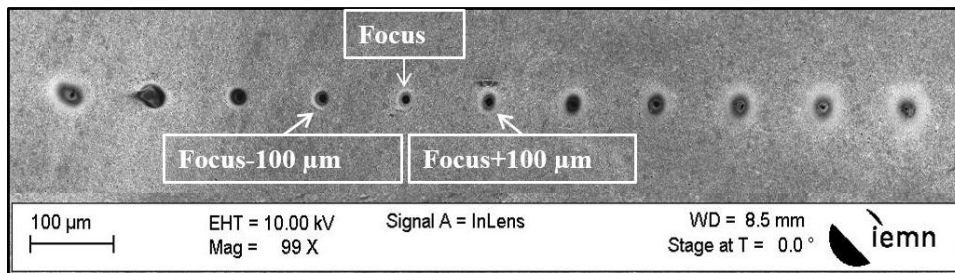
Deux critères d'évaluation de la qualité d'usinage sont prioritaires : la précision/fidélité dimensionnelle et la rugosité résultante. Ces critères sont considérés dans deux vues distinctes, à savoir : i) l'usinage partiel qui correspond à enlever la matière dans une profondeur spécifique et ii) la découpe.

Afin de trouver les meilleurs paramètres à utiliser, nous avons adopté une stratégie de plan d'expérience/DoE (*Design of experiment*) en faisant varier les paramètres de manière linéaire. Étant donné que la stratégie d'usinage des deux lasers n'est pas identique, des plans d'expérience différents ont été planifiés. Cependant un premier plan d'expérience commun aux deux lasers est fait pour trouver la distance focale du laser sur le matériau.

Dans une phase préliminaire, il est important de déterminer avec précision la distance focale en utilisant une stratégie simple consistant à utiliser des impacts laser en variant la position Z de la lentille finale de focalisation pour chaque position x, comme présentée par le schéma de la Figure 4.9a. Une image MEB (Microscopie électronique à balayage) du résultat de cet essai avec le laser femtoseconde, est présentée dans Figure 4.9b, pour lequel nous avons utilisé une puissance moyenne de 5 W, une fréquence de 40 kHz, un pas en Z de 100  $\mu\text{m}$ , un temps de 1 s.



(a)



(b)

Figure 4.9: (a) Schéma du test déterminant la distance optimale de focalisation du laser (b) cliché MEB de l'essai pour trouver le point focal.

En regardant le résultat présenté dans la Figure 4.9b, on peut estimer la distance focale Z sur le plus faible diamètre du cratère, puisque la défocalisation du faisceau implique à une augmentation de ce diamètre. Cependant il est également possible de constater que nous obtenons une ablation même avec une variation en Z de  $\pm 500 \mu\text{m}$ . Cette marge assez large de focalisation est liée à l'utilisation d'une lentille à faible ouverture numérique ( $NA=0,05$ ) qui conduit à une forte élongation de la fonction d'étalement.

Jusqu'à ici nous avons considéré une exposition percussion stationnaire. Dans la suite de cet exposé, on considère le faisceau en mode de balayage, dont les résultats sont présentés dans l'ordre chronologique dans les sections suivantes.

#### 4.2.1.1. PLAN D'EXPERIENCE AVEC UNE SOURCE LASER NANOSECONDE

Les paramètres associés au laser nanoseconde sont la fréquence, la puissance, la vitesse et la trajectoire de balayage. Comme ce laser possède une distribution gaussienne de puissance en fonction de la fréquence, nous avons travaillé à la fréquence fixe de 4 kHz, qui fournit le maximum de puissance.

Au démarrage d'une trajectoire d'usinage, le laser présente une inertie de déplacement qui mène à un dépôt localement plus important d'énergie, ce que donne un cratère plus important. Afin de minimiser ce problème, nous avons adopté une stratégie de balayage présentée en Figure 4.10.

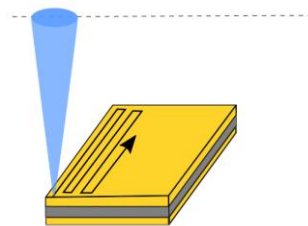


Figure 4.10: Schéma présentant la trajectoire d'usinage de surface utilisée avec le laser nanoseconde.

Ainsi, nous avons utilisé un plan d'expérience en faisant varier la puissance moyenne de 0,225 W à la puissance maximale disponible 1,871 W, la vitesse de balayage de 4 mm/s à 20 mm/s avec une seule passe, comme montrée en Figure 4.11.

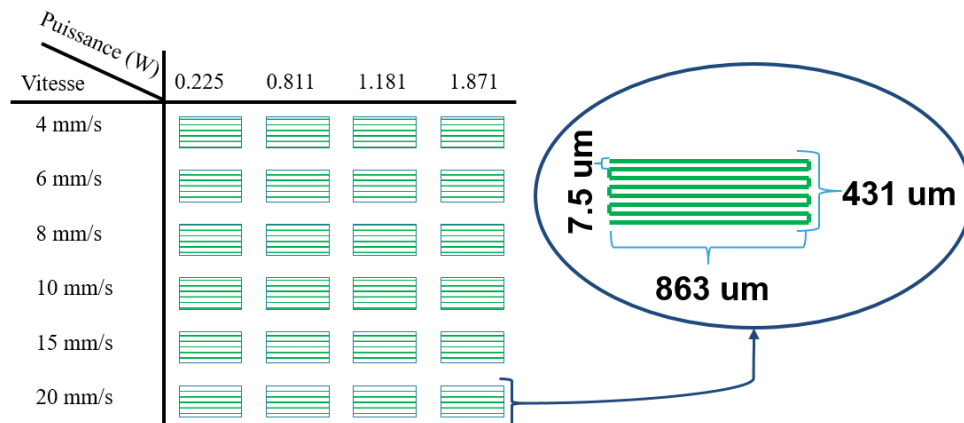


Figure 4.11: Schéma présentant le plan d'expérience pour estimer le taux d'ablation du laser nanoseconde avec un substrat alumine.

Afin de pouvoir comparer les plans d'expérience avec les deux sources laser, nous avons calculé la distance équivalente entre les impulsions en faisant le rapport (vitesse de balayage) / fréquence. Puis nous avons mesuré la profondeur d'ablation et la rugosité. Les résultats sont présentés en Figure 4.12.

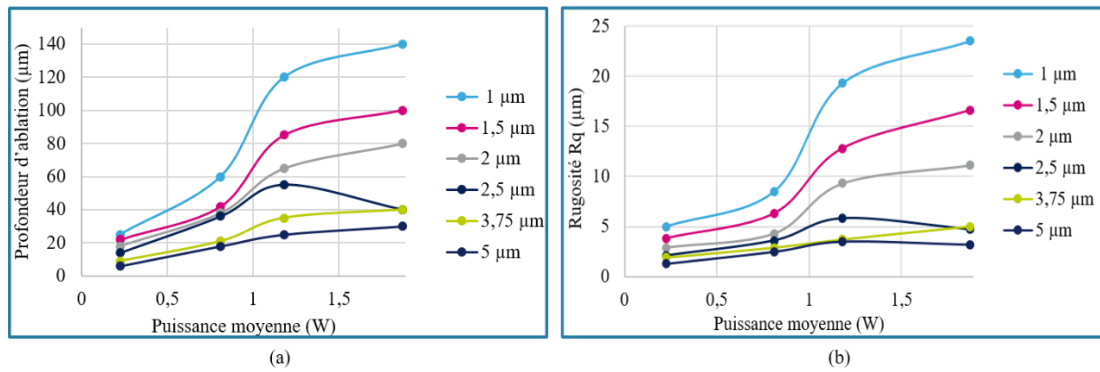


Figure 4.12: Variation de (a) la profondeur d'ablation et (b) la rugosité en fonction de la puissance pour plusieurs distances entre impulsions laser en utilisant la source laser nanoseconde.

Comme nous pouvons observer en Figure 4.12, en augmentant la fluence (puissance), soit par augmentation de la puissance ou par diminution de la vitesse, la profondeur de l'ablation ( $d_A$ ) et la rugosité augmentent. Cela permet d'obtenir une large plage d'ablation et de pouvoir choisir des paramètres pour micro usiner rapidement ou avoir une faible rugosité. En plus, nous avons remarqué que pour les vitesses supérieures à 10 mm/s, le faisceau ne se déplace pas de manière rectiligne dû à une limitation du miroir galvo utilisé pour déplacer le faisceau. Cette limitation est montrée dans le premier prototype.

Sachant que la profondeur d'ablation désirée peut varier et que pour certaines surfaces il est important d'avoir la rugosité la plus faible possible, nous avons réalisé un plan d'expérience en faisant varier le nombre de passes et la distance focale  $Z$ , pour évaluer la linéarité de la profondeur d'ablation en fonction du nombre de passes. Pour cela, nous avons adopté une stratégie de balayage du type quadrillage croisé, avec un déplacement en  $Z$  comme le montre la Figure 4.13.

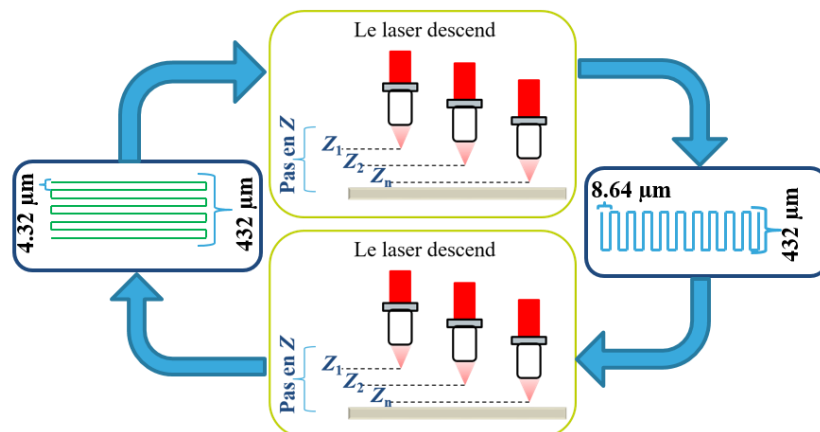


Figure 4.13: Schéma présentant le procédé d'usinage de surface en forme de quadrillage.

Nous avons testé deux fenêtres d'ablation afin de corrélérer la fluence avec la précision de profondeur d'ablation ainsi que plusieurs pas en  $Z$  pour vérifier l'influence

du changement de focalisation. Ainsi, nous avons évalué le couple 1,44 W et 8 mm/s ( $d_A \sim 40 \mu\text{m}$  est  $Rq \sim 5 \mu\text{m}$ ) et 0,44 W et 6 mm/s ( $d_A \sim 20 \mu\text{m}$  est  $Rq \sim 2,5 \mu\text{m}$ ), en supposant que  $d_A$  évolue de manière linéaire avec le nombre de passages. Nous pouvons ainsi calculer l'écart par rapport à la consigne, dont les résultats de ces calculs sont présentés en Figure 4.14 en fonction du nombre de passages, ainsi que des clichés MEB correspondant aux essais  $P=1.44 \text{ W}$ ,  $V=8 \text{ mm}$ ,  $Z=40 \mu\text{m}$ ,  $N=10$  et  $P=0.41 \text{ W}$ ,  $V=6 \text{ mm}$ ,  $Z=20 \mu\text{m}$ ,  $N=10$ .

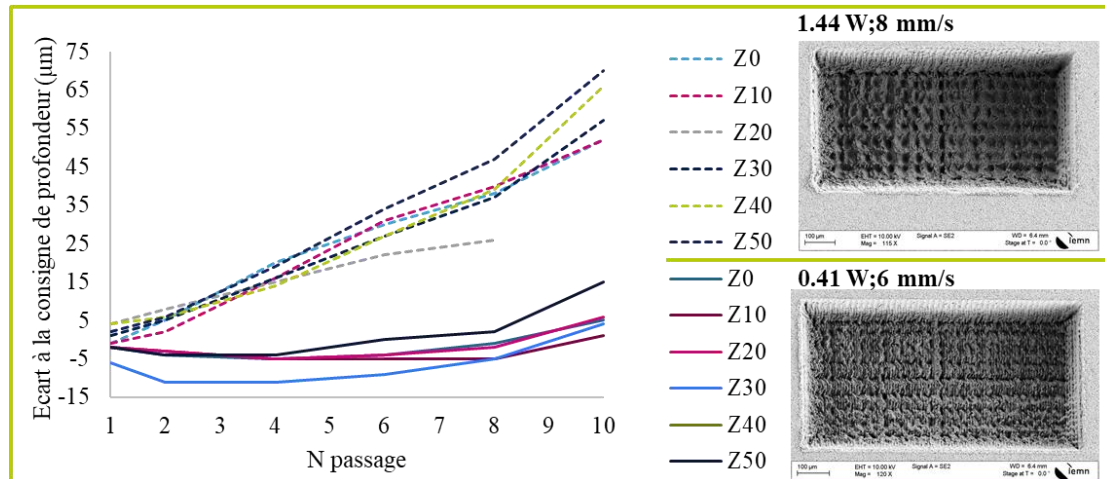


Figure 4.14: Évaluation de la linéarité de la profondeur d'ablation en fonction du nombre de passages.

Comme nous pouvons voir l'écart à la consigne de profondeur avec une fluence plus élevée est plus important qu'à fluence faible. Nous supposons que cela est dû à la rugosité. Cependant, la variation du pas en  $Z$  ( $Z0$ ,  $Z10$ ,  $Z20$ , ...) est moins importante, car pour une fluence donnée cette variation implique à une variation en dessous de  $5 \mu\text{m}$  entre les mesures (mais il joue un rôle pour la conicité). En plus en prenant  $d_A=160 \mu\text{m}$  par exemple, le rapport profondeur attendue-obtenue pour  $P=1.44 \text{ W}$  ( $360 \mu\text{J}$ ) avec  $N=4$  est de  $15 \mu\text{m}$  tandis que pour  $P=0.41 \text{ W}$  ( $102 \mu\text{J}$ ) avec  $N=8$  ce rapport est de  $5 \mu\text{m}$ . Nous concluons que si l'objectif est d'avoir la précision il est plus prudent travailler avec un taux d'ablation plus faible. Cependant nous avons encore un écart à la consigne de profondeur qui doit être pris en compte lors d'un  $d_A$  plus important.

Afin d'optimiser la découpe, nous avons adopté la stratégie d'usinage présentée dans le schéma en Figure 4.15, cette stratégie a été utilisée pour les expériences des deux sources lasers.



Figure 4.15: Schéma présentant le procédé d'usinage de découpe.

En utilisant la stratégie présentée en Figure 4.15 nous avons fait des essais avec plusieurs puissances différentes. Des clichés MEB comparatifs avec les deux essais plus pertinents sont présentés en Figure 4.16, lesquels correspondent aux essais avec  $P=1.87\text{ W}$ ,  $N\text{ d'anneau} = 7$ ,  $V=4\text{ mm/s}$ ,  $Z=70\text{ }\mu\text{m}$ ;  $P=1.87\text{ W}$ ,  $N\text{ d'anneau} = 20$ ,  $V=8\text{ mm/s}$ ,  $Z=50\text{ }\mu\text{m}$  respectivement.

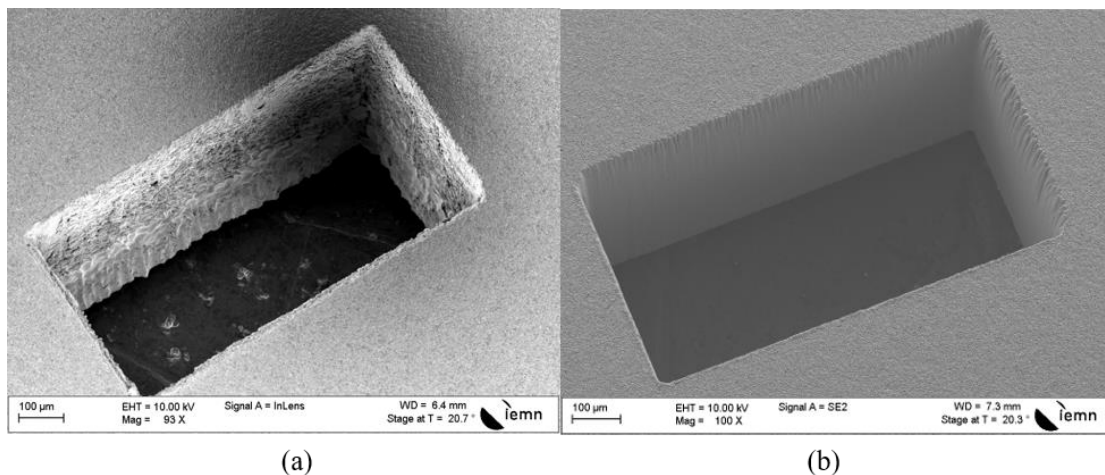


Figure 4.16: (a) Cliché MEB de la découpe avec 4 mm/s, 1.871 W, 7 passes. (b) Cliché MEB de la découpe avec 8 mm/s, 1.871 W, 15 passe.

Avec cet essai nous avons vu l'influence de la fluence dans les bords lors d'une découpe.

Les plans d'expériences faits avec la source laser nanoseconde ont servi de base pour les expériences avec le femtoseconde, cependant la stratégie d'usinage de surface et les paramètres laser ne sont pas les mêmes, donc nous avons fait d'autres plans d'expériences, lesquels sont présentés dans la section suivante.

#### 4.2.1.2. PLAN D'EXPERIENCE AVEC LA SOURCE LASER FEMTOSECONDE

Avec le laser femtoseconde nous avons la possibilité de travailler en mode PSO (*Position synchronized output*) qui consiste à asservir le déclenchement de tirs lasers avec la position grâce à une synchronisation extérieure de la source laser. Cette distance est définie comme distance PSO. En opérant dans ce mode, nous éliminons le problème d'accumulation de tirs dans la phase d'initialisation de balayage. Cependant la pseudo fréquence des impulsions est imposée par le rapport vitesse de balayage/distance PSO.

Ainsi les valeurs de fréquence équivalente pour plusieurs valeurs de vitesse de balayage et de distance PSO sont présentées en Figure 4. 17.

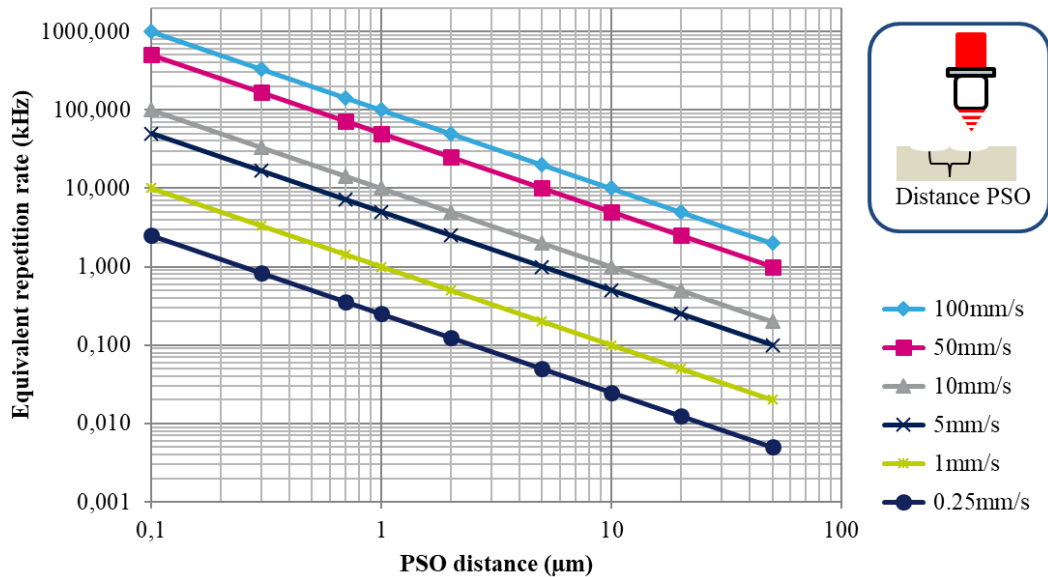


Figure 4. 17: Fréquence équivalente en fonction de la distance PSO.

De manière pragmatique nous avons fait l'expérience préliminaire afin de vérifier la distance focale. Nous avons ensuite réalisé un premier plan d'expérience en variant la puissance 10 à 100 mW avec un pas de 10 mW. Pour cet essai, nous avons utilisé un PSO de 5 µm et une vitesse de balayage de  $V=10$  mm/s. Nous avons donc constaté que pour les puissances inférieures à 50 mW le taux d'ablation était trop faible (inférieur à 5 µm/passe).

Afin de simplifier les plans d'expériences du mode PSO nous avons mesuré la puissance à 200 kHz avec plusieurs valeurs d'atténuation générées par l'atténuateur montré Figure 4.8. Ainsi, sachant que la puissance moyenne augmente linéairement avec la fréquence jusqu'à 200 kHz (montre en Figure 4.7), la puissance moyenne pour une fréquence donnée est calculée par une simple règle de trois en connaissant la puissance à 200 kHz. Ici nous allons utiliser la notation « Puissance@200 kHz » qui signifie que la puissance a été mesurée à 200 kHz, cependant les calculs de convention ont été appliqués pour l'analyse des données.

Suite à cet essai, nous avons fait un plan d'expérience en faisant varier le PSO de valeurs suivantes 2, 3, 4, 4,5, 5 et 6 µm, car le contrôle de PSO n'est fiable que pour les valeurs supérieures à 1 µm et la limite maximale est imposée par la nécessité d'obtenir un taux de recouvrement supérieur à 0,7. Puis nous avons utilisé une vitesse de 10 mm/s, avec un seul passage et les puissances utilisées étaient 5, 6, 7, 8, 9,10 W @200 kHz comme présentés dans le schéma du plan d'expérience en Figure 4.18.



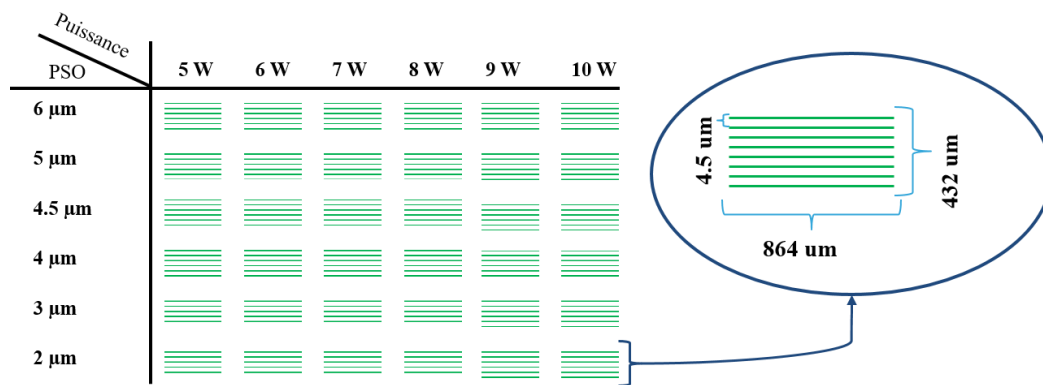


Figure 4.18: Schéma présentant le plan d'expérience utilisé pour analyser les variations de la distance PSO et atténuation de puissance.

Afin de pouvoir comparer les deux lasers, nous avons calculé les valeurs de puissance correspondantes à chaque distance PSO, puis nous avons métallisé, mesuré la rugosité et la profondeur d'ablation. Les résultats de rugosité RMS ( $R_q$ ) sont présentés en Figure 4.19.

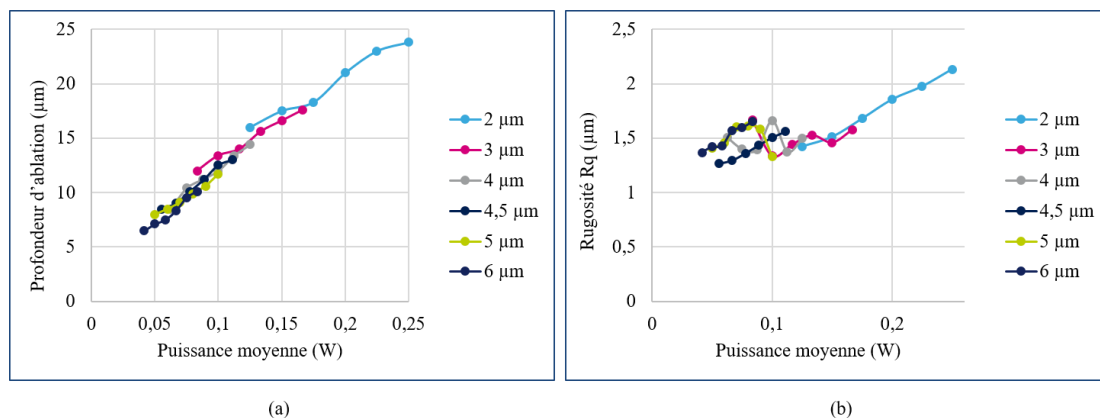


Figure 4.19: Variation de (a) la profondeur d'ablation et (b) la rugosité en fonction de la puissance pour plusieurs distances entre impulsions laser en utilisant la source laser femtoseconde.

En examinant les résultats présentés en Figure 4.19(a) nous pouvons voir que la profondeur d'ablation augmente avec la puissance et la réduction de la distance PSO. Cependant la réduction du pas PSO induit également une augmentation de la rugosité comme montre Figure 4.19(b).

Un autre phénomène observé est le redépôt de matière sur une partie de la surface alors que nous travaillons avec une distance PSO inférieure à  $2 \mu\text{m}$  et une puissance moyenne supérieure à  $0,125 \text{ W}$ . Pour avoir une visualisation de ce phénomène des photographies MEB correspondantes aux essais de distance PSO  $2 \mu\text{m}$  avec  $0,125$  et  $0,250 \text{ W}$ , PSO  $5 \mu\text{m}$  avec  $0,05$  et  $0,111 \text{ W}$  sont présentées en Figure 4.20.

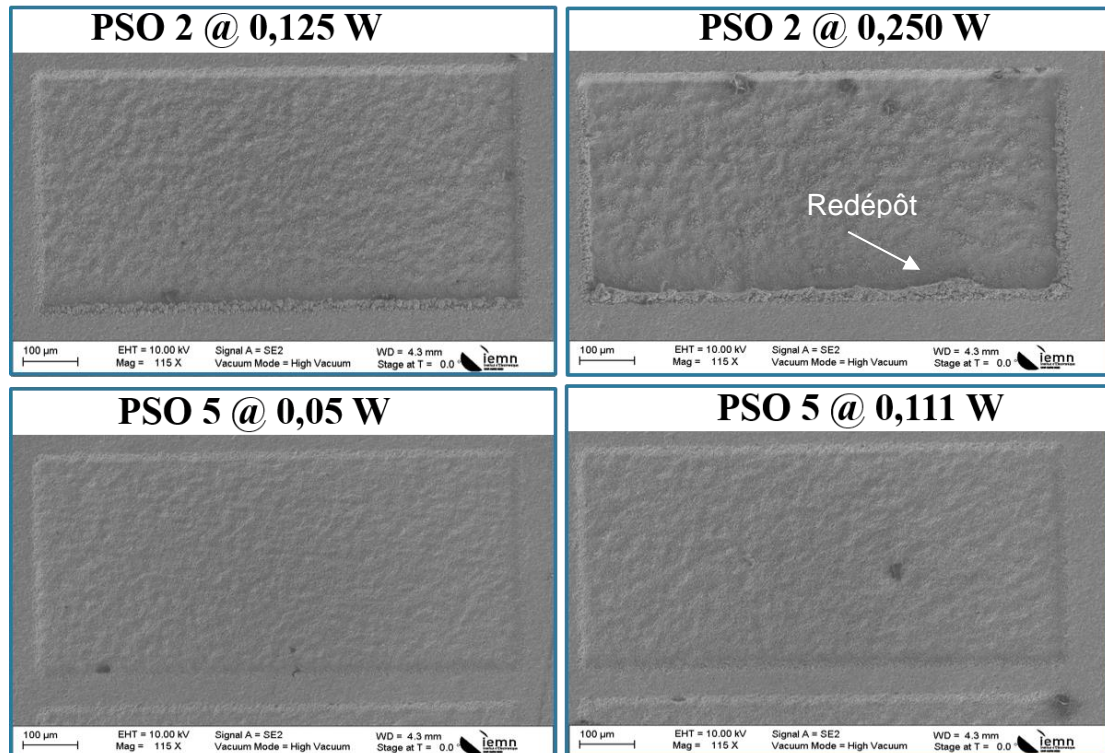


Figure 4.20: Photographies MEB des essayés de PSO 2  $\mu\text{m}$  avec 0,125 et 0,250 W, PSO 5  $\mu\text{m}$  avec 0,05 W et 0,111 W.

En regardant la Figure 4.20 nous pouvons voir que le redépôt apparaît initialement sur les bords dont le balayage a commencé et quand la puissance moyenne est supérieure à 0,125 W.

Nous avons adopté la même stratégie qui a été présenté pour le laser nanoseconde pour faire des découpes. Ce qui nous mené à faire un plan d'expérience de puissance (1,2, 2,4, 4,46, 7,2 et 10 W @200 kHz), fréquence (2, 4, 8, 10, 40, 100 et 150 kHz) et vitesse (4, 6, 8, 10, 15, 20 mm/s) afin de trouver les meilleurs paramètres laser pour la découpe.

La Figure 4.21 montre la caractérisation du plan d'expérience pour une puissance référence 10 W@200 kHz au profilomètre optique. Nous avons constaté que pour les distances entre impulsions laser (vitesse/fréquence) inférieures à 2  $\mu\text{m}$  (Figure 4.21b) il avait du redépôt, tandis que pour les valeurs supérieures ce comportement n'apparaît pas (Figure 4.21c), en plus les essais réalisés à vitesse à 20 mm/s souffrent d'instabilité du scanner menant à des géométries distorses.

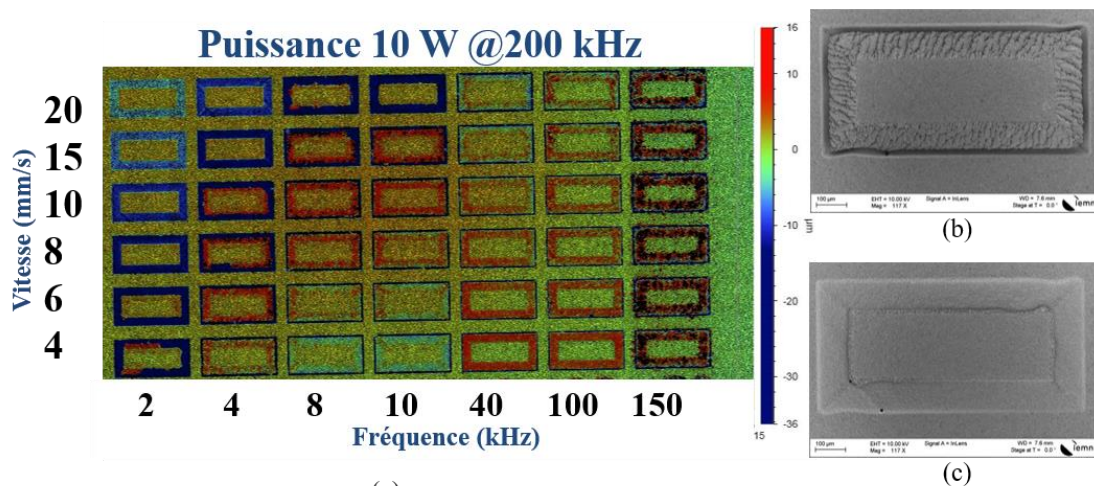


Figure 4.21: (a) Caractérisation à l'interféromètre optique du plan d'expérience vitesse vs fréquence (b) Cliché MEB de l'essai avec 100 kHz@20 mm/s, (c) Cliché MEB de l'essai avec 4 kHz@20 mm/s.

Pour compléter l'analyse, nous avons réalisé un plan d'expérience pour étudier la linéarité de la profondeur d'ablation avec le nombre de passes en utilisant la stratégie de balayage du type quadrillage croisé avec le mode PSO, la caractérisation de ce plan d'expérience au profilomètre optique ainsi que le profil résultant de la caractérisation sont présentés en Figure 4.22.

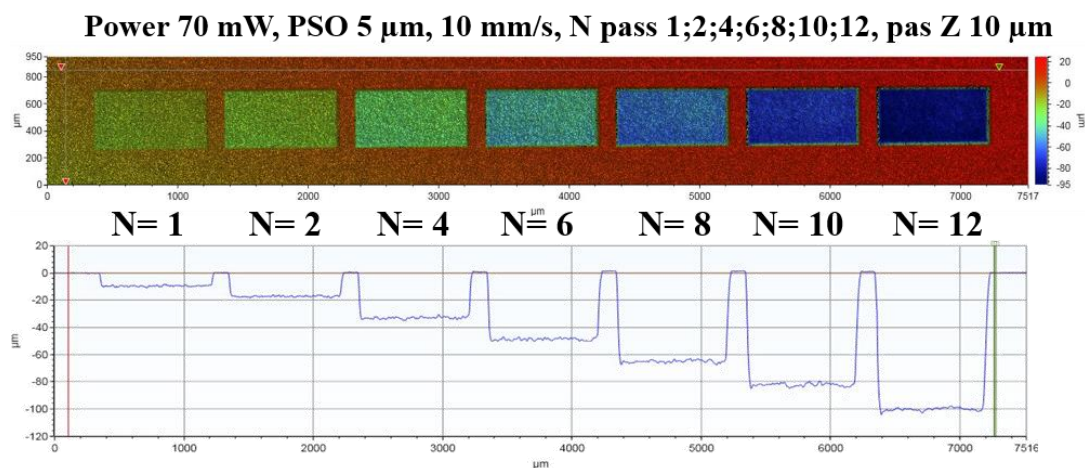


Figure 4.22: Caractérisation à l'interféromètre optique du plan d'expérience pour vérifier la linéarité dû au nombre de passages.

Comme la rugosité  $R_q$  pour un seul passage est environ  $1,5 \mu\text{m}$ , donc nous avons une profondeur d'ablation initiale de  $10 \pm 1,5 \mu\text{m}$ . Par conséquent nous nous attendons à obtenir une profondeur entre 102 et 138  $\mu\text{m}$  pour 12 passes, ce que nous retrouvons en regardant les résultats. Une photographie MEB des essais correspondant à 6, 8, 10, 12 passes est présentée en Figure 4.23.

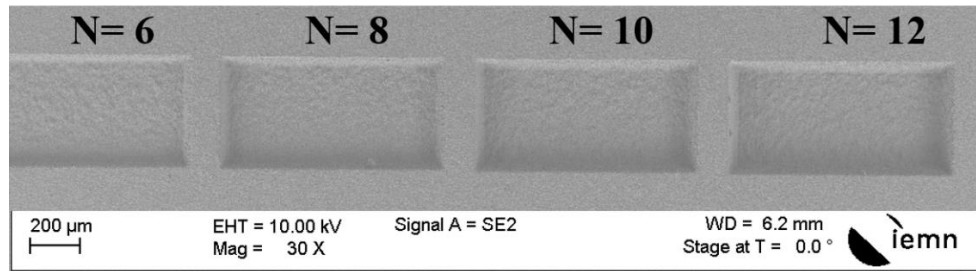


Figure 4.23: Photographies MEB du plan d'expérience Npasse référant à 6,8,10,12 passes.

Afin d'optimiser l'alignement entre les pièces, nous avons évalué un plan d'expérience pour définir la correction géométrique à appliquer pour l'usinage des trous de broches d'alignement. Nous avons percé 10 cavités en variant le diamètre, en commençant par le diamètre nominal (1,562 mm). L'insertion des broches dans les trous ont ensuite été testée ce qui conduit au diamètre de dessin de 1,612 mm et 1,642 mm pour l'usinage des sources laser nanoseconde et femtoseconde respectivement.

#### 4.2.1.3. COMPARAISON ENTRE LES RESULTATS DES PLANS D'EXPERIENCE DES LASERS NANOSECONDE ET FEMTOSECONDE

Afin de pouvoir comparer l'usinage de surface de deux sources lasers, nous avons sectionné certains résultats des plans d'expérience présentés en Figure 4.12 et Figure 4.19. Pour les résultats de la source laser nanoseconde nous avons pris les résultats correspondant à la puissance moyenne 225 mW et avec une vitesse de déplacement inférieur à 10 mm/s, pour avoir des résultats comparables à la source femtoseconde sans avoir des géométries déformées. Ces résultats sont présentés en Tableau 7, classés par puissance moyenne ( $P_a$ ), Rugosité rms ( $R_q$ ), profondeur d'ablation ( $d_A$ ) et distance entre les impulsions ( $I_D$ ).

Tableau 7 : Comparatif entre les résultats des plans d'expérience des lasers nanoseconde et femtoseconde.

	Pa (mW)	Rq ( $\mu\text{m}$ )	$d_A$ ( $\mu\text{m}$ )	$I_D$ ( $\mu\text{m}$ )
<b>Nanoseconde</b>	225	2,1	14	2,5
	225	1,9	9	3,75
	225	1,3	6	5
<b>Femtoseconde</b>	41,66	1,369	6,5	6
	50	1,411	8	5
	55,55	1,264	8,5	4,5
	62,5	1,507	8,5	4
	83	1,669	12	3
	125	1,423	16	2
	150	1,512	17,5	
	175	1,68	18,3	
	200	1,856	21	
	225	1,975	23	
	250	2,133	23,8	

En examinant le Tableau 7, pour le laser nanoseconde, nous pouvons voir que pour une puissance donnée nous avons plusieurs couples profondeurs d'ablations et rugosités, dus à la variation de la distance entre les impulsions comme la distance entre les impulsions est inversement proportionnelle à la rugosité et profondeur d'ablation, il est possible d'améliorer la rugosité en augmentant la vitesse de balayage, cependant nous travaillons à une fréquence fixe (4 kHz) et pour avoir une distance entre les impulsions supérieures à 5  $\mu\text{m}$  il faut travailler avec une vitesse de 20 mm/s, dans ce cas nous sommes limitées par la contrainte de vitesse imposée par le galvo (10 mm/s) donc le seul moyen de réduire la profondeur d'ablation est réduire la puissance moyenne pour le laser nanoseconde. De plus, si nous comparons les deux lasers, pour la puissance moyenne de 225 mW avec une distance entre les impulsions comparables, *i.e.* 2  $\mu\text{m}$  pour le laser nanoseconde et 2,5  $\mu\text{m}$  pour le laser femtoseconde, il est possible de voir que le laser femtoseconde a une profondeur d'ablation plus élevée avec une rugosité plus faible cependant il y a du re-dépôt sur les bords. Nous observons aussi l'air linéaire entre rugosités et la profondeur d'ablation pour la plupart des valeurs. Donc, pour faciliter l'analyse de ce comportement nous avons fait un graphique de la profondeur d'ablation en fonction de la rugosité, présenté en Figure 4.24.

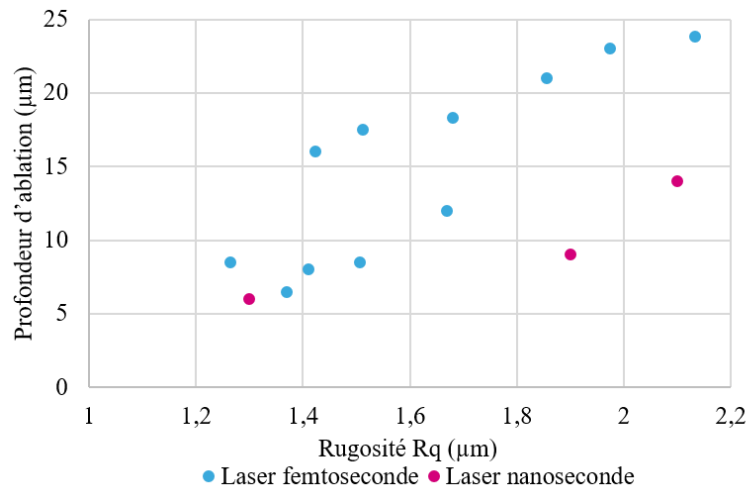


Figure 4.24: Comparatif entre les profondeurs d'ablation en fonction de la rugosité des sources lasers femtoseconde et nanoseconde.

Comme nous pouvons observer en Figure 4.24, la rugosité augmente avec la profondeur d'ablation. En regardant la profondeur d'ablation la plus élevée pour les deux lasers, nous trouvons une différence de 10 μm de profondeur d'ablation tandis que la différence rugosité est inférieure à 0,5 μm. Comme la vitesse de balayage est la même (10 mm/s) pour les deux fenêtres laser nous pouvons conclure que pour une même surface et une profondeur donnée, le laser femtoseconde présente une performance meilleure (temps d'ablation/rugosité) que le laser nanoseconde. Cependant, quand l'objectif est la découpe d'une cavité, la source laser nanoseconde a la possibilité d'usinage plus efficacement avec des profondeurs de l'ordre de 80 μm/passe en travaillant à une vitesse de 6 mm/s et 225 mW tandis que pour le laser femtoseconde la profondeur d'ablation maximale de 25 μm dans les mêmes conditions à 6 kHz.

Un autre paramètre important à comparer est la conicité, laquelle est définie ici par la différence entre les dimensions de la face supérieure et la face inférieure présentée en Figure 4.25.

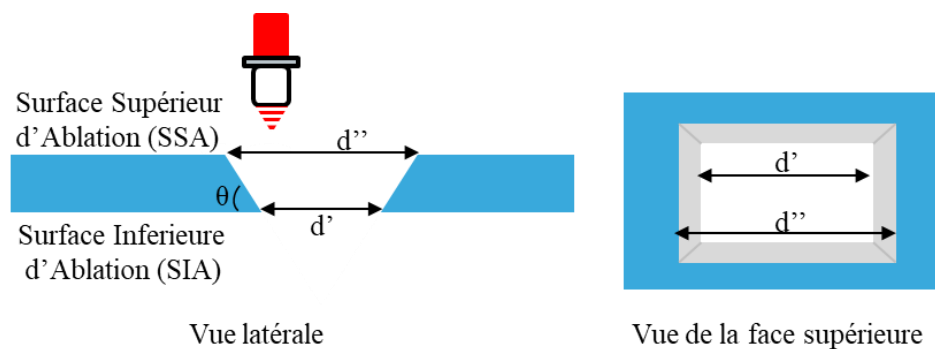


Figure 4.25: Schéma représentatif de la conicité obtenue lors d'une ablation avec une source laser.

Pour les deux sources lasers la conicité initiale a été réduite par étude empirique en augmentant la quantité de passes. Figure 4. 26 présente une photographie MEB de cavités usinées avec les sources laser nanoseconde et femtoseconde. L'usinage a été faite envisageant les dimensions nominales de la bande de fréquence 220-325 GHz (864x432  $\mu\text{m}$ ). Les paramètres d'usinage du laser nanoseconde ont été de 8 mm/s, 20 passes et 1,1 W et le laser femtoseconde 10 mm/s, 60 passes 0,6 W et 10 kHz.

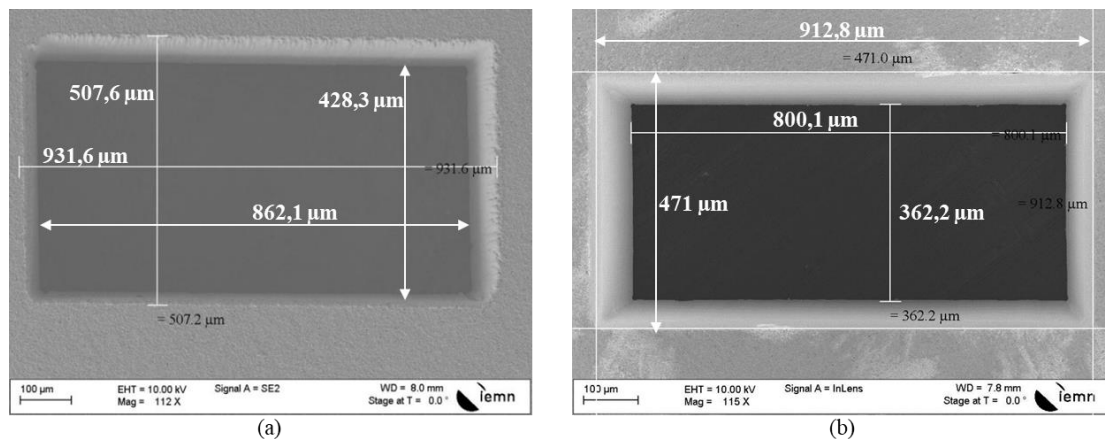


Figure 4. 26: (a) Cliché MEB de la découpe avec le laser nanoseconde. (b) Cliché MEB de la découpe avec le laser femtoseconde.

Comme nous pouvons voir en Figure 4. 26, nous avons une différence dimensionnelle entre le haut et le bas de  $\sim 70 \mu\text{m}$  avec une épaisseur de céramique de  $500 \mu\text{m}$ , tandis que pour le laser femtoseconde cette différence est  $\sim 110 \mu\text{m}$ , une solution pour réduire cette différence consiste à utiliser une épaisseur inférieure. Ce que donne l'angle de la paroi ( $\theta$ ) d'environ  $85,48^\circ$  avec la source laser nanoseconde, et  $83,6^\circ$  avec la source laser femtoseconde.

### 4.3. CONCEPTION D'UN GUIDE D'ONDE FONCTIONNANT DANS LA BANDE 220-325 GHz REALISE PAR MICRO-USINAGE LASER

Sur la base des plans d'expérience précédents, nous avons estimé la fabrication des prototypes simples par l'usinage avec la source nanoseconde, pour tester la viabilité de la stratégie d'usinage proposée. Ensuite, nous avons augmenté la complexité des prototypes en fabricant des guides d'ondes avec des longueurs différentes dans un premier temps avec le laser nanoseconde et dans un second temps avec le laser femtoseconde. Ces travaux sont détaillés dans les sections suivantes.

### 4.3.1. CONCEPTION DU VEHICULE DE TEST AVEC LE LASER NANOSECONDE

Le premier prototype a consisté à usiner l'ouverture d'un guide d'onde opérant dans la bande de fréquence 220-325 GHz avec les dimensions standards d'une bride de connexion, le dessin a été fait en utilisant le logiciel SolidWorks, puis nous avons importé le fichier dans le logiciel *Alphacam* afin de construire les trajectoires d'usinage et de générer les commandes de contrôle des machines. Cette procédure a été faite pour tous les prototypes. Le schéma d'un guide avec les dimensions nominales WR3.4 est présenté en Figure 4.27a.

Tout d'abord nous avons usiné une pièce ( $WG_1$ ) en utilisant comme paramètres d'usinage pour l'ouverture du guide : 1,8 W, 15 mm/s, 20 passes pour évaluer l'impact de la vitesse dans la qualité d'usinage. Ensuite, nous avons usiné 3 pièces ( $WG_2$ ,  $WG_3$ ,  $WG_4$ ) en changeant la vitesse à 8 mm/s. Les pièces ont été métallisées des deux côtés par PVD pour déposer une épaisseur de 5  $\mu\text{m}$ . Une photographie de la pièce  $WG_1$  métallisée est présentée en Figure 4.27b.

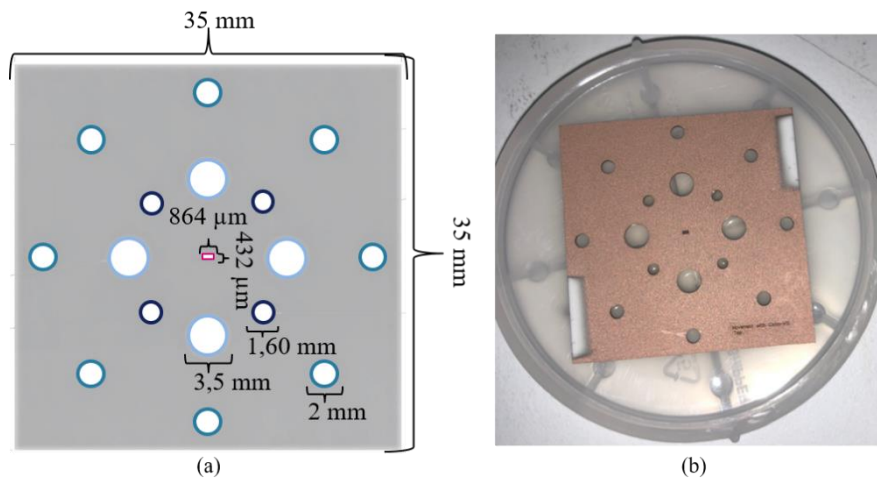


Figure 4.27: (a) Dessin SolidWorks du premier prototype. (b) Prototype après métallisation.

Des photographies MEB des surfaces supérieure et inférieure de l'ablation des prototypes pour des conditions d'usinage différents sont présentées en Figure 4.28.



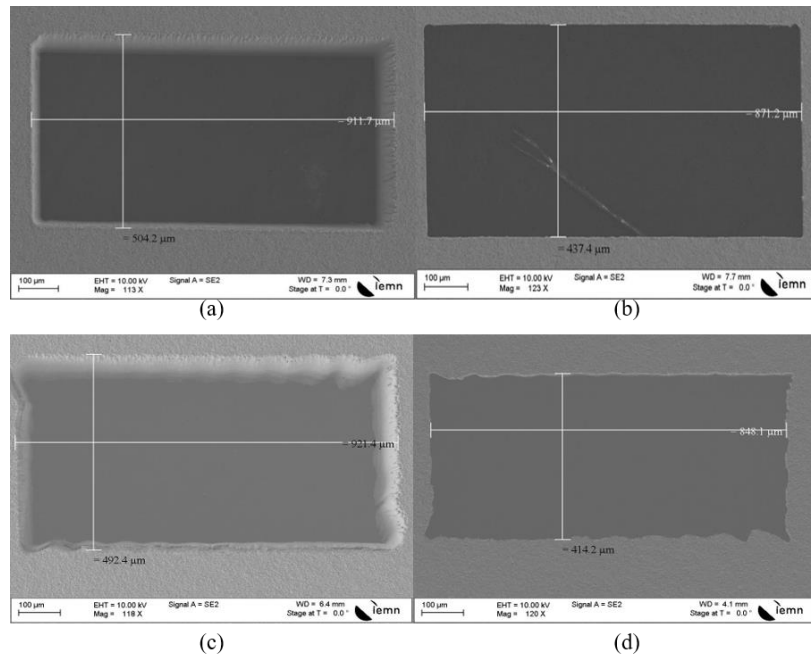


Figure 4.28: Photographies MEB des surfaces (a) supérieures de l'ablation à 8 mm/s (b) inférieure de l'ablation à 8 mm/s. (c) supérieure de l'ablation à 15 mm/s (d) inférieures de l'ablation à 15 mm/s. Obtenues avec la source laser nanoseconde.

En regardant Figure 4.28, nous observons la différence de la qualité des bords ainsi que la différence des dimensions obtenues pour les différentes vitesses. Nous avons donc mesuré toutes les dimensions des 4 pièces, lesquelles sont présentées dans le Tableau 8. SSA est la Surface supérieure d'Ablation, SIA est la Surface Inferieure d'Ablation, **A** est la dimension plus grande de la cavité de guide d'onde, **B** c'est la dimension plus petite l'ouverture guide et le  $\Delta$  est faite avec les dimensions nominales 864x432  $\mu\text{m}$ .

Tableau 8 : Dimension de l'ouverture de guide d'onde mesuré au MEB.

Vitesse	SSA (um)				SIA (um)			
	<b>A</b>	$\Delta\mathbf{A}$	<b>B</b>	$\Delta\mathbf{B}$	<b>A</b>	$\Delta\mathbf{A}$	<b>B</b>	$\Delta\mathbf{B}$
8 mm/s (WG <sub>2</sub> , WG <sub>3</sub> , WG <sub>4</sub> )	911	47	496	64	851	-13	438	6
	911	47	504	72	871	7	437	5
	931	67	507	75	862	-2	423	-9
15 mm/s (WG <sub>1</sub> )	921	57	492	60	848	-16	414	-18

En examinant les dimensions rapportées dans le Tableau 8, nous observons que les pièces usinées avec les mêmes paramètres présentent une différence de dimension

inférieure à 20  $\mu\text{m}$  qui correspond à la variabilité du procédé. En supposant une erreur liée à la mesure de 10  $\mu\text{m}$ . La pièce usinée à 15 mm/s présente des dimensions proches de celles qui ont été usinées à 8 mm/s, car la différence est inférieure à 20  $\mu\text{m}$ .

Les coefficients de transmission  $S_{21}$  des prototypes ont été mesurés avec le VNA connecté aux extensions millimétriques, sur lesquels nous avons enfilé une tuile une à une en commençant par les prototypes usinés avec les mêmes paramètres ( $\text{WG}_2 + \text{WG}_3 + \text{WG}_4 + \text{WG}_1$ ). Les mesures sont présentées en Figure 4.29.

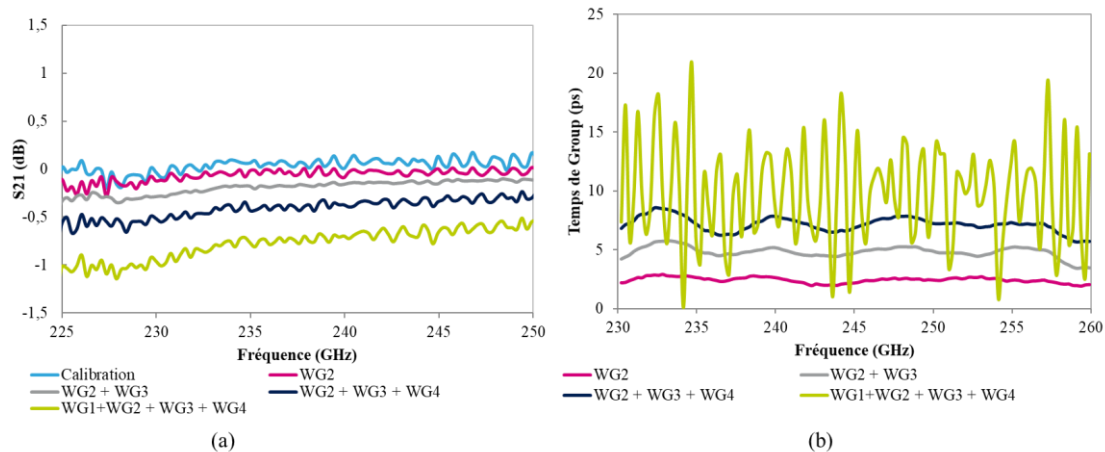


Figure 4.29: (a)  $S_{21}$  et (b) temps de groupe des prototypes  $\text{WG}_2$ ,  $\text{WG}_2 + \text{WG}_3$ ,  $\text{WG}_2 + \text{WG}_3 + \text{WG}_4$ ,  $\text{WG}_2 + \text{WG}_3 + \text{WG}_4 + \text{WG}_1$ .

Les résultats présentés en Figure 4.29a montrent un niveau de perte/tuile d'environ 0,16 dB pour les prototypes  $\text{WG}_2$ ,  $\text{WG}_3$ ,  $\text{WG}_4$  tandis que  $\text{WG}_1$  présente une perte de 0,5 dB, étant donné la déformation du guide (Figure 4.28). En particulier l'addition de la tuile  $\text{WG}_1$  met en exemple une dispersion importante de la vitesse de groupe (montre en Figure 4.29b). Étant donné que dissocier l'erreur de mesure des résultats obtenus est difficile, nous estimons que 0,16 dB pour la longueur de 500  $\mu\text{m}$  est satisfaisant.

### 4.3.2. CONCEPTION D'UN GUIDE A DOUBLE COUDE S-BAND

L'étude exposée dans le paragraphe précédent a porté sur une structure simple de guide droit. La complexité des prototypes a été hiérarchiquement augmentée en réalisant des guides d'onde de longueurs plus importantes. Cependant un guide d'onde standard possède une longueur de 25 mm, ce que devient très fastidieux en configuration de guide droit par exemple de tuiles de 500  $\mu\text{m}$  de longueur. La configuration de guide doit contenir en effet 50 tuiles à serrer et aligner pour garantir la continuité de propagation du champ électromagnétique. Par conséquent, nous avons

adopté une stratégie alternative utilisant une configuration à double coude de type « *S-bend* » en dissociant la longueur du guide de la quantité de tuiles à assembler.

Par simulation, en utilisant le logiciel HFSS, nous avons optimisé la courbure du plan E afin de diminuer les pertes, en utilisant comme excitation un mode TE<sub>10</sub>. L'optimisation a été faite en intégrant un épaulement ( $L_{post}$ ) dans la courbure du guide comme montré en Figure 4.30a. Nous avons réalisé le paramétrage de cet épaulement (Figure 4.30b) pour trouver la dimension optimale.

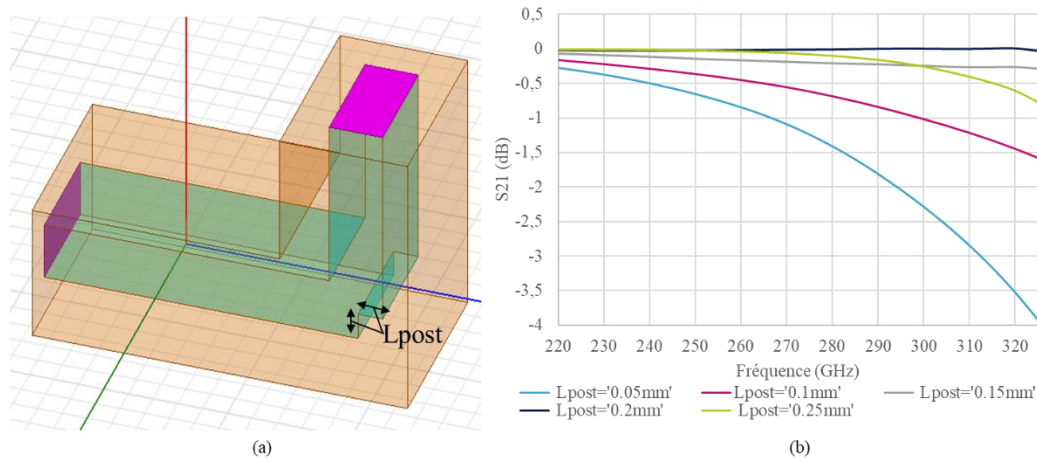


Figure 4.30: (a) Guide d'onde utilisé pour l'optimisation de la courbure du plan H (b) résultat du paramétrage réalisé pour réduire les pertes de la courbure du plan H.

L'insertion des résultats montrés en Figure 4.30b montre que la dimension optimale de  $L_{post}$  est de la moitié de la longueur la plus petite de l'ouverture du guide, 216  $\mu\text{m}$ .

Ainsi, nous avons simulé un guide d'onde avec une longueur de 24 mm (Figure 4.31) pour connaître les pertes.

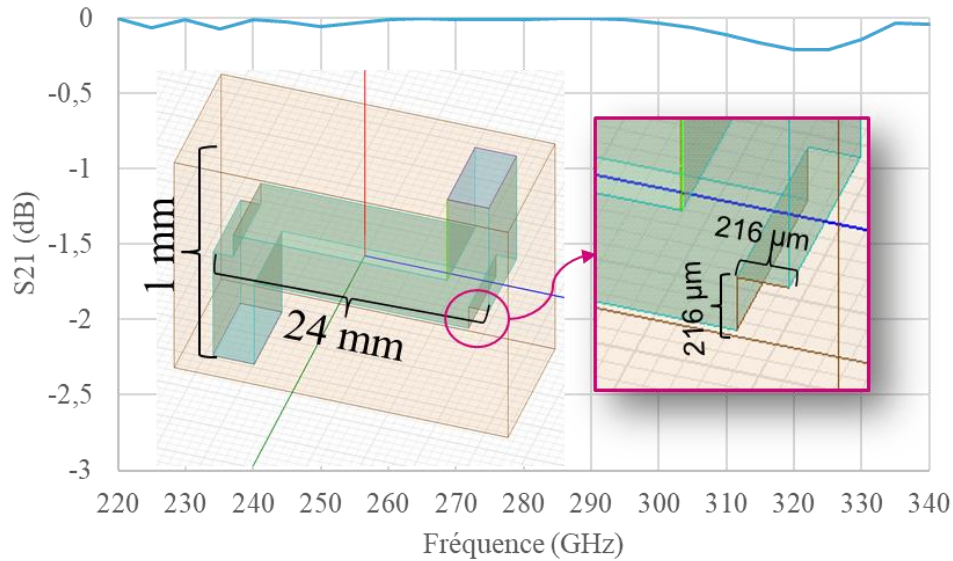


Figure 4.31: Simulation d'un guide *S-bend* de 24 mm avec courbure du plan H optimisée.

Comme le résultat de simulation (Figure 4.31) le montre, les pertes sont inférieures à 0,5 dB permettant ainsi de valider cette stratégie, car elle permet l'usinage en utilisant deux tuiles seulement comme montré en Figure 4.32a, dont nous avons partagé le guide au milieu de la courbure du plan H en ayant deux pièces symétriques à usiner. L'usinage de la pièce consiste donc à faire des coupes, une ablation partielle d'une profondeur de 216 µm (Figure 4.32b).

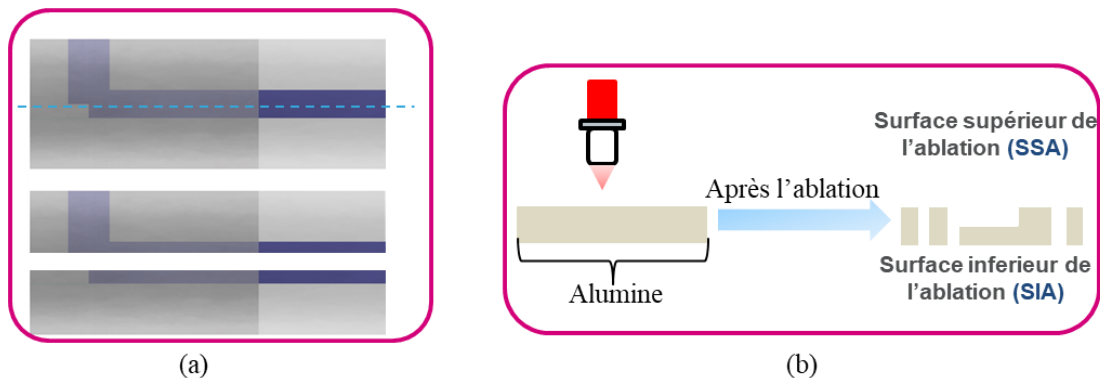


Figure 4.32: (a) Schéma illustrant la stratégie d'usinage adoptée pour fabriquer un guide *S-bend*. (b) Schéma de l'usinage laser pour faire le guide *S-bend*.

En utilisant la technique décrite en Figure 4.32, nous avons usiné des guides *S-bend* avec le laser nanoseconde, puis avec la source laser femtoseconde.

#### 4.3.2.1. PROTOTYPAGE D'UN GUIDE S-BEND EN UTILISANT LE LASER NANOSECONDE

Comme expliqué dans les sections précédentes, la puissance maximum de la source laser nanoseconde a diminué pendant ce travail, lorsque nous avons commencé à faire les guides S-bend, la puissance utilisée dans la découpe des WG n'était plus disponible. Nous avons donc utilisé une puissance de 0,41 W à 6 mm/s en 30 passes. Concernant l'ablation partielle, nous avons utilisé les mêmes paramètres de puissance et vitesse avec 12 passes avec la stratégie de quadrillage montrée dans les plans d'expérience de la section 4.2.1.1.

Nous avons considéré trois longueurs de guides ~25 mm (1"), ~37,5 mm (1,5") et ~50 mm (2"), une photographie de la moitié d'un guide usiné avant et après métallisation est présentée en Figure 4.33.

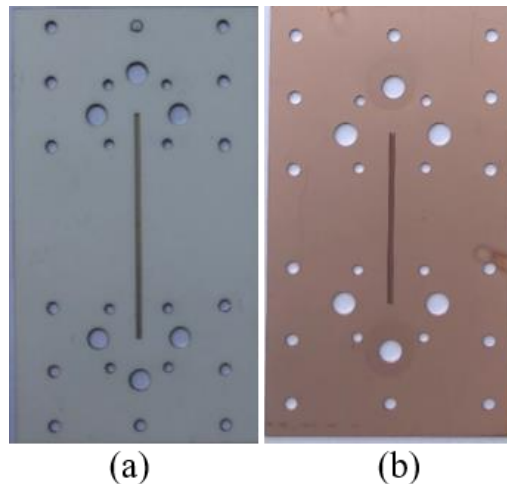


Figure 4.33: (a) Moitié d'un guide d'onde S-bend de 1'' après usinage laser en la source laser nanoseconde. (b) Moitié d'un guide d'onde S-bend de 1'' après la métallisation.

Pour la métallisation de pièces, nous avons réalisé une métallisation de 3  $\mu\text{m}$  de Ti (0,5  $\mu\text{m}$ )/Cu (2,5  $\mu\text{m}$ ) sur la surface contenant la principale longueur du guide, étant donné que sur les surfaces parallèles au dépôt, l'épaisseur est de 25% de la surface perpendiculaire au dépôt et nous devons respecter l'épaisseur de peau ( $\sim 0,14 \mu\text{m}$  à 200 GHz). Sur l'autre surface non impactant dans le guide d'onde une métallisation de 1,5  $\mu\text{m}$  a été réalisée pour gagner du temps. Tous les guides S-bend ont été métallisés de cette façon.

Les guides ont été mesurés au VNA comme le montre le Figure 4.34.

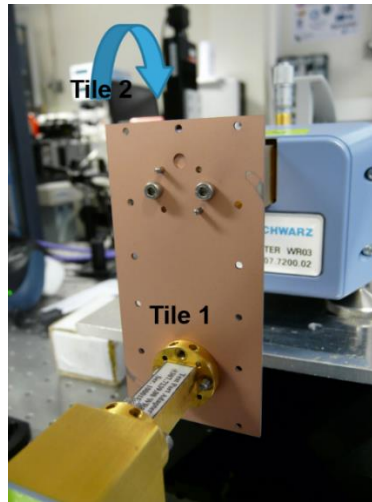


Figure 4.34: Photographie de la mesure du prototype P5 au VNA.

Figure 4.35 montre les  $S_{12}$  mesurés au VNA des prototypes avec les longueurs de 1" (P6), 1,5"(P5), 2"(P4).

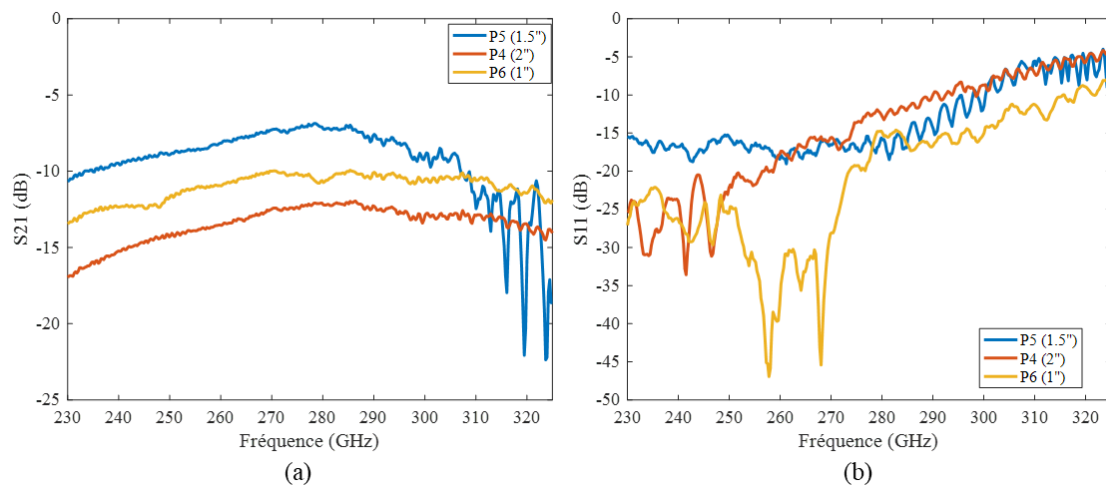


Figure 4.35:  $S_{12}$  des prototypes P4, P5 et P6 mesurés au VNA usinés avec la source laser nanoseconde.

Comme le montre la Figure 4.35, le prototype P5 présente moins de pertes que les autres prototypes ce qui est physiquement incohérent, car P6 a une longueur plus petite que P5. De plus nous observons un comportement passe haute pour toutes les longueurs, ce qui laisse présager des dimensions d'ouverture de guide plus petites que celles envisagées, cependant dans tous les cas les guides ont présenté de pertes supérieures aux pertes montrées dans l'état de l'art. Par conséquent nous avons mesuré le désalignement entre les deux tuiles qui composent le prototype, ainsi que la rugosité et les dimensions après usinage, afin de trouver la possible source de l'atténuation.

Pour mesurer le désalignement entre les tuiles, nous avons conservé les prototypes P4, P5 et P6 assemblés après la mesure du  $S_{21}$ , ainsi par caractérisation MEB, nous avons mesuré ce désalignement en prenant comme base le fait que la

courbure du plan H se termine à la moitié de l'ouverture du guide, comme montré dans le schéma en Figure 4.36.

Les valeurs mesurées sont présentées en Tableau 9.

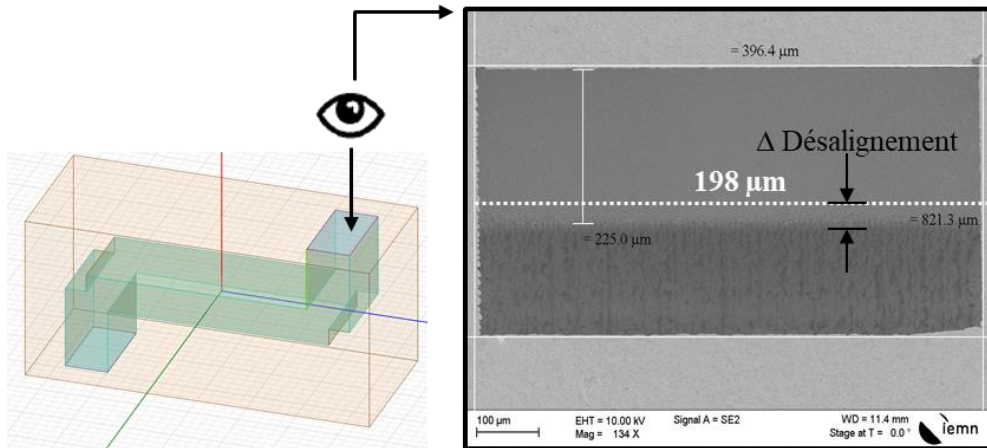


Figure 4.36: Schéma de la mesure du désalignement entre les tuiles.

Tableau 9 : Désalignement mesuré entre les tuiles des prototypes P4, P5, P6.

Prototype	Désalignement entre les tuiles (µm)
P4 (2") Tuile1	-2,55
P4 (2") Tuile 2	-27
P5 (1.5") Tuile1	20
P5 (1.5") Tuile 2	26,4
P6 (1") Tuile1	4,15
P6 (1") Tuile2	23,5

Nous pouvons observer que le désalignement maximal (27 µm) représente 12% de la valeur attendue (216 µm), ce qui est encore dans la marge [32]. De plus la valeur obtenue pour P5 est très proche (26,4 µm), qui présente le mois de pertes. Nous avons conclu que l'alignement n'est pas le problème.

Sachant que la caractérisation de la rugosité sur toute la surface usinée n'est pas possible, étant donnée les limitations de l'ordinateur utilisé pour contrôler l'interféromètre optique, la mesure de rugosité a été faite sur une surface de 1 mmx600 µm, sur les deux tuiles de chaque prototype. Les résultats sont présentés dans le Tableau 10.

Tableau 10 : Rugosité mesurée à l'intérieur des guides P4, P5, P6.

Prototype	Rq (µm) Tuile 1	Rq (µm) Tuile 2
P4 (2")	7,17	5,39
P5 (1,5")	7,70	8,53
P6 (1")	5,61	6,43

La rugosité en fond de guide a augmenté comparant avec la rugosité d'une seule passe (~3 µm).

L'analyse dimensionnelle a été réalisée en deux étapes. La première a consisté en la mesure des dimensions des cavités du guide dans les deux surfaces de deux tuiles (D1, D2) et au bout du guide (D3). La deuxième a consisté en la mesure de la profondeur en plusieurs emplacements le long du guide. Un schéma présentant les mesures est présenté en Figure 4.37.

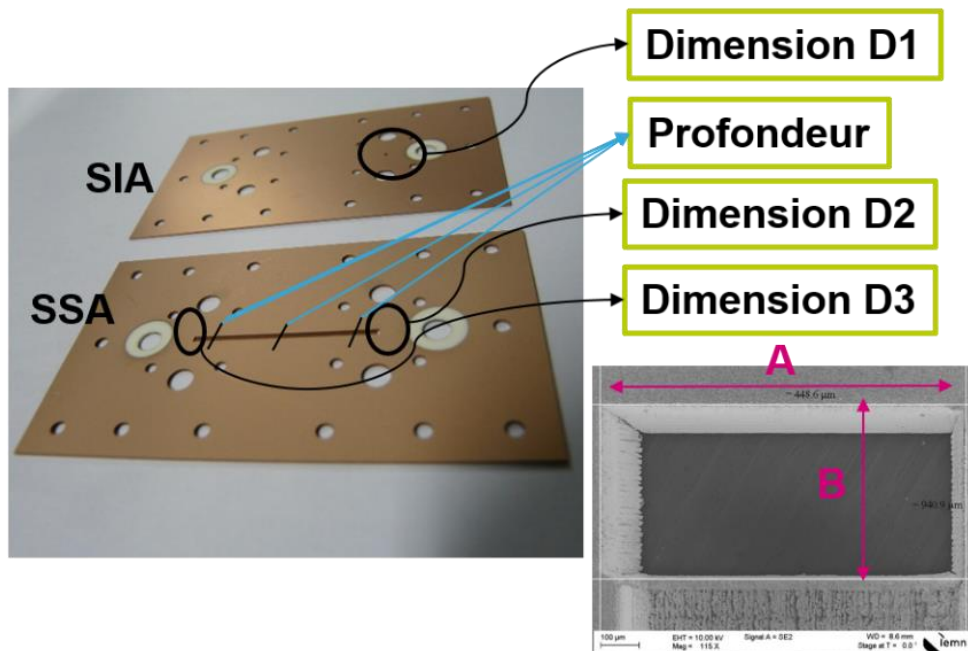


Figure 4.37: Schéma des mesures dimensionnelles des guides.

Les mesures des dimensions D1, D2 et D3 ont été faites par MEB, lesquelles sont présentes en Tableau 11, en prenant comme référence les dimensions nominales de 864 µm et 432 µm pour les variations ΔA et ΔB, respectivement.



Tableau 11 : Résumé des mesures dimensionnelles P4, P5, P6.

Prototype	D1 ( $\mu\text{m}$ )				D2 ( $\mu\text{m}$ )				D3 ( $\mu\text{m}$ )	
	A	$\Delta A$	B	$\Delta B$	A	$\Delta A$	B	$\Delta B$	A	$\Delta A$
<b>P4 (2") Tuile 1</b>	794	-70	378	-54	879	15	473	41	855	-9
<b>P4 (2") Tuile 2</b>	789	-75	399	-33	880	16	465	33	864	0
<b>P5 (1.5") Tuile 1</b>	831	-33	405	-27	900	36	456	24	909	45
<b>P5 (1.5") Tuile 2</b>	769	-95	357	-75	913	49	471	39	877	13
<b>P6 (1") Tuile 1</b>	809	-55	375	-57	940	76	448	16	894	30
<b>P6 (1") Tuile 2</b>	732	-132	319	-113	885	21	447	15	900	36

Le tableau 6 reporte une grande variation dimensionnelle entre les tuiles d'un même prototype. Sachant que les tuiles ont été usinées en parallèle en commençant par l'usinage partiel de chaque tuile et ensuite le perçage des cavités d'entrée/sortie du guide, avoir une variation supérieure à 20  $\mu\text{m}$  entre les tuiles est incohérent par exemple si on compare avec le prototype WG (section 4.3.1) la variation dimensionnelle entre les prototypes est plus petite, nous avons associé cela au fait d'une dérive de puissance.

Cette variation a également été observée dans la mesure de profondeur du guide, dans le côté d'usinage partiel, comme est présenté dans le Tableau 12, dont la profondeur ( $Pr$ ) en  $\mu\text{m}$  et le  $\Delta$  ( $\mu\text{m}$ ) est calculé en prenant comme référence 216  $\mu\text{m}$ .

Tableau 12 : Résumée des profondeurs mesurées avec l'interféromètre optique P4, P5, P6.

	Tuile 1						Tuile 2						Max-Min
	$Pr_1$	$\Delta Pr_1$	$Pr_2$	$\Delta Pr_2$	$Pr_3$	$\Delta Pr_3$	$Pr_1$	$\Delta Pr_1$	$Pr_2$	$\Delta Pr_2$	$Pr_3$	$\Delta Pr_3$	
<b>P6 (1")</b>	253	37	259	43	234	18	263	47	267	51	241	25	33
<b>P5 (1.5")</b>	275	59	300	84	290	74	285	69	296	80	284	68	25
<b>P4 (2")</b>	246	30	263	47	236	20	230	14	271	55	255	39	40

Étant donné l'atténuation des prototypes (P4, P5 et P6) liée aux défauts dimensionnels dus à la variation de puissance de la source laser durant l'ablation, de nouveaux prototypes se font nécessaires afin de conclure sur la performance de la source laser nanoseconde, cependant le laser est parti en réparation et n'est pas revenu avant la fin de nos travaux.

#### 4.3.2.2. PROTOTYPAGE D'UN GUIDE S-BAND EN UTILISANT LE LASER FEMTOSECONDE

Sur la base des plans d'expérience avec le laser femtoseconde (section 4.2.1.2) nous avons usiné trois prototypes des longueurs 1" (P7), 1,5"(P8) et 2"(P9), en compressant la conicité pour obtenir les bonnes dimensions de la cavité guidant (432x864  $\mu\text{m}$ ) dans la SIA.

Basé sur les guides usinés avec le laser nanoseconde nous avons ajouté des cavités pour améliorer le serrage des tuiles à proximité de l'ouverture d'entrée/sortie des prototypes de 1,5" et 2". Des clichés des prototypes P9(2") et P7(1") sont montrés en Figure 4.38.

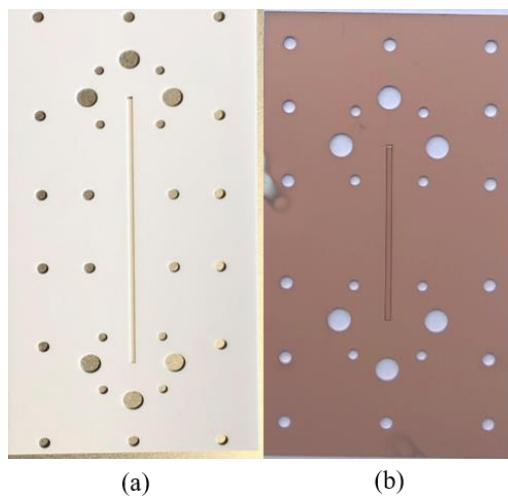


Figure 4.38: (a) Prototype P9(2'') non métallisé. (b) prototype P7(1'') métallisé.

Les clichés de la Figure 4.38a montrent que la surface après usinage par la source laser femtoseconde a peu d'assombrissements liés à la présence d'effet thermique comme cela étant le cas en usinage avec la source laser nanoseconde. En plus la limitation du champ de déplacement du faisceau par le scanner miroirs galvaniques (montré en Figure 4.8 ), la longueur du guide a dû être divisée en deux champs contigus. La Figure 4. 39 montre le raccord de camp entre les deux zones.

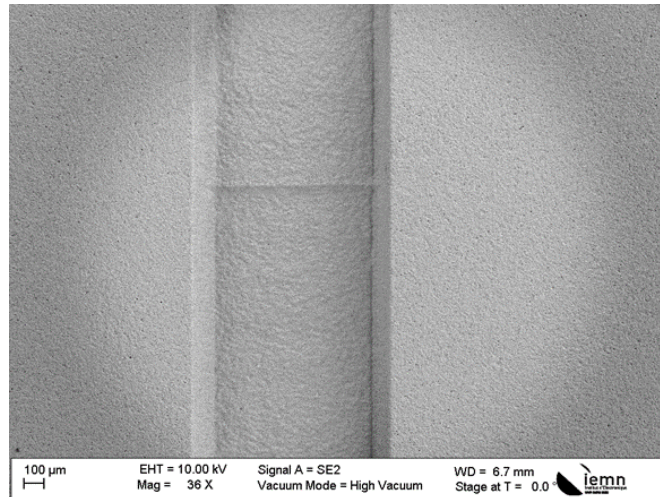


Figure 4. 39: Raccord de champ entre les deux sections d'un guide P7(1").

La Figure 4.40 présente une photographie du montage utilisé pour la mesure des guides P7, P8 et P9 à l'aide d'un VNA. Il est intéressant de montrer que la rigidité mécanique des guides est ici renforcée aux transitions avec les extensions de VNA à l'aide de contreplaqués en plastique pour les trois guides (Figure 4.40a) , ainsi qu'un support en métal dédié au guide P7(Figure 4.40b) a été usiné afin de serrer le guide entier.

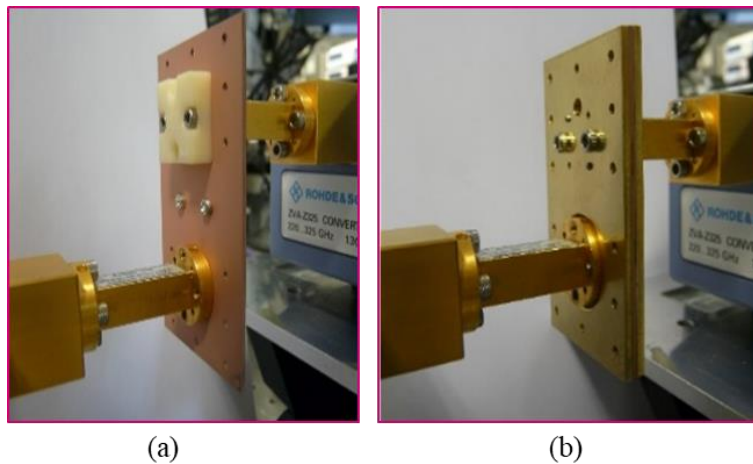
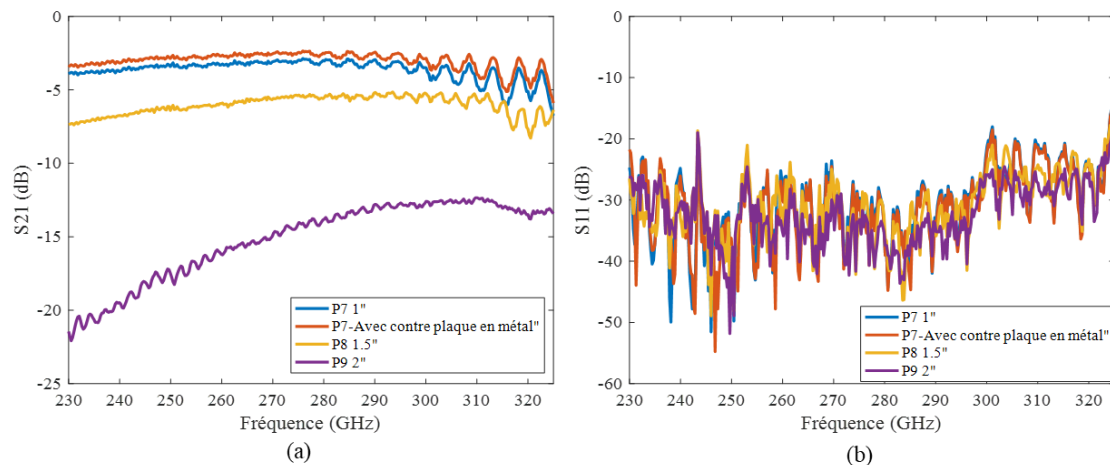


Figure 4.40: Photographie de la mesure du prototype (a) P8 avec le contreplaqué en plastique (b) P7 avec le contreplaqué en métal au VNA.

La Figure 4.41 montre les  $S_{21}$  et  $S_{11}$  mesurés au VNA des prototypes avec les longueurs de 1" (P6), 1,5"(P5), 2"(P6), ainsi que P7 avec le contreplaqué en métal.


 Figure 4.41:  $S_{21}$  des prototypes P7, P8 et P9 mesuré au VNA.

Examinant les résultats de la Figure 4.35 montrent que P7 et P8 présentent des pertes comparables à l'état de l'art de l'ordre de  $\sim 0.14$  dB/mm avec présence d'ondulations en fin de bande probablement liées à la longueur du guide. En revanche P9 présente un effet passe haut très marqué, ainsi nous avons mesuré le désalignement entre les deux tuiles, la rugosité et les dimensions après usinage avec la même procédure utilisée pour les mesures des guides usinés au laser nanoseconde.

Les résultats de la mesure du désalignement sont présentés en Tableau 13.

Tableau 13 : Désalignement mesuré entre les tuiles des guides P7, P8 et P9.

Prototype	Désalignement entre les tuiles ( $\mu\text{m}$ )
<b>P7 (1'')</b> Tuile 1	15
<b>P7 (1'')</b> Tuile 2	17
<b>P8 (1,5'')</b> Tuile 1	16,9
<b>P8 (1,5'')</b> Tuile 2	20,8
<b>P9 (2'')</b> Tuile 1	20,6
<b>P9 (2'')</b> Tuile 2	29,6

Différemment des guides P4 et P6, la différence de l'alignement vue des deux faces est inférieure à  $10 \mu\text{m}$ , en plus P9 présente le désalignement plus élevé. Les résultats de la mesure des rugosités sont présentés en Tableau 14.

Tableau 14 : Rugosité mesurée à l'intérieur des guides.

Prototype	Rq ( $\mu\text{m}$ ) Tuile 1	Rq ( $\mu\text{m}$ ) Tuile 2
<b>P7 (1'')</b>	3,32	3,35
<b>P8 (1,5'')</b>	3,26	3,26
<b>P9 (2'')</b>	3,12	3,11

Comme attendu, la rugosité des guides usinés avec le laser femtoseconde est inférieure à celles obtenues avec le laser nanoseconde, car la rugosité avec un seul passage été déjà inférieure.

Les mesures des dimensions des ouvertures sont présentés en Tableau 15.

Tableau 15 : Résumé des mesures dimensionnelles guides P7, P8 et P9.

Prototype	D1 ( $\mu\text{m}$ )				D2 ( $\mu\text{m}$ )				D3 ( $\mu\text{m}$ )	
	A	$\Delta A$	B	$\Delta B$	A	$\Delta A$	B	$\Delta B$	A	$\Delta A$
<b>P7 " Tuile 1</b>	857	-7	412	-20	980	116	511	79	975	111
<b>P7 " Tuile 2</b>	861	-3	417	-15	986	122	495	63	972	108
<b>P8 " Tuile 1</b>	872	8	420	-12						
<b>P8 " Tuile 2</b>	868	4	413	-19						
<b>P9" Tuile 1</b>	837	-27	401	-31						
<b>P9" Tuile 2</b>	847	-17	401	-31						

Comme nous avons compensé la conicité, les dimensions sur la SSA (D2) ont une différence de valeur supérieure à 100  $\mu\text{m}$ . Par manque de temps nous n'avons pas mesuré les autres dimensions.

Les valeurs des profondeurs le long du guide sont présentées dans Tableau 16.

Tableau 16 : Résumé des profondeurs mesurées avec l'interféromètre optique guides P7, P8 et P9.

	Tuile 1						Tuile 2						Max-Min
	Prof <sub>1</sub>	$\Delta$	Prof <sub>2</sub>	$\Delta$	Prof <sub>3</sub>	$\Delta$	Prof <sub>1</sub>	$\Delta$	Prof <sub>2</sub>	$\Delta$	Prof <sub>3</sub>	$\Delta$	
<b>P7 ( 1" )</b>	246	30	246	30	255	39	253	37	265	49	267	51	21
<b>P8 ( 1.5" )</b>	244	28	239	23	245	29	238	22	227	11	230	14	18
<b>P9 ( 2" )</b>	234	18	239	23	242	26	242	26	247	31	225	9	22

Les profondeurs sont plus élevées que prévu, car nous avons fait plus de passes basées sur le plan d'expérience, donc nous estimons qu'en faisant deux passes de moins nous pouvons atteindre les bonnes valeurs. En plus la variation au long du guide est inférieure à la celle du laser nanoseconde.

## 4.4. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes techniques de fabrication associées au packaging électronique des dispositifs opérants aux fréquences THz. Nous avons également montré la possibilité d'utiliser l'usinage laser pour le micro-usinage dans la bande de fréquence 220-325 GHz dans l'alumine  $Al_2O_3$ , en profitant de la plateforme d'usinage laser LEAF de à IEMN offrant des composants d'usinage par des sources laser nanoseconde et femtoseconde.

Plusieurs plans d'expérience ont été réalisés afin d'analyser la réponse de l'alumine à la variation de vitesse et puissance dans le cadre de la source laser nanoseconde, ainsi que la variation à la puissance, vitesse et fréquence dans le cadre de la source laser femtoseconde. Des stratégies d'usinage différentes ont été rapportées pour les deux sources laser, notamment la stratégie en mode PSO dans le cadre de la source laser femtoseconde.

En plus un comparatif des plans d'expérience visant l'ablation de surface a été fait montrant qu'avec la source femtoseconde il est possible d'avoir une profondeur d'ablation supérieure à celle obtenue avec la source nanoseconde présentant une rugosité inférieure.

Ces nombreuses expériences ont conduit à la fabrication de guides d'ondes opérant dans la bande de fréquence 220-325 GHz. Dont trois prototypes de longueurs 1", 1,5" et 2" ont été montrés, les prototypes usinés avec la source nanoseconde ont présenté des performances bien inférieures à celles présentées par l'état de l'art après l'analyse détaillée des dimensions et rugosité obtenues après usinage, nous avons conclu que la variation entre dimensions obtenues et dimensions envisagés été liée à la variation de puissance de la source laser.

Ensuite nous avons usiné des guides avec les mêmes spécifications avec la source laser femtoseconde, ces guides ont présenté des résultats comparables à l'état de l'art, ce que valide la stratégie d'usinage ici présentée.

## 4.5. REFERENCES DU CHAPITRE

- [1] H.-J. Song, "Packages for Terahertz Electronics," *Proc. IEEE*, vol. 105, no. 6, pp. 1121–1138, 2017.
- [2] N. M. Ridler and R. A. Ginley, "A Review of the IEEE 1785 Standards for Rectangular Waveguides above 110 GHz," in *89th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, 2017, no. June 2008, pp. 1–4.
- [3] IEEE, "IEEE Standard for Rectangular Metallic Waveguides and Their Interfaces for Frequencies of 110 GHz and Above — Part 2 : Waveguide Interfaces." 2016.
- [4] A. Maestrini *et al.*, "A 540–640-GHz High-Efficiency Four-Anode Frequency Tripler Alain," vol. 53, no. 9, pp. 2835–2843, 2005.
- [5] A. Tessmann *et al.*, "A 300 GHz mHEMT Amplifier Module," in *IEEE International Conference on Indium Phosphide & Related Materials.*, 2009, pp. 196–199.
- [6] C. E. Groppi, B. Love, M. Underhill, and C. Walker, "Automated CNC Micromachining for Integrated THz Waveguide Circuits," in *21st International Symposium On Space Terahertz Technology*, 2010, pp. 23–25.
- [7] J. Champion *et al.*, "An Ultra Low-Loss Silicon-Micromachined Waveguide Filter for D-Band Telecommunication Applications," in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2018, pp. 2018–2021.
- [8] T. Reck *et al.*, "A Silicon Micromachined Eight-Pixel Transceiver Array for Submillimeter-Wave Radar," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 5, no. 2, pp. 197–206, 2015.
- [9] J. Ding, S. Shi, K. Zhou, Y. Zhao, D. Liu, and W. Wu, "WR-3 band quasi-elliptical waveguide filters using higher order mode resonances," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 7, no. 3, pp. 302–309, 2017.
- [10] C. A. Leal-sevillano *et al.*, "A Pseudo-Elliptical Response Filter at W-Band Fabricated With Thick SU-8 Photo-Resist Technology," *EEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 3, pp. 105–107, 2012.
- [11] G. Chattopadhyay *et al.*, "Integrated Arrays on Silicon at Terahertz Frequencies," *2011 IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, pp. 3007–3010, 2011.
- [12] K. M. K. H. Leong *et al.*, "WR1.5 Silicon Micromachined Waveguide Components and Active Circuit Integration Methodology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 4, pp. 998–1005, 2012.
- [13] X. Shang, Y. Tian, M. J. Lancaster, S. Member, and S. Singh, "A SU8 Micromachined WR-1.5 Band Waveguide Filter," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 23, no. 6, pp. 300–302, 2013.
- [14] A. Ismail, M. S. Razalli, M. A. Mahdi, W. W. Darman, R. R. Abdullah, and M. M. Isa, "Micromachined W-band Integrated Rectangular Waveguide Filter Utilising SU-8," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007, pp. 79–82.
- [15] X. Shang, M. Ke, Y. Wang, M. J. Lancaster, and S. Member, "WR-3 Band Waveguides and Filters Fabricated Using SU8 Photoresist Micromachining Technology," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 2, no. 6, pp. 629–637, 2012.
- [16] J. R. Stanec and N. S. Barker, "Fabrication and Integration of Micromachined Submillimeter-Wave Circuits," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 21, no. 8, pp. 409–411, 2011.
- [17] B. Zhang and H. Zirath, "Metallic 3-D Printed Rectangular Waveguides for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 6, no. 5, pp. 796–804, 2016.

- [18] V. M. Lubecke, A. Member, and K. Mizuno, "Micromachining for Terahertz Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 11, pp. 1821–1831, 1998.
- [19] A. V. Low, L. Ghz, S. Micromachined, B. Beuerle, J. Champion, and J. Oberhammer, "A Very Low Loss 220–325 GHz Silicon Micromachined Waveguide Technology," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 8, no. 2, pp. 248–250, 2018.
- [20] A. Von Bieren, E. De Rijk, J. P. Ansermet, and A. Macor, "Monolithic metal-coated plastic components for mm-wave applications," *Int. Conf. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves, IRMMW-THz*, pp. 1–2, 2014.
- [21] J. Hu, S. Xie, and Y. Zhang, "Micromachined Terahertz Rectangular Waveguide Bandpass Filter on Silicon-Substrate," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 12, pp. 636–638, 2012.
- [22] P. L. Kirby, D. Pukala, H. Manohara, I. Mehdi, and J. Papapolymerou, "Characterization of Micromachined Silicon Rectangular Waveguide at 400 GHz," vol. 16, no. 6, pp. 366–368, 2006.
- [23] V. Desmaris, D. Meledin, D. Dochev, A. Pavolotsky, and V. Belitsky, "Terahertz Components Packaging Using Integrated Waveguide Technology," *2011 IEEE MTT-S Int. Microw. Work. Ser. Millim. Wave Integr. Technol.*, pp. 81–84, 2011.
- [24] C. Jung-kubiak *et al.*, "A Multistep DRIE Process for Complex Terahertz Waveguide Components," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 6, no. 5, pp. 690–695, 2016.
- [25] T. J. Reck, C. Jung-kubiak, J. Gill, and G. Chattopadhyay, "Measurement of Silicon Micromachined Waveguide Components at 500 – 750 GHz," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 4, no. 1, pp. 33–38, 2014.
- [26] Q. Hivin, "Micro-Structuration Laser Pour Le Packaging Electro- Optique Avance," UNIVERSITE DE LILLE, 2019.
- [27] J. Bonse, S. Baudach, J. Krüger, W. Kautek, and M. Lenzner, "Femtosecond laser ablation of silicon—modification thresholds and morphology," *Appl. Phys*, vol. 74, no. 1, 2002.
- [28] P. Mannion, J. Magee, E. Coyne, and G. M. O'Connor, "Ablation thresholds i ultrafast laser micromachining of common metals in air," *Proceedings of the SPIE*, vol. 4876, pp. 470–478, 2003.
- [29] M. Xia and Y. Tu, "An Investigation of Femtosecond Laser Micromachining," in *Proceedings of the 2005 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems*, 2005, pp. 1–5.
- [30] A. Bhaskar, "Substrate engineering using laser micromachining for improvement of RF devices and systems integrated in SOI- CMOS technology," UNIVERSITY OF LILLE, 2019.
- [31] S. Hoon, I. Sohn, and S. Jeong, "Ablation characteristics of aluminum oxide and nitride ceramics during femtosecond laser micromachining," *Applied Surface Science*, vol. 255, pp. 9717–9720, 2009.
- [32] A. R. Kerr, "Mismatch Caused by Waveguide Tolerances, Corner Radii, and Flange Misalignment," *Electronics Div. Tech. Note 215*, no. 215, 2010.



# 5. CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES DU TRAVAIL DE THESE



## 5.1. CONCLUSION GENERALE

Afin de supporter la croissance du trafic de données induite par la prolifération des appareils mobiles et l'émergence de nouveaux usages (IoT, vidéo HD, ...), les nouvelles générations de réseaux mobiles en cours de déploiement exploitent à la fois de nouvelles architectures de réseau et explorent les bandes de fréquences supérieures à 100 GHz. Dans la cadre de la 5G (la nouvelle génération qui est en train de se mettre en place durant le développement de cette thèse), la densification du réseau implique à la création des nouveaux liens fronthaul très haut débit ce qui conduit à de nombreuses recherches afin de développer des communications sans fil aux fréquences sub-THz.

Dans le cadre de cette thèse, trois problématiques ont été abordées : la mesure d'antennes et l'évaluation de techniques de fabrication et de packaging électronique innovants dans la bande de fréquence 220-325 GHz.

Après avoir présenté le contexte, les besoins pour les communications mobiles et les enjeux associés dans le chapitre 1, le banc de mesure d'antennes innovant développé dans le cadre de cette thèse a été détaillé dans le chapitre 2. Nous avons tout d'abord présenté les techniques de mesure existantes pour la bande de fréquence 220-325 GHz, puis nous avons décrit la technique de mesure innovante utilisée par notre système. Cette dernière consiste à utiliser un émetteur à base de multiplieurs de fréquence et un récepteur combinant une détection directe avec une détection synchrone ce qui a permis d'augmenter le rapport « dynamique de mesure »/prix du système de mesure par rapport aux approches préexistantes. Une étude théorique de la sensibilité de ce système de mesure a permis de quantifier le plancher de bruit du récepteur ( $\sim -67$  dBm), ainsi que la dynamique de mesure accessible en fonction du gain de l'antenne sous test. Le calcul théorique de cette dynamique de mesure a été validé avec la mesure de trois antennes différentes possédant des gains de 9, 11 et 22 dBi. Le banc développé est ainsi aujourd'hui est capable de mesurer des antennes avec un gain variant entre -13 dBi et 25 dBi (avec respectivement une dynamique de mesure de 5 dB et 48 dB). Une comparaison de ce système de mesure avec le système de l'*Institute of Smart Cities* basée sur une technique à base de VNA a permis de conclure que pour une antenne de 22 dBi le système à base de VNA offre une dynamique de  $\sim 60$  dB tandis que le système développé pendant cette thèse offre une dynamique de  $\sim 45$  dB. Cependant, ce dernier niveau ne semble pas un problème compte tenu de la directivité des antennes sous test. De plus, le coût estimé d'un système basé sur la technique VNA est d'environ \$270,000

alors que la solution proposée pendant cette thèse a un coût estimé de \$62,750 ce qui augmente considérablement le rapport « dynamique de mesure »/prix. Le banc proposé a ensuite été utilisé pour permettre la caractérisation d'antennes innovantes réalisées en technologie d'impression 3D. Ces résultats ont été détaillés au chapitre 3.

Au chapitre 3, la conception d'une antenne corruguée de 11 dBi de gain dans la bande 220-325 GHz a été détaillée. L'antenne a été usinée par impression 3D DMLS, SLA et SLM (avec et sans traitement de surface). Deux prototypes ont été réalisés avec la technique SLA, le 2<sup>nd</sup> prototype a été usiné afin d'intégrer des inserts métalliques ce qui a induit des contraintes mécaniques provoquant une dégradation de la pièce. Le comparatif entre les quatre antennes a permis d'arriver à la conclusion que l'impression DMLS n'est pas encore adaptée à cette bande de fréquence et que la technique SLM présente les meilleures performances d'un point de vue du couple rigidité mécanique-gain, présentant moins de 2 dB de variation entre simulation et mesure dans toute la bande de fréquence considérée. Ces premières réalisations ont permis d'investiguer la faisabilité de réaliser des dispositifs passifs fonctionnant dans la bande de fréquence 220-325 GHz en utilisant les technologies d'impression 3D disponibles industriellement. Les excellents résultats obtenus en SLA sont prometteurs afin de pouvoir réaliser des composants innovants qui ne serait par exemple pas usinable avec les techniques classiques. Cependant, la technologie d'impression 3D possède également des limitations qui pourraient limiter notre capacité à réaliser certains composants.

Afin de proposer une alternative, une nouvelle technique d'usinage visant le packaging électronique THz a été investiguée pendant la thèse et présentée au chapitre 4. Nous avons utilisé des lasers à impulsion ultra courte (~fs) pour le micro-usinage de céramiques Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. Des nombreuses expériences, initialement avec le laser à impulsion d'une durée 35 ns, ont permis de modéliser le comportement de l'usinage du matériau Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> avec la variation des paramètres du laser. Une analyse particulière de la précision d'usinage et de la rugosité nous ont permis d'identifier un jeu de paramètres d'usinage prometteur. Le procédé ainsi développé a ensuite été utilisé pour usiner des guides d'ondes fonctionnant dans la bande 220-325 GHz. Trois longueurs de guides différentes ont été usinées afin de pouvoir caractériser les pertes linéiques de propagation. Malheureusement, ces premiers prototypes ont présenté une atténuation bien supérieure à celle attendue dans la littérature. Suite à ces premiers essais, nous avons réalisé les mêmes prototypes avec un laser utilisant une impulsion d'une durée de 313 fs (les

paramètres laser ayant été optimisés en utilisant la méthodologie précédemment développée). Les guides usinés avec le laser femtoseconde ont présenté des pertes inférieures à celles usinées avec le laser nanoseconde : le niveau de perte atteint (~0,14 dB/mm) est comparable aux résultats présentés dans la littérature pour des guides réalisés par usinage traditionnel.

Les travaux développés durant cette thèse ont mené à l'identification deux perspectives distinctes qui sont détaillées dans la section suivante.

## 5.2. PERSPECTIVES CONCERNANT LE BANC DE MESURE D'ANTENNES

Le développement du banc de mesure d'antennes a ouvert de nombreuses perspectives que ce soit au niveau des études qui pourraient faire suite à cette thèse ou des améliorations qu'il pourrait subir afin d'être capable de mesurer des antennes à plus grand gain.

Du fait que la distance maximale entre l'antenne de référence et l'AST est fixée à 20 cm, le gain d'antenne maximum mesurable se trouve limité (afin de satisfaire la condition de champ lointain).

De manière générale, la directivité maximale ( $D_0$ ) d'une antenne peut être estimée par l'équation ( 11 ) [1].

$$D_0 = \frac{4\pi A_{em}}{\lambda^2} \quad (11)$$

$\lambda$  est la longueur d'onde et  $A_{em}$  est la surface effective maximale. Sachant que  $A_{em}$  correspond à la surface physique ( $A_{phys}$ ) fois l'efficacité d'ouverture  $\epsilon_{ap}$ . En supposant une surface circulaire dont la plus grande dimension est le diamètre, la distance de champ lointain ( $D_{CP/CL}$ ) de l'antenne est égale à  $8A_{phys}/(\pi\lambda)$ . Ainsi, la directivité en fonction de  $D_{CP/CL}$  est donnée par l'équation ( 12 ).

$$D_0 = \frac{\pi^2 \epsilon_{ap} D_{CP/CL}}{2\lambda} \quad (12)$$

Comme le gain et la directivité maximum sont liés par l'efficacité de rayonnement de l'antenne ( $e_{cd}$ ) [1], et en utilisant l'équation ( 12 ), nous avons donc estimé la gain maximal mesurable avec notre banc pour  $\epsilon_{ap}$  et  $e_{cd}$  50%, 75% et 100% ( Figure 5.1).

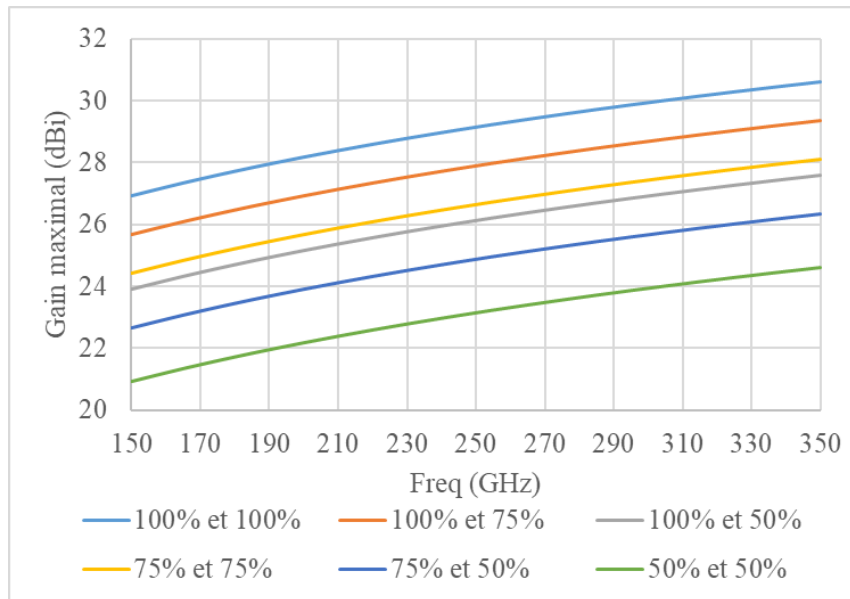


Figure 5.1: Gain maximal de l'antenne pouvant être testé en mode champ lointain à une distance de 20cm. Gain indiqué en dBi en fonction de la fréquence pour les efficacités d'ouverture et de rayonnement de 100%, 75% et 50%.

Puisque les liens réalisés dans le chapitre 1 ont été obtenus avec des antennes de gain supérieur à 30 dBi, il est donc nécessaire d'intégrer une transformée CP/CL au système afin de permettre la mesure d'antennes ayant un gain élevé, car nous ne pouvons pas modifier la distance d'acquisition.

Étant donné que nous sommes limités à la mesure d'amplitude avec la technique implémentée avec notre banc, nous avons planifié l'intégration d'une transformée CP/CL sans phase qui a été validée jusqu'à 140 GHz au laboratoire Polytech'Lab [2]. Une méthode de récupération itérative sans phase a été considérée [3], qui s'appuie sur les informations fournies par la variation spatiale du CP en fonction de la distance et nécessite de l'acquisition du champ sur deux ou plusieurs surfaces autour de l'AST [3], [4]. De ce fait le système du Polytech'Lab Nice ( reporté au chapitre 2) a été adapté pour être capable d'effectuer la mesure à deux distances (40 cm et 60 cm) comme le montre la Figure 5.2.

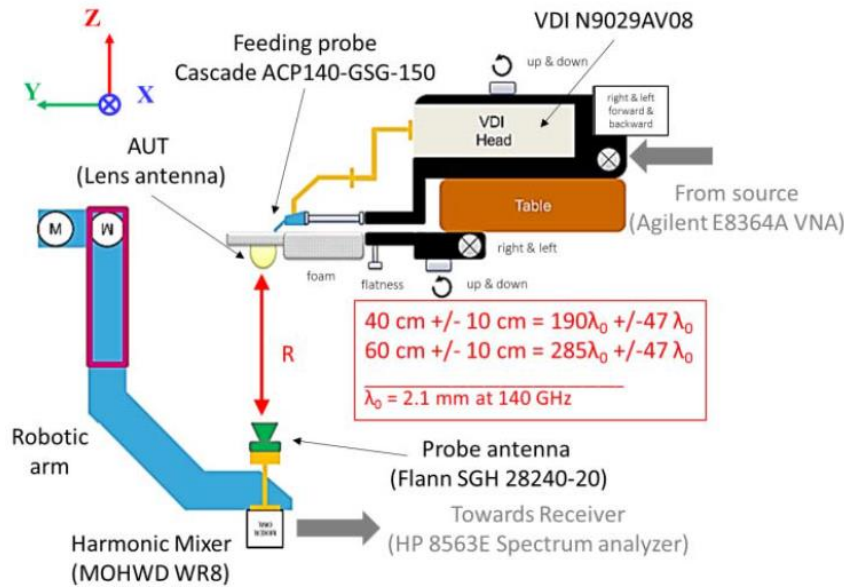


Figure 5.2: Schéma du banc de mesure du Polytech'Lab avec l'extension utilisée pour l'application de la transformée CP/CL [2].

Comme le but de la technique implémentée est de calculer la distribution du courant magnétique dans l'ouverture de l'antenne à partir de l'amplitude acquise en CP, une fonction est définie pour relier l'amplitude du champ mesuré et l'amplitude du champ rayonné par les courants magnétiques équivalents sur les surfaces d'observation. Le solveur itératif s'arrête lorsque l'erreur entre les itérations  $n$  et  $n + 1$  est inférieure à 0,001 ou si le nombre d'itérations est supérieur à 50 [2].

Afin de supporter les avancements des développements antennaires en termes de fréquence, nous avons réalisé l'analyse de la sensibilité et de la dynamique attendue pour les fréquences plus élevées. À cause des pics d'absorption de l'eau montrés au chapitre 1, la bande de fréquence 500-700 GHz semble être plus intéressante pour développer des liaisons sans fils haut débit.

Afin de pouvoir mesurer les antennes dans la bande de fréquence mentionnée ci-dessus nous envisageons de rajouter un étage de multiplication de fréquence en plus (x3) à l'émetteur existant. Cela réduira la puissance d'alimentation de l'AST. Nous estimons cependant pouvoir atteindre  $\sim -5$  dBm à la sortie du multiplieur. Pour une AST avec un gain de 10 dBi à 600 GHz et une antenne de référence possédant un gain de 24 dBi, la perte en espace libre à 600 GHz sur 20 cm étant 74 dB nous aurons une puissance de  $\sim -45$  dBm à l'entrée de la diode de réception.

Étant donné que la sensibilité de notre système a été évaluée par l'équation (7) la seule variable qui apporte un changement de la sensibilité à la fréquence est le  $NEP$  de la diode de détection.

$$R_{x_{sen}}(dBm) = 10 \log(NEP\sqrt{B}) + 30 + SNR. \quad (13)$$

Des diodes commerciales opérant dans la bande 500-750 GHz peuvent offrir un  $NEP$  de  $\cong 11,4 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$  [5], ce qui permettrait d'atteindre une sensibilité de -68 dBm compatible avec le niveau de puissance disponible à la sortie de l'antenne de référence, donc la dynamique attendue est 27 dB.

### 5.3. PERSPECTIVES CONCERNANT LA TECHNOLOGIE DE PACKAGING POUR L'ELECTRONIQUE THZ

Concernant la technologie d'usinage utilisant le laser à impulsions fs, dans un premier temps, la recherche de nouveaux matériaux disponibles en panneau de grande surface ( $>1 \times 1 \text{ m}$ ) avec une réponse à l'ablation laser acceptable en termes de rugosité et de précision a été mise en place à la fin de la thèse. Deux stagiaires ont été formés pour réaliser les plans d'expérience sur le matériau TMM (*Thermoset Microwave Material*) avec le laser fs. Le TMM est un composite, combinant de la céramique et un polymère thermodurcissable, conçu pour les applications haute fréquence. L'intérêt de travailler avec ce matériel est lié à la possibilité de gagner en vitesse d'ablation étant donné que c'est un polymère [6].

Comme les essais en  $\text{Al}_2\text{O}_3$  ont permis de formaliser la méthodologie de plan d'expérience à déployer pour évaluer un matériau avec le laser fs, tous les plans d'expérience décrits au chapitre 3 ont été réalisés avec le TMM en adaptant les variables à analyser aux réponses des plans d'expérience précédents.

Les plans d'expérience visant la découpe ont mené à plusieurs analyses, dont trois résultats sont présentés sur la Figure 5.3. Ils ont été réalisés avec une fréquence de 40 kHz en variant la puissance et le nombre des passages.

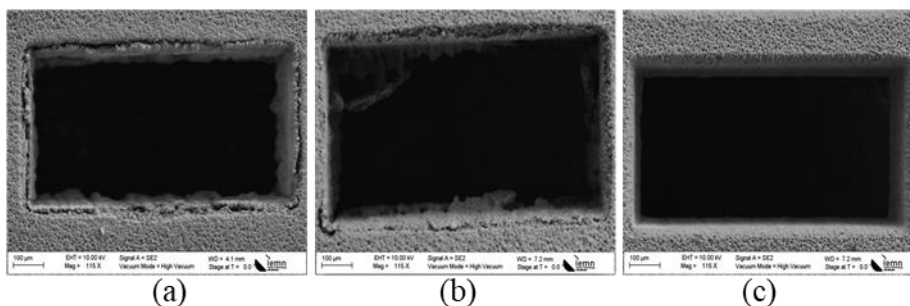


Figure 5.3: Résultat du plan d'expérience effectué avec le TMM correspondant à (a) 11,22 W et 32 passages, (b) 11,22 W et 10 passages, (c) 4,54 W et 42 passages.

Analysant les résultats présentés sur la Figure 5.3, nous voyons que pour les puissances plus élevées, la rugosité de la paroi est plus élevée même avec moins de

passages. En comparant avec les résultats à puissance plus faible (Figure 5.3c), cela nous permet de conclure que pour ce matériau, il est plus important de rester à faible puissance pour garder une meilleure qualité de surface des parois (ce qui est un enjeu majeur pour le développement de circuits à base de guide d'ondes).

Suite aux plans d'expérience visant l'ablation partielle, un comparatif entre le TMM et l' $Al_2O_3$  en termes de rugosité et profondeur d'ablation, pour plusieurs énergies par cycle et distances PSO (2; 3; 4; 4,5; 5 et 6  $\mu m$ ), avec la vitesse de 8 mm/s, sont présentés sur la Figure 5.4. Étant donné que la profondeur d'ablation mesurée est inversement proportionnelle à la distance PSO, nous n'avons représenté en légende que l'énergie par cycle correspondant.

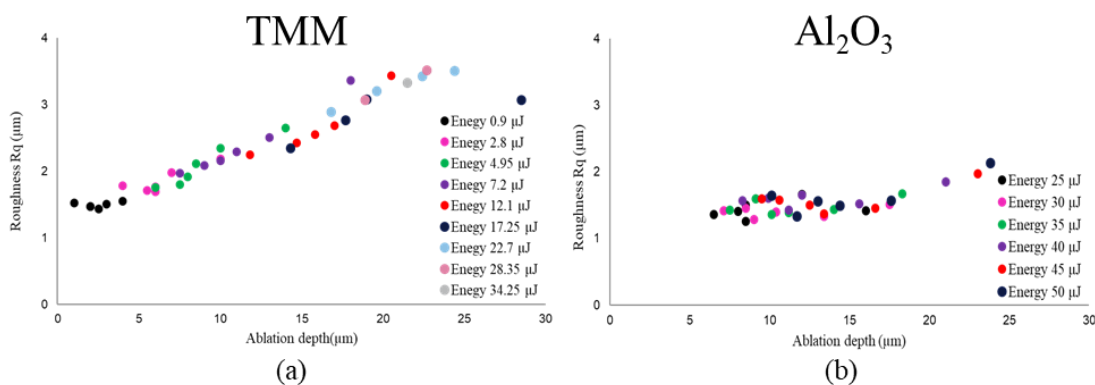


Figure 5.4: Comparatif de rugosité et profondeur d'ablation obtenue avec les plans d'expérience d'énergie par cycle et PSO pour : (a) le TMM et (b) l' $Al_2O_3$ .

Comme il est possible de le voir sur la Figure 5.4, moins d'énergie est nécessaire avec le TMM pour avoir la même profondeur d'ablation qu'en  $Al_2O_3$ . Cependant, la rugosité obtenue pour une profondeur d'ablation donnée est toujours supérieure avec le TMM, ce qui réduit l'intérêt de travailler avec ce matériau.

Dans ce contexte, des matériaux thermoplastiques tels que le Polycarbonate (PC), le Polyméthacrylate de méthyle (PMMA) semblent être intéressants, car ce sont des matériaux amorphes et transparents cristallins, à très bas coût et pouvant être aisément métallisés par PVD. Ce sont également des matériaux thermiquement stables et à grande dureté de surface, ce qui garantit une excellente résistance à l'abrasion.

Ainsi les premiers essais sont présentés sur la Figure 5.5.



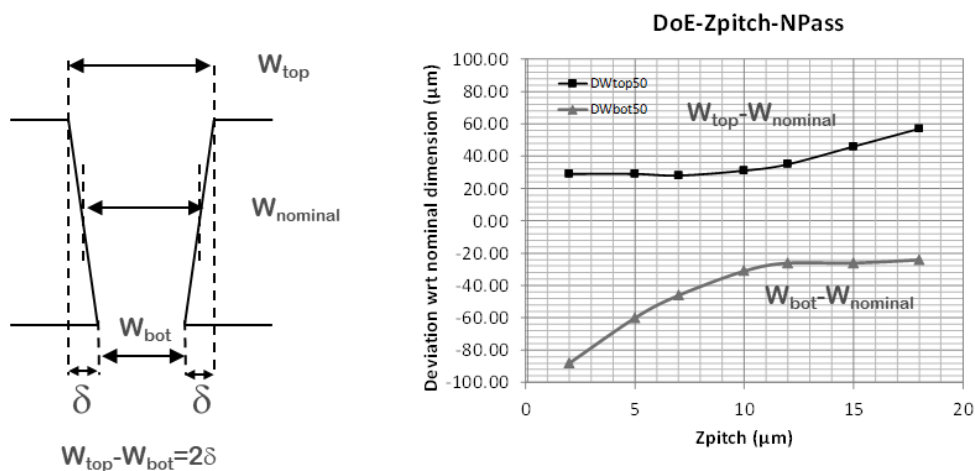


Figure 5.5: Etude de la conicité obtenue par ablation laser avec la source femtoseconde sur le PMMA.

Une deuxième perspective dans le cadre de ces travaux concerne l'usinage du packaging d'une source de bruit opérant dans la bande de fréquence 130-260 GHz en développement dans le cadre de la thèse de Victor FIORESE. La stratégie de la mise en boîte de cette source de bruit en diode Schottky B55 repose sur des transitions guides d'ondes WR5 vers une ligne micro-ruban suspendue (Figure 5.6) afin de pouvoir reconnecter la puce à des sondes de mesure commerciales de type Infinity Waveguide Probe [7]. La source de bruit est reportée sur un substrat organique par flip-chip et positionnée au milieu de deux parties métalliques pour un assemblage en splitblock.

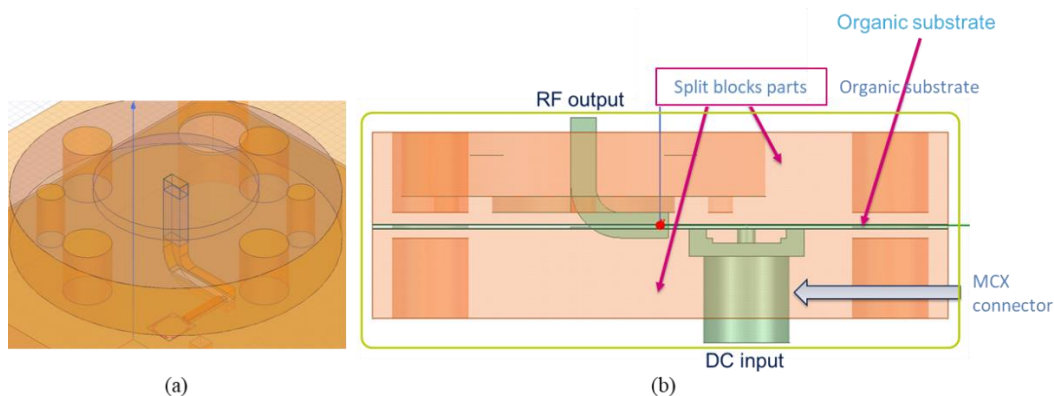


Figure 5.6: Packaging de la source de bruit en développement durant la thèse de Victor FIORESE (a) vue supérieure. (b) Vue latérale.

## 5.4. REFERENCES DU CHAPITRE 5

- [1] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. John Wiley & Sons, 2016.
- [2] A. Bisognin *et al.*, “Ball Grid Array Module With Integrated Shaped Lens for 5G Backhaul / Fronthaul Communications in F-Band,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6380–6394, 2017.
- [3] Y. Álvarez, F. Las-Heras, and M. R. Pino, “The Sources Reconstruction Method for amplitude-only field measurements,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 1, pp. 25–28, 2010.
- [4] S. F. Razavi, S. Member, and Y. Rahmat-samii, “Phaseless Measurements Over Nonrectangular Planar Near-Field Systems Without Probe Corotation,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 1, pp. 143–152, 2013.
- [5] “Detectors (ZBD) and Fast Detectors (ZBD-F).” [Online]. Available: <https://www.vadiodes.com/en/products-6/detectors>. [Accessed: 08-Nov-2019].
- [6] Rogers Corporation, “TMM Thermoset Microwave Materials datasheet.” pp. 2–3, 2015.
- [7] “Cascade Infinity Waveguide Probe.” [Online]. Available: <https://www.formfactor.com/product/probes/infinity/infinity-waveguide-probe/>. [Accessed: 13-Dec-2019].

## LISTE DES PUBLICATIONS

### CONGRES NATIONAUX AVEC COMITE DE LECTURE ET ACTES

- [1] **C. Belem**, E. Lacombe, C. del Río, F. Giancesello, C. Luxey & G. Ducournau. "Banc de mesure d'antennes innovant dans la bande 200 GHz – 300 GHz", Journées Nationales Microondes, 2019.

### CONGRES INTERNATIONAUX AVEC COMITE DE LECTURE ET ACTES

- [2] E. Lacombe, **C. Belem-Goncalves**, C. Luxey, F. Giancesello, C. Durand, D. Gloria, & G. Ducournau, "300 GHz OOK Transmitter Integrated in Advanced Silicon Photonics Technology and Achieving 20 Gb/s." 2018 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). IEEE, 2018.
- [3] **C. Goncalves**, E. Lacombe, C. del Río, F. Giancesello, C. Luxey, & G. Ducournau, "Compact measurement setup for antennas operating in the 220-325 GHz band." *2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. IEEE, 2018.
- [4] **C. Goncalves**, E. Lacombe, C. del Rio, F. Giancesello, C. Luxey, & G. Ducournau, "Compact Antennas Pattern Measurement Setup at 240 GHz." *2018 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*. IEEE, 2018.
- [5] **C. Belem**, E. Lacombe, V. Gidel, C. Durand, F. Giancesello, D. Gloria C. Luxey & G. Ducournau, " 300 GHz-band 50 Gbit/s Dual Channel Link Using Industrial Silicon Photonics Technology" *2019 44rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*. IEEE, 2019.
- [6] K. Froberger, **C. Belem**, G. Ducounau & J. Lampin " Radiation Pattern Measurements Of A Silicon-lens Horn Antenna" *2019 44rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*. IEEE, 2019.
- [7] **C. Belem**, A. Sarker, H. Giddens, C. Biurrun, C. Del-Rio Boccio, C. Luxey, Y. Hao, R. Basu; C. Paoloni & G. Ducournau, " THz Links Using Tube Amplifiers And Steerable Beams For Indoor Applications" *2019 44rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*. IEEE, 2019.

### ARTICLES

- [8] **C. Belem**, E. Lacombe, V. Gidel, C. Durand, F. Giancesello, D. Gloria C. Luxey & G. Ducournau, "300 GHz quadrature phase shift keying and QAM16 56 Gbps wireless data links using silicon photonics photodiodes." *Electronics Letters* 55.14 (2019) 808-810.
- [9] E. Lacombe, **C. Belem-Goncalves**, C. Luxey, F. Giancesello, C. Durand, D. Gloria, & G. Ducournau, "10-Gb/s indoor THz communications using industrial si photonics technology." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 28.4

(2018): 362-364.

# LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Projection de l'évolution des appareils connectés à internet dans le monde entier de 2017 à 2022 (en milliards) [3].	6
Figure 1.2: (a) Trafic mondial de données mobiles et croissance d'une année sur l'autre (EB par mois). (b) Nombre de souscriptions de forfaits mobiles par année et génération de téléphonie mobile associée.	7
Figure 1.3: Définitions des bandes de fréquences possibles pour la 5G [5].	8
Figure 1.4: Photo des cartes électroniques utilisées dans le téléphone SAMSUNG GALAXY S10 5G mmWAVE.	10
Figure 1.5: Schéma conceptuel de la densification de réseau mobile avec des <i>small cells</i> et architecture RAN centralisée [10].	12
Figure 1.6: Schéma d'une C-RAN avec les réseaux fronthaul sans fil [11].	14
Figure 1.7: Têtes radio fournissant un débit au-delà de 9,7 Gb/s commercialisées par: (a) <i>E-band communication</i> , (b) <i>Siklu</i> (c) <i>CableFree</i> et (d) <i>Ericsson et Deutsche Telekom</i> [14]–[17].	15
Figure 1.8: Modèle d'adaptation automatique de modulation utilisé par CableFree [16].	16
Figure 1.9: Atténuation atmosphérique de la propagation des ondes électromagnétiques dans l'air jusqu'à 450 GHz et allocation des bandes de fréquences [18].	16
Figure 1.10: Allocations des bandes de fréquences entre 200-300 GHz [24].	18
Figure 2.1: Zones de champ électromagnétique autour d'une antenne [3].	30
Figure 2.2: Système de coordonnées pour représenter le rayonnement d'une antenne [3].	30
Figure 2.3: Les trois types de surfaces à balayer pour l'acquisition du diagramme de rayonnement. (a) Surface plane. (b) Surface cylindrique. (c) Surface sphérique.	32
Figure 2.4: Schéma de la technique de mesure basée sur l'utilisation d'un VNA.	33
Figure 2.5: Synoptique des solutions usuelles pour mesurer une antenne dans les bandes de fréquences mm.	34
Figure 2.6: (a) Banc de mesure d'antenne décrit en [13]. (b) Banc de mesure d'antenne décrit en [11]. (c) Banc de mesure d'antenne décrit en [12].	36
Figure 2.7: Banc de mesure d'antenne décrit en [16].	37
Figure 2.8: Banc de mesure d'antenne décrit en [17].	37
Figure 2.9: Système de mesure du Laboratoire Polytech de Nice [1].	39
Figure 2.10: Schéma de principe du système mécanique du banc de mesure. Dont le Lock-in correspond à un amplificateur à détection synchrone, l'AWG au <i>Arbitrary Waveform Generator</i> et SG au <i>Signal Generator</i> .	40
Figure 2.11: L'onglet <i>Move</i> du programme LabVIEW utilisé pour le banc de mesure.	40
Figure 2.12: Capture d'écran de l'onglet <i>Synthe+GBF</i> du programme LabVIEW utilisé pour le banc de mesure.	41
Figure 2.13: L'onglet <i>Synthétiseur</i> du programme LabVIEW utilisé pour le banc de mesure.	41
Figure 2.14: Schéma des plans et surfaces mesurables avec notre banc de mesure.	42
Figure 2.15: L'onglet <i>Mesure</i> du programme LabVIEW utilisé pour le banc de mesure.	43
Figure 2.16: Schéma bloc du système RF de mesure du diagramme de rayonnement et spectres des signaux pour le signal THz modulé en amplitude, ainsi que le spectre du signal redressé par la diode Schottky de détection.	44

Figure 2.17: Photographie de notre banc de mesure (a) dans la position initial, (b) avec l'Aref placé en face de l'AST et (c) position aléatoire durant une mesure 3D. ....	45
Figure 2.18: Procédure de calibration pour placer l'AST au centre de la sphère. ....	46
Figure 2.19: Schéma bloc de la calibration faite avec notre banc mesure. ....	46
Figure 2.20: Courbe obtenue lors de la calibration. ....	47
Figure 2.21: Bilan de liaison de notre banc de mesure. ....	47
Figure 2.22: Mesure de la sensibilité de la diode. (a) Calibration de la mesure en puissance. (b) : mesure de la tension rectifiée en sortie de la diode de détection. ....	48
Figure 2.23: (a) Sensibilité de la diode à la variation de la puissance. (b) Sensibilité de la diode en fonction de la fréquence. ....	49
Figure 2.24: Dynamique théorique du système de mesure en fonction du gain max de l'AST. .	51
Figure 2.25: Antennes caractérisées pour la validation de la technique de mesure. ....	51
Figure 2.26: Gain dans l'axe, mesuré et simulé des antennes $A_1$ , $A_2$ , $A_3$ . ....	52
Figure 2.27: Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés en fonction de l'angle $\theta$ (plan H) et $\varphi$ (plan E) de l'antenne $A_2$ à 240 GHz. ....	53
Figure 2.28: Gain dans l'axe de l'antenne $A_3$ mesuré avec un VNA et avec notre nouveau banc de mesure. ....	54
Figure 2.29: Plan H du diagramme de rayonnement des antennes $A_1$ , $A_2$ , $A_3$ . ....	55
Figure 2.30: Mesure du plan H du diagramme de rayonnement de l'antenne $A_1$ sous diverses conditions. ....	55
Figure 2.31: Schéma bloc du banc de mesure de l'Institute of Smart Cities. ....	56
Figure 2.32: Diagrammes de rayonnement du plan H de $A_1$ (droite) et de $A_3$ (gauche) à 240 GHz entre notre technique de mesure et la technique de mesure VNA. ....	57
Figure 3.1: Antenne cornet corrugué commerciale pour la bande 220-325 GHz [2][4].	64
Figure 3.2: Concept de l'antenne cornet LTCC. (b) Photographie d'un prototype de l'antenne cornet LTCC. ....	64
Figure 3.3: Schéma du principe de l'impression 3D par SLA [10]. ....	66
Figure 3.4: Schéma du principe de l'impression 3D par SLM [11]. ....	66
Figure 3.5: Vue en coupe de l'antenne cornet conçue en collaboration avec et vue 3D de l'antenne complète [26]. ....	70
Figure 3.6: Gain et $S_{11}$ de l'antenne cornet corrugué obtenus par simulation. ....	71
Figure 3.7: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne cornet corrugué (a) plan H et (b) plan E entre 200 et 300 GHz. ....	72
Figure 3.8: Antenne cornet imprimé par (a) SLA, (b) DMLS, (c) SLM. ....	72
Figure 3.9: (a) Gain axial. (b) $S_{11}$ . Simulés et mesurés de l'antenne cornet réalisé SLA, DMLS et SLM. ....	73
Figure 3.10: Diagrammes de rayonnement de l'antenne cornet corrugué plan H et plan E obtenus en simulation et en mesure pour les antennes imprimées par technique SLA, DMLS et SLM. ....	74
Figure 3. 11: Antenne cornet corrugué fabriqué par (a) SLA, (b) SLA avec modifications mécaniques. ....	75
Figure 3.12: (a) Gain axial. (b) $S_{11}$ , simulé et mesuré des antennes SLA et SLA avec modifications mécaniques. ....	75
Figure 3.13: Antenne cornet corrugué fabriqué par (a) SLM, (b) SLM avec traitement de surface. ....	76
Figure 3. 14: (a) Gain axial. (b) $S_{11}$ . simulés et mesurés de l'antenne cornet réalisée SLM et SLM avec le traitement de surface. ....	76

Figure 3.15: Gain des antennes SLA, DMLS et SLM. Mesures dans la bande de fréquence 325-500 GHz. ....	77
Figure 3.16: Simulation de la variation du gain de l'antenne en fonction de la perméabilité du métal. ....	78
Figure 4.1: (a) Interface d'un guide d'onde rectangulaire opérant dans la bande 220-325 GHz [2]. (b) Vue tridimensionnelle de la partie inférieure du bloc de guide d'ondes avec une puce triplée en fréquence de 600 GHz [4]. (c) Module d'amplificateur 300 GHz en technologie split-block [5]. ....	85
Figure 4.2: (a) Tuiles de silicium micro-usinées dans lesquelles des composants actifs sont assemblés. (b) Vue détaillée des mélangeurs et des circuits multiplicateurs de fréquence assemblés dans le récepteur empilé [11]. ....	86
Figure 4.3: Photographie d'un guide d'onde fait par micro-usinage avec la technique DRIE. (a) Rugosité de la paroi latérale du guide d'onde. (b) Vue du guide avec zoom dans sur les coins. (c) Angles internes de la paroi latérale [12]. ....	87
Figure 4.4: Représentation schématique du processus de micro-usinage basé sur SU-8 [15]. ...	87
Figure 4.5: Différence entre la qualité d'usinage pour l'utilisation d'impulsions longues et d'impulsions ultra-courtes sur la microstructuration par laser [26]. ....	89
Figure 4.6: Influence de la cadence laser dans l'accumulation thermique sur un matériau. ....	90
Figure 4.7: Évolution de la puissance moyenne et de l'énergie par pulse fonction du taux de répétition du laser (a) nanoseconde et (b) femtoseconde. ....	90
Figure 4.8: Description schématique du système laser décrivant les composants optiques importants [30]. ....	91
Figure 4.9: (a) Schéma du test déterminant la distance optimale de focalisation du laser. ....	93
Figure 4.10: Schéma présentant la trajectoire d'usinage de surface utilisée avec le laser nanoseconde. ....	94
Figure 4.11: Schéma présentant le plan d'expérience pour estimer le taux d'ablation du laser nanoseconde avec un substrat alumine. ....	94
Figure 4.12: Variation de (a) la profondeur d'ablation et (b) la rugosité en fonction de la puissance pour plusieurs distances entre impulsions laser en utilisant la source laser nanoseconde. ....	95
Figure 4.13: Schéma présentant le procédé d'usinage de surface en forme de quadrillage. ....	95
Figure 4.14: Évaluation de la linéarité de la profondeur d'ablation en fonction du nombre de passages. ....	96
Figure 4.15: Schéma présentant le procédé d'usinage de découpe. ....	97
Figure 4.16: (a) Cliché MEB de la découpe avec 4 mm/s, 1.871 W, 7 passes. (b) Cliché MEB de la découpe avec 8 mm/s, 1.871 W, 15 passe. ....	97
Figure 4. 17: Fréquence équivalente en fonction de la distance PSO. ....	98
Figure 4.18: Schéma présentant le plan d'expérience utilisé pour analyser les variations de la distance PSO et atténuation de puissance. ....	99
Figure 4.19: Variation de (a) la profondeur d'ablation et (b) la rugosité en fonction de la puissance pour plusieurs distances entre impulsions laser en utilisant la source laser femtoseconde. ....	99
Figure 4.20: Photographies MEB des essayés de PSO 2 µm avec 0,125 et 0,250 W, PSO 5 µm avec 0,05 W et 0,111 W. ....	100
Figure 4.21: (a) Caractérisation à l'interféromètre optique du plan d'expérience vitesse vs fréquence (b) Cliché MEB de l'essai avec 100 kHz@20 mm/s, (c) Cliché MEB de l'essai avec 4 kHz@20 mm/s. ....	101

Figure 4.22: Caractérisation à l'interféromètre optique du plan d'expérience pour vérifier la linéarité dû au nombre de passages. ....	101
Figure 4.23: Photographies MEB du plan d'expérience Npasse référant à 6,8,10,12 passes....	102
Figure 4.24: Comparatif entre les profondeurs d'ablation en fonction de la rugosité des sources lasers femtoseconde et nanoseconde. ....	104
Figure 4.25: Schéma représentatif de la conicité obtenue lors d'une ablation avec une source laser. ....	104
Figure 4. 26: (a) Cliché MEB de la découpe avec le laser nanoseconde. (b) Cliché MEB de la découpe avec le laser femtoseconde.....	105
Figure 4.27: (a) Dessin SolidWorks du premier prototype. (b) Prototype après métallisation.	106
Figure 4.28: Photographies MEB des surfaces (a) supérieures de l'ablation à 8 mm/s (b) inférieure de l'ablation à 8 mm/s. (c) supérieure de l'ablation à 15 mm/s (d) inférieures de l'ablation à 15 mm/s. Obtenues avec la source laser nanoseconde. ....	107
Figure 4.29: (a) $S_{21}$ et (b) temps de groupe des prototypes $WG_2$ , $WG_2 + WG_3$ , $WG_2 + WG_3 + WG_4$ , $WG_2 + WG_3 + WG_4 + WG_1$ . ....	108
Figure 4.30: (a) Guide d'onde utilisé pour l'optimisation de la courbure du plan H (b) résultat du paramétrage réalisé pour réduire les pertes de la courbure du plan H.....	109
Figure 4.31: Simulation d'un guide <i>S-bend</i> de 24 mm avec courbure du plan H optimisée. ....	110
Figure 4.32: (a) Schéma illustrant la stratégie d'usinage adoptée pour fabriquer un guide <i>S-bend</i> . (b) Schéma de l'usinage laser pour faire le guide <i>S-bend</i> . ....	110
Figure 4.33: (a) Moitié d'un guide d'onde S-bend de 1" après usinage laser en la source laser nanoseconde. (b) Moitié d'un guide d'onde S-bend de 1" après la métallisation. ....	111
Figure 4.34: Photographie de la mesure du prototype P5 au VNA. ....	112
Figure 4.35: $S_{12}$ des prototypes P4, P5 et P6 mesurés au VNA usinés avec la source laser nanoseconde. ....	112
Figure 4.36: Schéma de la mesure du désalignement entre les tuiles. ....	113
Figure 4.37: Schéma des mesures dimensionnelles des guides.....	114
Figure 4.38: (a) Prototype P9(2") non métallisé. (b) prototype P7(1") métallisé.....	116
Figure 4. 39: Raccord de champ entre les deux sections d'un guide P7(1"). ....	117
Figure 4.40: Photographie de la mesure du prototype (a) P8 avec le contreplaqué en plastique (b) P7 avec le contreplaqué en métal au VNA. ....	117
Figure 4.41: $S_{21}$ des prototypes P7, P8 et P9 mesuré au VNA. ....	118
Figure 5.1: Gain maximal de l'antenne pouvant être testé en mode champ lointain à une distance de 20cm. Gain indiqué en dBi en fonction de la fréquence pour les efficacités d'ouverture et de rayonnement de 100%, 75% et 50%. ....	127
Figure 5.2: Schéma du banc de mesure du Polytech'Lab avec l'extension utilisée pour l'application de la transformée CP/CL [2]. ....	128
Figure 5.3: Résultat du plan d'expérience effectué avec le TMM correspondant à (a) 11,22 W et 32 passages, (b) 11.22 W et 10 passages, (c) 4.54 W et 42 passages.....	129
Figure 5.4: Comparatif de rugosité et profondeur d'ablation obtenue avec les plans d'expérience d'énergie par cycle et PSO pour : (a) le TMM et (b) l' $Al_2O_3$ . ....	130
Figure 5.5: Etude de la conicité obtenue par ablation laser avec la source femtoseconde sur le PMMA.....	131
Figure 5.6: Packaging de la source de bruit en développement durant la thèse de Victor FIORESE (a) vue supérieure. (b) Vue latérale.....	131

”.



# ACRONYMES

IoT : Internet des objets.

M2M : Communication machine à machine.

NSA : Architecture non autonome.

2G/3G/4G/5G/6G : Deuxième/Troisième/Quatrième/Cinquième/Sixième Génération.

IP : Internet Protocol

UHF : Ultra high frequency.

IMT : International Mobile Telecommunications.

CMR-19 : Conférence mondiale des radiocommunications-2019.

I'UIT-R : International Telecommunication Union.

RAN : Radio access network.

C-RAN : Accès radio dans le nuage.

RRH : Radio contrôlées à distance.

CO : Centre de donnée.

CPRI : Radio commune et publique.

5GPPP : Public-privé 5G.

QAM : Quadrature amplitude modulation.

P2P : Peer-to-peer.

CMOS : Complementary Metal-Oxide-Semiconductor.

VCO : Voltage-controlled oscillator.

HBT : Bipolaires à hétérojonction.

HEMT : Transistors à haute mobilité électronique.

UTC-PD : Unitravelling Carrier Photodiode.

Tx : Système de transmission.

Rx : Système réception.

3D : Tridimensionnel.

VNA : Analyseur de réseau vectoriel.

VNAX : Modules multiplicateurs de fréquence.

ATx : Antenne de transmission.

ARx : Antenne de réception.

CP/CL : Champ proche/champ lointain.

Aref : Antenne de référence.

AST : Antenne sous test.

MDS : Minimum de signal détectable.

CNC : Fraisage à commande numérique.

LTCC : *Low-temperature co-fired ceramic*.

$A_{em}$  : Surface effective maximale.

$A_{phys}$  : Surface physique.

$D_{CP/CL}$  : Distance de champ lointain.

FDM : *Fused deposition modeling*.

SLA : *Stereolithography apparatus*.

BJ : *Binder jetting*.

PJ : *Polymer jetting*.

SLM : *Selective laser melting*.

DMLS : *Direct Metal Laser Sintering*.

EBM : *Electron beam melting*.

DMD : *Direct Metal Deposition*.

Ra : Rugosité moyenne.

MMP : Procédé micro-usiné.

$\mu_r$  : Perméabilité relative.

DRIE : Gravure ionique réactive profonde.

ZAT : Zone affectée thermiquement.

LEAF : Laser procEssing plAtform for multifunctional.

SHG/THG : *Second Harmonic Generation/ Third Harmonic Generation*.

PVD : (*Physical vapor deposition*).

DoE : (*Design of experiment*).

MEB : Microscope électronique à balayage.

PSO : (*Position synchronized output*).

Rq : Rugosité RMS.

$d_A$  : Profondeur d'ablation.

Pa : Puissance moyenne.

$I_D$  : Distance entre les impulsions.

SSA : Surface Supérieur d'Ablation.

SIA : Surface Inferieur d'Ablation.

A : Dimension plus grande de la cavité de guide d'onde.

**B** : Dimension plus petite l'ouverture guidant.

HFSS : High frequency structure simulator.