THESE DE DOCTORAT EN COTUTELLE INTERNATIONALE

L'UNIVERSITE
DE BRETAGNE OCCIDENTALE

ECOLE DOCTORALE N° 601
Mathématiques et Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication
Spécialité : *Électronique*

L'UNIVERSITE ABDELMALEK ESSAADI

CENTRE DE RECHERCHE DE TANGER-TETOUAN-AL HOCEIMA
Technologies de l'information et de la communication
Spécialité : *Sciences de l'ingénieur*

Conception optimisation et réalisation de sous-ensembles RF à base de technologie additive métal

Par **Youssef CHAIRI**

Thèse présentée et soutenue à Tanger, le 30 juin 2022
Unité de recherche : LabSTICC - UMR 6285

Rapporteurs avant soutenance :

Mme. Samira KHOULJI	Professeur des Universités à l'ENSA de Tétouan
M. Serge VERDEYME	Professeur des Universités à l'université de Limoge

Composition du Jury :

Président :	M. Abdelhak EZZINE	Professeur des Universités à l'ENSA de Tanger
Examinateurs :	M. Cédric QUENDO	Professeur des Universités à l'FST de Brest
Dir. de thèse :	M. Thierry LE GOUGUEC	HDR à l'FST de Brest
Co-dir. de thèse :	M. Kamal REKLAOUI	Professeur des Universités à l'FST de Tanger

Invité(s)

Mme. Rozenn ALLANIC	Chercheuse/Docteur à l'université de Brest
Mme. Anne-Charlotte AMIAUD	Ingénieur étude amont/Docteur à THALES
M. Thomas MERLET	Manager innovation à THALES
M. Hichame MAANANE	Radar Product support Manager à THALES
M. Ahmed EL OUALKADI	Professeur des Universités à l'ENSA de Tanger

“ Ce qui nous fait vivre, c'est l'hypothèse selon laquelle les problèmes, insurmontables de nuit, sont surmontables de jour.”

Thomas Bernhard

À la mémoire de ma grand-mère,

Remerciements

Si le travail réalisé à l'issue des trois années de thèse m'est propre, les résultats que j'ai pu obtenir l'ont été grâce au soutien et à la participation de beaucoup de personnes, que ce soit de mon entourage proche ou dans la sphère professionnelle.

Je tiens donc à remercier chaleureusement mes parents, pour m'avoir soutenu depuis que j'ai mis le pied dans ma première salle de cours et de m'avoir permis de pousser mes études aussi loin que possible. J'ajoute également mon oncle, qui a montré une curiosité continue à l'intention de mes travaux et grâce à qui j'ai pu développer à la fois un discours technique et en même temps vulgarisé.

A mi-chemin entre les sphères personnelle et professionnelle, je tiens à remercier Yves, Hichame et Abdelhak. C'est grâce à eux que j'ai pu amorcer mes travaux de recherche via mon stage de fin d'études, au Fablab de l'UBO où, j'ai reçu un accueil chaleureux. La grande confiance qui m'a été donnée durant ce stage m'a permis d'évoluer librement suivant mes points d'intérêt, mais toujours avec un encadrement pertinent pour affiner mes travaux. J'ai retrouvé le même encadrement durant ma thèse ce qui m'a permis de satisfaire ma curiosité et mes envies d'expérimentation tout en menant un travail de qualité. Je tiens à remercier, donc, Cédric et Thomas car ils ont su se montrer très patient et à mon écoute durant ma thèse.

Sur le plan professionnel, je remercie également toutes les personnes du laboratoire qui m'ont accompagné durant la thèse : Julien, Odette, Nathan, Fabien, Jefferson, Ihsan, Noor et Vassidiki, doctorants et docteurs, qui m'ont révélé de nombreux aspects du domaine de la recherche à travers leurs conseils, leurs travaux de thèses, leurs soutenance, Hassan et Karim, qui sont un peu mes co-doctorants de durée de contrat, et qui ont apporté une touche piquante au quotidien et qui, je l'espère, réussiront également très prochainement, Rozenn, Anne-Charlotte et Ahmed, pour tous les services rendu le long de ma thèse en tant que encadrants principales et enfin, Thierry et Kamal, mes directeurs de thèse, pour m'avoir offert un cadre de travail exceptionnel.

Je remercie grandement mon jury de thèse, M. Serge Verdeyme et Mme. Samira Khoulji qui sont des experts dans les domaines des microondes et de la fabrication additive, pour avoir pris le temps de lire mon manuscrit, pour l'avoir commenté et pour être venu évaluer ma soutenance de thèse. Je prends note de tous les retours constructifs dont ils m'ont fait part et qui me serviront dans les années à venir. Je remercie également mes amis pour avoir su se montrer très patient de ma longue absence durant les mois de rédaction de mon manuscrit.

Table des matières

Remerciements 7
Table des matières 8
Glossaire 11
Table des figures 12
Liste des tableaux 17
Introduction générale 18
Chapitre I : Généralités & état de l'art sur la fabrication additive métalliques des dispositifs RF volumiques 19
I. Introduction 19
II. Contexte industriel pour la fabrication des dispositifs RF volumiques 20
1. Fabrication classique des systèmes HF volumiques 20
2. Problématiques de la démarche de production classique des systèmes HF 21
3. Intérêt de la FA pour les HF 22
III. Généralités sur les principaux procédés de FA 22
1. Dépôt de fil fondu 25
2. Stéréolithographie et traitement numérique de la lumière 26
3. Projection de liant 27
4. Projection de la poudre 28
5. Frittage laser sur lit de poudre 28
6. Fusion par faisceau d'électrons 30
7. Critères de choix du procédé additif approprié pour les HF 30
8. Les limites du procédé de fabrication DMLS 31
9. Solutions de post-traitement après la fabrication additive 32
10. Matériaux utilisés pour le procédé de fabrication DMLS 32
IV. Caractéristiques importantes des circuits RF. 33
1. Le spectre HF 33
2. Chaîne de transmission 34
i. Différents types de transmission 34
ii. Caractérisation RF de la propagation guidée 34
iii. Caractéristiques des antennes à base de guides d'ondes 39
V. États de l'art sur la fabrication des dispositifs RF fonctionnels par la technique DMLS 41
1. Guides d'ondes 41

i. Martin-Guennou et al. 2017 [66] 41
ii. Verploegh et al. 2017 [39] 43
iii. Kilian et al. 2017 [67] 44
2. Filtres volumiques innovants 46
i. Calignano et al. 2019 [68] 46
ii. Peverini et al. 2018 [69] 49
3. Antennes à base de guide d'ondes à fentes 51
i. Guennou-Martin et al. 2017 [70] 51
ii. Huang et al. 2017 [71] 53
4. Conclusion sur l'étude bibliographique 55
VI. Problématique de la recherche 56
VII. Synthèse et conclusion 57
Bibliographie du chapitre I 58
Chapitre II : Étude des guides d'ondes réalisés par le procédé de fabrication DMLS 63
I. Introduction 63
II. Présentation des outils mis en œuvre 63
1. Simulateurs électromagnétiques 63
2. Équipements de mesure RF et des caractéristiques physiques 64
i. Caractéristiques RF 64
ii. Les différents états de surface 66
iii. Procédé de fabrication DMLS de chez T3DM. 68
III. Etat de surface des guides d'ondes imprimés 70
1. Mesures de la rugosité des surfaces conductrices et son impact sur la réponse RF 70
i. Rugosité des surfaces internes/conductrices des guides d'ondes 71
ii. Impact de la rugosité des surfaces conductrices sur les performances RF 72
2. Modélisation de la rugosité utilisés par le logiciel HFSS 73
i. Modèle de Morgan et Hammerstad 73
ii. Modèle de Huray 74
3. Brides d'accordement 77
IV. Conception et simulation de sous-ensembles HF en guide d'ondes 79
1. Guides d'ondes maillés 80
2. Twists 86
3. Coudes 88
4. Guides d'ondes hélicoïdaux 92

5. Iris de couplage 97
V. Conclusion 102
Bibliographie de chapitre II 103
Chapitre III : Etude et fabrication d'un réseau antennaire SWA en mode TE20 104
I. Introduction 104
II. Généralités sur les antennes SWA 105
III. Optimisation de la section transversale du guide d'ondes en bande Ku 106
IV. Conception de la transition TE10-TE20 108
V. Conception des sous-réseaux SWA à quatre et seize fentes alimentées par le convertisseur TE_{10}-TE_{20} 112
VI. Résultats de mesure RF de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10} et des deux sous-réseaux SWA à quatre et seize fentes rayonnantes 114
VII. Conception et simulation du réseau de distribution de la puissance RF 118
VIII. Conception et simulation du réseau antennaire SWA complexe. 122
IX. Fabrication et mesure RF du réseau antennaire SWA complexe 123
X. Conclusion et perspective 126
Bibliographie du chapitre III 128
Conclusion générale 129
Résumé et Abstract 131

Glossaire

FA : Acronyme pour la technologie de Fabrication Additive

DMLS : « Direct Metal Laser Sintering » un des procédés de FA

HF : Hyperfréquence (micro-ondes)

CAO : Conception assistée par ordinateur

CAD : « Computer Aided Design »

ASTM : « American Society for Testing and Materials »

NF : Norme Française

ISO : « International Organization for Standardization »

CNC : « Computer Numerical Control »

EM : Electromagnétique

DMD : « Direct Metal Deposition » un des procédés de FA

SLA : « Stereolithography » un des procédés de FA

STL : « Standard Tessellation Language » format d'échange des fichiers en FA

DLP : « Digital Light Processing » Une des techniques de photopolymérisation

SDL : « Selective Deposition Lamination » Une des techniques de photopolymérisation

FDM : « Fused Deposition Modeling » un des procédés de FA

SLS : « Selective Laser Melting » un des procédés de FA

EBM : « Electron Beam Melting » un des procédés de FA

BJ : « Binder Jetting » un des procédés de FA

FAR : « Federal Aviation Regulations »

VNA : « Vector Network Analyzer » appareil de mesures HF

SWA : « Slotted Waveguide Antenna »

HFSS : « High Frequency Structure Simulator »

CFD : « Computational Fluid Dynamics »

SBR : « Shooting and Bouncing Ray »

IE : « Integral Equation »

FEA : « Finite Element Analysis »

FEM : « Finite Element Method »

DUT : « Device Under Test »

Table des figures

Figure 1 : Exemple de conception classique d'un système HF (système multifaisceaux) en vue de sa fabrication classique [1]. 20
Figure 2 : Comparaison du coût de fabrication d'une pièce en fonction de son volume de production (à gauche) et de sa complexité (à droite) [3]. 22
Figure 3 : Impact de l'impression 3D sur la supply chaine [13]. 23
Figure 4 : Principaux modèles économiques de la FA [14]. 24
Figure 5. Les principales étapes d'un procédé de FA. 24
Figure 6 : Schéma de principe pour le procédé FDM [19]. 25
Figure 7 : Schéma de principe pour la stéréolithographie [19]. 26
Figure 8 : Erreurs courantes des STL [22]. 27
Figure 9 : Schéma de principe pour la projection de liant [19]. 27
Figure 10 : Schéma de principe pour la projection de la poudre [19]. 28
Figure 11 : Schéma de principe pour les procédés SLS/DMLS/SLM [19]. 29
Figure 12 : Exemples de modèle de benchmark pour la FA [42]. 32
Figure 13 : Opération post-rechargement sur une machine 5 axes [54]. 32
Figure 14 : Domaines du spectre EM [58]. 33
Figure 15 : modélisation d'une chaine de transmission de l'information. 34
Figure 16 : Propagation des ondes dans un guide d'ondes rectangulaire [61]. 35
Figure 17 : Configuration du champ EM pour différents modes de propagation dans un guide d'ondes rectangulaire de section a-b. (a) Modes TEmn. (b) Modes TMmn. 36
Figure 18 : Définition de la bande passante dans un guide d'ondes. 36
Figure 19 : Représentation des ondes incidentes et réfléchies aux ports d'un guide d'ondes et illustration des paramètres de répartition [62]. 38
Figure 20 : Définition des paramètres de répartition d'un quadripôle. 38
Figure 21 : Exemples de dispositifs en guides d'ondes rectangulaires [63]. 38
Figure 22 : Évolution du nombre d'articles concernant la fabrication additive ou l'impression 3D dans IEEE Xplore. 41
Figure 23 : Pertes d'insertion des guides d'ondes étudiés : solution commerciale et guides fabriqués pour chaque bande de fréquence. (a) Bande Ku : Orientation verticale et horizontale avec un réglage non lisse ; (b) Bande Ka : Orientation verticale et horizontale avec un réglage non lisse ; (c) Bande Q : Orientation verticale et horizontale avec un réglage non lisse ; (d) Bande Q : Orientation verticale avec des réglages non lisses et lisse. 42
Figure 24 : Guides d'ondes WR-10 de 10 cm de longueur réalisés avec différents matériaux. De gauche à droite : MCP, GRCop-84 (Cu), Inconel 625 (Ni), 3 AlSi10Mg avec différents paramètres machine et MS. 43
Figure 25 : Pertes d'insertion des différents guides d'ondes WR-10. 44
Figure 26 : Ecart dimensionnel au niveau de la section transversale des guides d'ondes pour (a) Cu, (b) MCP, (c) AlSi10Mg A2, et (d) AlSi10Mg A3. La section transversale désirée est 2,54 mm × 1,27 mm. 44
Figure 27 : Comparaison des pertes ohmiques entre guides d'ondes rectangulaire et elliptique en bande K. 45
Figure 28 : Modes fondamentaux d'un guide d'ondes rectangulaire (en haut) et elliptique (en bas). 45

Figure 29 : Guide d'ondes pour un montage sur mesure réalisé par le procédé DMLS. 45
Figure 30 : Guide d'ondes en méandre réalisé par le procédé DMLS. 46
Figure 31 : Atténuation du guide d'ondes en méandre. 46
Figure 32 : Filtre passe-bas d'ordre cinq en bande Ku - K. (a) Section transversale du filtre (b) Orientation du filtre sur la plateforme d'impression. 47
Figure 33 : Filtre passe-bas d'ordre six en bande Ku - K. (a) Section transversale du filtre (b) Orientation du filtre sur la plateforme d'impression. 47
Figure 34 : Résultats de mesure du filtre passe-bas d'ordre six en bande Ku - K. (a) Prototype fabriqué avant le réglage des paramètres machine (b) Prototype fabriqué après le réglage des paramètres machine. 47
Figure 35 : Filtre passe-bas d'ordre six en bande Ku - K. (a) Premier profil optimisé (b) deuxième profil optimisé. 48
Figure 36 : Résultats de mesure du filtre passe-bas d'ordre six en bande Ku - K après l'optimisation du poids. 49
Figure 37 : Structure en guide d'ondes WR-51 constitué d'un coude de 90° dans le plan H, d'un twist de 90° et d'un filtre passe-bas. (a) Structure interne avec géométrie détaillée du filtre (b) Assemblage mécanique. 49
Figure 38 : Paramètres S mesurés du filtre passe-bas assemblé. 50
Figure 39 : Filtre passe-bas compact, twisté et courbé. (a) Prototype en alliage d'aluminium AlSi10Mg (b) Comparaison entre les paramètres S mesurés (lignes pleines) et simulés (lignes pointillées) du prototype ayant un rayon de courbure de R = 50 mm 50
Figure 40 : Antenne SWA. (a) Caractéristiques géométriques de l'antenne conçue. (b) Photographes de l'antenne imprimée. 52
Figure 41 : Schéma de la stratégie d'orientation de l'antenne SWA. 52
Figure 42 : Résultats de mesure et de simulation de l'antenne SWA en bande Ku. (a) Gain mesuré et simulé en plan E (b) Gain mesuré et simulé en plan H (c) Adaptation mesurée et simulée. 53
Figure 43 : Photographes du système mono-pulse complet 54
Figure 44 : Adaptation et isolation des différents ports de l'antenne mono-pulse. 54
Figure 45 : Résultats de mesures du système mono-pulse. (a) Diagramme de somme mesuré dans le plan H (b) Diagramme de somme mesuré dans le plan E (c) Diagramme de différence mesuré dans le plan H (d) Diagramme de différence mesuré dans le plan E. 55
Figure 46 : Diagramme de rayonnement 3D d'un réseau d'antennes sur HFSS [1]. 64
Figure 47 : Photographe du VNA à quatre ports (10 MHz – 67 GHz) de l'université de Bretagne Occidentale. 65
Figure 48 : Chambre anéchoïque de l'ENSTA Bretagne. (a) Support en polystyrène placé sur le positionneur. (b) Schéma de fonctionnement de la salle. 66
Figure 49 : Schéma de principe de l'effet escalier [2]. 66
Figure 50 : Quelques exemples de stratégie de construction en impression 3D [2]. 67
Figure 51 : Profilomètre Dektak 150 de l'université de Bretagne Occidentale. 67
Figure 52 : Impact du non-respect de la règle de 45° sur l'état de surface des parties en surplomb. . 68
Figure 53 : Guides d'ondes sacrifiés. (a) préparation de l'impression dans le logiciel 3D Expert de chez 3DSystem. (b) Photographes des guides d'ondes imprimés. 69
Figure 54 : Présence des traces de chocs lors de l'enlèvement des supports d'impression. 69
Figure 55 : Graphe de mesure de la rugosité sur une longueur de 1 mm d'une surface DMLS en AlSi7Mg0,6. 71

Figure 56 : Résultats de simulation et de mesure RF des guides d'ondes imprimés et de celui commercial. (a) Coefficients de transmission (b) Coefficients de réflexion..... 72
Figure 57 : Calculs de perte de puissance relative 2-D de Samuel Morgan pour des rainures rectangulaires (□), triangulaires. (Δ), et carrés (■). Les rainures sont normales à la direction du flux de courant dans une ligne de transmission [4]. 73
Figure 58 : Image d'une surface DMLS prise par le MEB..... 74
Figure 59 : Modélisation de la rugosité selon Huray [4]. 74
Figure 60 : Modèle de Huray adapté à la rugosité Rq mesurée..... 76
Figure 61 : Comparaison entre les résultats de simulation HF avec le modèle de Huray et les résultats de mesure RF des deux guides d'ondes imprimés. (a) Coefficients de transmission (b) Coefficients de réflexion..... 77
Figure 62 : dispositif de Mesure RF d'un guide d'ondes en bande Ku. 78
Figure 63 : Résultats de mesure RF du guide d'ondes imprimé horizontalement avant et après le polissage des brides. (a) Coefficients de transmission (b) Coefficients de réflexion. 79
Figure 64 : Conception du guide d'ondes perforé et du guide d'ondes plein sur HFSS. 80
Figure 65 : Résultats de simulation des deux guides d'ondes perforés et du guide d'ondes plein sur HFSS. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 81
Figure 66 : Périodicité des perforations. (a) Volume fixe (b) Emplacement fixe. 82
Figure 67 : Résultats de simulation des trois guides d'ondes perforés avec la stratégie « volume fixe ». (a) Coefficients de transmission (b) Coefficients de réflexion. 83
Figure 68 : Résultats de simulation des trois guides d'ondes perforés avec la stratégie « emplacement fixe ». (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion..... 83
Figure 69 : Photographies du guide d'ondes conventionnel et des guides d'ondes imprimés. (a) Guide d'onde cassé avec des perforations de taille $C2$. (b) Orientation et structure de support du guide d'ondes cassé. (c) Guide d'onde imprimé avec des perforations de taille $C1$. (d) Guide d'ondes conventionnel..... 84
Figure 70 : Résultats de simulation et de mesure RF des guides d'ondes perforés, guide d'ondes plein et guide d'ondes conventionnel. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 85
Figure 71 : Conception du twist sur HFSS..... 86
Figure 72 : Résultats de simulation des deux twists conçus. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion..... 87
Figure 73 : Photographes des deux twists imprimés. 87
Figure 74 : Résultats de simulation et de mesure RF des twists imprimés. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion..... 88
Figure 75 : Coudes de 100 mm conçus sur HFSS pour deux variations de l'angle de conformation. ... 89
Figure 76 : Paramètres de conception du coude en plan E sur HFSS. 89
Figure 77 : Limite de conception liée au rayon de courbure/conformation d'un coude balayé [7]. 89
Figure 78 : Résultats de simulation des coudes conçus. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion..... 90
Figure 79 : Photographies des coudes imprimés. 91
Figure 80 : Orientation double 45°. 91
Figure 81 : Résultats de simulation et de mesure RF des coudes imprimés. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion..... 92
Figure 82 : Conception du guide d'ondes hélicoïdale sur HFSS. 92

Figure 83 : Résultats de simulation des guides d'ondes hélicoïdaux d'un diamètre d'hélice de 40 mm. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 93
Figure 84 : Résultats de simulation des guides d'ondes hélicoïdaux d'un diamètre de 60 mm. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 94
Figure 85 : Photographes des guides d'ondes hélicoïdaux imprimés. 95
Figure 86 : Orientation 45°. 95
Figure 87 : Résultats de simulation et de mesure RF des guides d'ondes hélicoïdaux (GOH) imprimé d'un diamètre d'hélice de 40 mm. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 95
Figure 88 : Résultats de simulation et de mesure RF des guides d'ondes hélicoïdaux (GOH) imprimés d'un diamètre d'hélice de 60 mm. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 97
Figure 89 : Positionnement des iris de couplage dans un filtre en guide d'ordre 1. (a) Conception du filtre d'ordre 1 sur HFSS. (b) Orientation de l'iris sur la surface du plateau d'impression en fonction des angles φ, et α. 97
Figure 90 : Résultats de simulation des filtres d'ordre 1 avec un iris de forme dentée et un iris de forme elliptique. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 99
Figure 91 : Photographies des iris après avoir coupé les deux filtres en guides sacrifiés. (a) Iris denté. (b) Iris elliptique. 100
Figure 92 : Résultats de simulation, de rétro-simulations et de mesure RF des deux prototypes imprimés pour chaque forme d'iris. (a) Iris denté. (b) Iris elliptique. 101
Figure 93 : Quatre guides rayonnants alimentés par un guide transversal d'alimentation [1]. 105
Figure 94 : Conception sur HFSS des deux sections transversales. (À gauche) section standard. (À droite) section optimisée. 106
Figure 95 : Diagramme de dispersion des trois premiers modes qui se propage dans la section adaptée à la propagation du mode TE_{20}. 107
Figure 96 : Structure de la transition TE_{10}- TE_{20}. (a) Vue 3D. (c) Vue de dessus contenant les paramètres de conception. 108
Figure 97 : Plot du champs E dans le convertisseur à 15 GHz. 109
Figure 98 : Résultats de simulation de la transition TE10-TE20. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 110
Figure 99 : Conception de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10} avec visualisation du plot du champ E à 15 GHz. 110
Figure 100 : Résultats de simulation des paramètres S de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10}. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion. 111
Figure 101 : Double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10} avec visualisation du plot du champ E à 14,87 GHz. ... 111
Figure 102 : Conception des deux sous-réseaux SWA sur HFSS. (a) Sous-réseau de quatre fentes avec visualisation du plot du champ E à 15 GHz et l'alternation des fentes rayonnantes. (b) Sous-réseau de seize fentes avec visualisation des composants qui le constituent. 112
Figure 103 : Coefficients de transmission des deux sous-réseaux SWA conçus. 113
Figure 104 : Diagrammes de rayonnement simulés des sous-réseaux conçus dans les plans E et H. (a) Sous-réseau à quatre fentes. (b) Sous-réseau à seize fentes. 114
Figure 105 : Prototypes réalisés par la technique DMLS. (a) Double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10}. (b) Sous-réseau SWA à quatre fentes rayonnantes. (c) Sous-réseau SWA à seize fentes rayonnantes. 114
Figure 106 : Orientations lors du procédé de fabrication DMLS. 115

Figure 107 : Résultats de simulation, de mesure et de rétro-simulation RF (facteur d'échelle « FE » = 1,003) de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10}. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion..... 115
Figure 108 : Coefficients de réflexion simulés et mesurés des deux sous-réseaux SWA..... 116
Figure 109 : Coefficients de réflexion simulé, mesuré et rétro-simulé (facteur d'échelle « FE » = 1,01) du sous-réseau à seize fentes..... 116
Figure 110 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés des deux sous-réseaux SWA. (a) Sous-réseau à quatre fentes. (b) Sous-réseau à seize fentes..... 117
Figure 111 : Support de mesure du sous-réseau à quatre fentes. (a) Conception sur le logiciel de CAO. (b) Positionne de mesure du plan E. Position de mesure du plan H. 117
Figure 112 : Synopsis du réseau de distribution de la puissance RF. 118
Figure 113 : Conception de principales composants volumiques constituant le réseau de distribution RF. (a) Coude en plan H. (b) Diviseur de puissance en plan E. 119
Figure 114 : Résultats de simulation des paramètres S du coude en plan H et du diviseur de puissance en plan E. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficient de réflexion. 120
Figure 115 : Conception du réseau de distribution RF. (a) Vue de dessus du réseau sans les coudes en plan H. (b) Plot du champ E sans visualisation des coudes en plan H. (c) Vue 3D du réseau de distribution avec les coudes de couplage en plan H. 120
Figure 116 : Résultats de simulation du réseau de distribution de la puissance RF. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficient de réflexion. 121
Figure 117 : Conception du réseau antennaire SWA complexe. (a) Vue 3D. (b) Vue de dessous. 122
Figure 118 : Coefficient de réflexion du réseau antennaire SWA. 123
Figure 119 : Diagrammes de rayonnement simulés du réseau antennaire SWA..... 123
Figure 120 : Photographes du réseau antennaire SWA imprimé par le procédé de fabrication DMLS. 124
Figure 121 : Orientation du réseau antennaire SWA dans la chambre d'impression. 124
Figure 122 : Réseau antennaire SWA encours de mesures RF dans la chambre anéchoïque. 125
Figure 123 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré du réseau antennaire SWA. 125
Figure 124 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du réseau antennaire SWA dans les plans E et H. 126
Figure 125 : Synopsis du système monopulse..... 127

Liste des tableaux

Tableau 1 : Comparaison des principaux procédés de fabrication additive métallique [40]–[43]. 31
Tableau 2 : Bandes de fréquence standard selon la norme IEEE. 34
Tableau 3 : Performances HF mesurées des filtres pour différents rayons de courbure. 51
Tableau 4 : Comparaison entre les dimensions simulées et mesurées des fentes imprimées. 52
Tableau 5 : Résultats de mesure de la rugosité (Rq)des surfaces conductrices en AlSi7Mg0,6. 71
Tableau 6 : Résultats de mesure de la rugosité des brides en AlSi7Mg0,6. 78
Tableau 7 : Formes d'iris proposées avec limites d'orientations par rapport au plateau d'impression de chaque iris et les dimensions simulées sur HFSS. 98
Tableau 8 : Décalages entre les résultats de mesure et de simulation de la fréquence de résonance (fr) et de la bande passante (BP) pour chaque forme d'iris, ainsi que le classement des formes d'iris selon leur précision. 100
Tableau 9 : Mesures dimensionnelles des iris imprimés. 100
Tableau 10 : Dimensions des deux sections transversales (standard et optimisée). 107
Tableau 11 : Modes propagés dans la section transversale optimisée classés par ordre croissant d'apparition. 107
Tableau 12 : Dimensions du convertisseur. 108

Introduction générale

Les dispositifs hyperfréquences (HF) à base de guides d'ondes métalliques et volumiques restent actuellement très utilisés notamment pour des applications en communication ou dans les systèmes radars qui peuvent être soumises à de forte puissance des signaux radiofréquences (RF). Traditionnellement, ces dispositifs sont fabriqués à l'aide de procédés de fabrication classiques tels que l'usinage puis de l'assemblage des différentes pièces préalablement obtenues.

Afin de minimiser les coûts importants de ce type de fabrication ou d'apporter des solutions nouvelles repoussant les limites géométriques ou encore de limiter les problèmes liés à l'assemblage de différentes parties d'un dispositif, il est maintenant possible d'envisager de nouvelles techniques de fabrication de ces composants volumiques grâce au développement, ces dernières années, des procédés de fabrication additive (FA). Pour cela, il est important d'analyser les apports et les contraintes qu'engendrent ces nouvelles technologies de fabrication sur la conception de dispositifs RF volumiques. Le développement de ces procédés de fabrication passe aussi par le développement de nouvelles approches de conceptions des circuits RF volumiques et peut être en rupture avec les approches classiques de conception HF.

L'objectif de cette thèse est de poursuivre cette réflexion déjà initiée par certains chercheurs sur le développement de nouvelles approches de la conception de composants HF pour qu'elles soient adaptées aux contraintes liées à la technologie DMLS. Il faudra également qu'elles puissent bénéficier pleinement des libertés de géométries réalisables en FA et difficilement accessibles par les techniques classiques.

Un travail préliminaire dans le cadre de la collaboration entre l'entreprise Thales LAS France SAS et le laboratoire Lab-STICC UBO consistait à imprimé un réseau antennaire conformé dans le but d'élargir les zones couvertes par les radars. Le problème de couplage était le principal élément bloquant ce qui a déclenché ce projet de thèse.

Ce manuscrit est composé de trois chapitres. Le premier portant sur l'état de l'art, tant sur les procédés de FA que sur leurs applications pour réaliser des dispositifs RF volumiques. Cette recherche sur les travaux antérieurs nous a permis d'identifier un certain nombre de structures RF de base adaptées à la fabrication par ajout de matière ainsi que celles pouvant faire l'objet de nouvelles approches de conception HF.

Certaines structures de base comme des guides, des twists ou des coudes sont ensuite analysées dans le deuxième chapitre. Les contraintes de fabrication, les performances RF et les éléments de modélisation de ces éléments de base ont ainsi été identifiés et servent de socle à la repensée du mode de conception des circuits RF.

A partir des études et résultats précédents nous abordons dans le troisième chapitre la conception d'un réseau d'antennes en guide à fente et de son alimentation en vue d'une réalisation en FA.

Finalement une conclusion et des perspectives de ce travail sont dressées.

Chapitre I : Généralités & état de l'art sur la fabrication additive métalliques des dispositifs RF volumiques

I. Introduction

Les aéronefs du futur, du petit drone au gros porteur et en incluant tous les vecteurs aéronautiques pour la défense ainsi que le développement des communications par satellite, nécessitent de disposer de senseurs et autres dispositifs radiofréquences (RF) très intégrés pour assurer le contrôle de l'environnement, le guidage et les communications. Ces applications impliquent l'utilisation des signaux RF de puissance élevée (plusieurs centaines de Watts). Pour supporter ces puissances, les dispositifs RF associés sont généralement réalisés à partir de technologie volumique à base de guide d'ondes en métal. Traditionnellement, les équipements RF volumiques sont décomposés en éléments simples qui sont fabriqués à partir de procédés d'usinage classiques (usinage, tournage, …) puis assemblés entre eux par diverses méthodes. Avec le développement des procédés de fabrication additive (FA) d'autres méthodes de fabrication et de conception peuvent et doivent être envisagées. Une des évolutions majeures attendues consiste à optimiser les composants RF volumiques pour les adapter aux procédés de FA. Cette optimisation de la conception va permettre d'optimiser leur fabrication, leur encombrement et à minima conserver les performances actuelles voire les améliorer.

Avant le développement de nouveaux paradigmes de conception hyperfréquence (HF) adaptés à la FA, il est nécessaire de connaitre l'existant, tant du point de vue des procédés de fabrication que des performances RF attendues des composants RF volumiques.

Ce premier chapitre se concentre sur l'intérêt de la FA métallique pour la réalisation des dispositifs RF volumiques.

La première partie de ce chapitre introduit le contexte industriel dans lequel s'inscrit la FA métallique, et notamment l'intérêt qu'elle suscite pour le domaine des RF.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, il s'agit d'expliquer le principe de fonctionnement des différentes technologies de FA, notamment du procédé de fabrication par frittage laser direct de métal (DMLS : *Direct Metal laser Sintering*). Les étapes de fabrication et les opérations de post-traitement possibles associées à ce procédé sont également détaillées. Une comparaison entre l'efficacité du procédé de fabrication DMLS et les procédés de fabrication conventionnelle est ensuite effectuée dans le but, d'une part de déterminer les aspects de complémentarités qui peuvent surgir, et d'autre part à identifier les verrous à son intégration dans les chaines de production des dispositifs RF.

Après une rapide présentation des principales caractéristiques RF permettant de juger de leurs performances, un état de l'art sur des exemples concrets d'utilisation du procédé de fabrication DMLS dans le domaine des RF est effectué. Les écarts observés entre les résultats HF obtenus par DMLS et ceux issus des procédés conventionnels sont ainsi analysés afin d'initier les premières pistes de travail pour la suite de l'étude.

II. Contexte industriel pour la fabrication des dispositifs RF volumiques

Un certain nombre d'équipement RF nécessitent de supporter des puissances élevées (plusieurs centaines de de Watt), comme dans les chaines d'émission des systèmes de télécommunications ou bien encore dans les systèmes radars longue portée. Ces dispositifs sont souvent réalisés à partir de structures métalliques volumiques tels que les guides d'ondes supportant ces puissances.

Traditionnellement, les dispositifs RF volumiques sont obtenus par des procédés de fabrication classiques comme notamment l'usinage. Avant d'envisager l'utilisation d'autres procédés de fabrication et notamment les procédés de FA il est intéressant de connaitre les contraintes liées aux modes de fabrication conventionnels.

1. Fabrication classique des systèmes HF volumiques

D'une façon succincte, les systèmes RF volumiques et métalliques sont décomposés en plusieurs parties fabriqués par les méthodes classiques (tournage, fraisage, alésage, machines CNC …) et ensuite assemblées pour donner le système RF complet. Ces techniques d'usinage sont dites par soustraction de matière car on vient enlever de la matière à un bloc de métal à l'aide de divers outils.

Deux techniques d'assemblage sont principalement utilisées dans la démarche de fabrication classique : la première correspond à l'assemblage par vissage des différentes pièces élémentaires entre elles, la seconde consiste à réaliser l'assemblage par brassage en bain de sel.

La méthode d'assemblage par vissage est illustrée dans la Figure 1, où le schéma de conception d'un système multifaisceaux en vue de sa fabrication conventionnelle est présenté. Il est possible de distinguer clairement les différents éléments composant ce dispositif ainsi que la méthode d'assemblage des pièces par visserie. Les plus gros inconvénients de ce type de fabrication et d'assemblage résident dans la complexité de design, les possibilités de mauvais alignement des différentes parties entre elles et/ou les risques de présence de gaps d'air au niveau des assemblages qui peuvent entrainer des dégradations de performances RF.

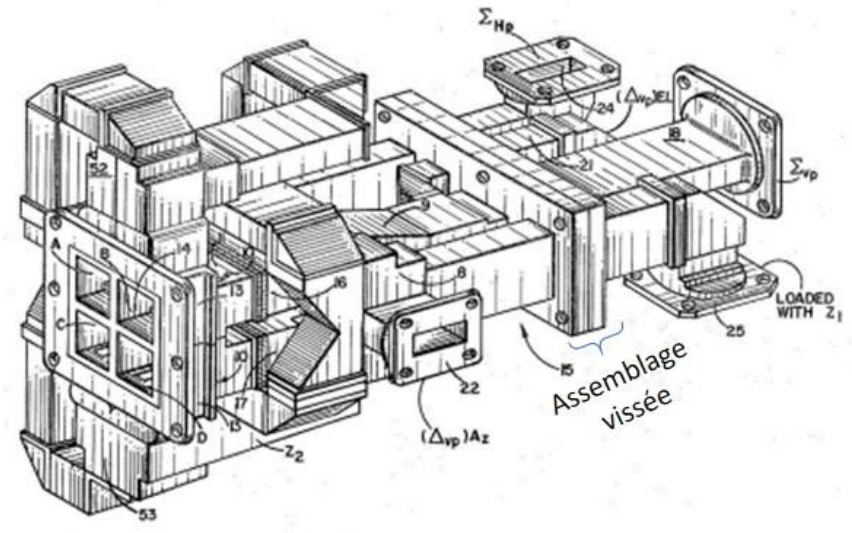


Figure 1 : Exemple de conception classique d'un système HF (système multifaisceaux) en vue de sa fabrication classique [1].

Si l'assemblage par brasage en bain de sel nécessite la décomposition en plusieurs éléments des dispositifs, il permet d'éviter efficacement les gaps d'airs [2]. Le brasage se fait par immersion de la pièce à assembler dans un bain de sels fondus, porté à la température de brasage. L'alliage d'apport est pré-positionné avec le jeu nécessaire entre les composants à assembler. Le bain de sel peut être actif (brasage des alliages d'aluminium) ou inactif (brasage de l'argent) : dans ce dernier cas, les pièces sont enduites de flux au préalable et parfaitement séchées. Pour le brasage de pièces relativement massives, l'opération peut comporter un préchauffage des pièces. La température du bain de sels et sa régulation sont ajustées en tenant compte des exigences de chauffage et de la température de travail. Le positionnement des pièces à assembler nécessite un soin tout particulier car les joints brasés sont en fusion au moment où la pièce est sortie du bain. Par ailleurs, ce procédé peut être combiné avec un traitement thermique.

Au travers des zones de contact linéaires et/ou ponctuelles entre les surfaces des pièces à assembler, il est nécessaire de maitriser de manière très précise, les espaces préservés entre ces pièces et, par conséquent, contrôler la diffusion du métal d'apport en fusion lors de la soudure. Tout particulièrement, ces espaces peuvent être définis de manière à assurer une diffusion par capillarité optimale. De plus, elles sont à même de créer des réserves suffisantes de métal d'apport permettant, avantageusement, de répondre au problème du retrait de la matière au cours de l'opération de trempe. En fait, une fois que les pièces à assemblées sont parfaitement immobilisées l'une par rapport à l'autre, elles sont immergées dans un bain de sel à une température supérieure à la température de fusion du métal d'apport et inférieure à celle des pièces à souder. A cet instant, ce métal d'apport, à l'état fondu, diffuse, par capillarité, entre les surfaces en regard. L'ensemble est ensuite retiré du bain de sel et refroidi, généralement au travers d'une opération de trempe. De manière à maîtriser, parfaitement, cette diffusion du métal d'apport en fusion, garant de la qualité de la soudure qui en résulte.

2. Problématiques de la démarche de production classique des systèmes HF

Actuellement, il y a trois raisons principales qui rendent la démarche de fabrication classique insuffisante pour améliorer l'efficience des chaines de production actuelles des systèmes HF.

Premièrement, la technique d'assemblage des composants HF par brasage en bain de sel est devenue, ces dernières années, une technique ancienne pour laquelle les sous-traitants qui assurent cette prestation sont de moins en moins présents sur le tissu industriel français. Deuxièmement, les coûts de production des systèmes HF selon la démarche de fabrication classique sont très élevés et les délais de fabrication sont importants, cela impact considérablement la rentabilité des chaines de production classiques. Troisièmement, les aspects innovants sont totalement consommés car, d'une part, les procédés de fabrication appartenant à la chaine de production classique sont parfaitement maitrisés et d'autre part, la théorie des circuits RF est optimisée et exploitée d'une façon quasi optimale.

Dans ce contexte, il est intéressant d'analyser l'apport des procédés de FA pour la réalisation de dispositifs HF volumiques et métalliques.

3. Intérêt de la FA pour les HF

D'après la norme NF ISO/ASTM 52900, la FA ou fabrication par ajout de matière est « *un procédé consistant à assembler des matériaux pour fabriquer des pièces à partir de données de modèle en 3D, en général couche après couche* ». Cette approche s'oppose totalement à la fabrication soustractive, c'est à dire aux procédés par retrait de matière, tels que l'usinage, le tournage ou encore le fraisage. Cela permet, entre autres, d'utiliser juste le nécessaire de matière lors de la fabrication et de s'affranchir du besoin d'outillages. De plus, la FA est une solution plus économique que les procédés conventionnels puisque la complexité n'a pas de prix comme le montre la Figure 2.

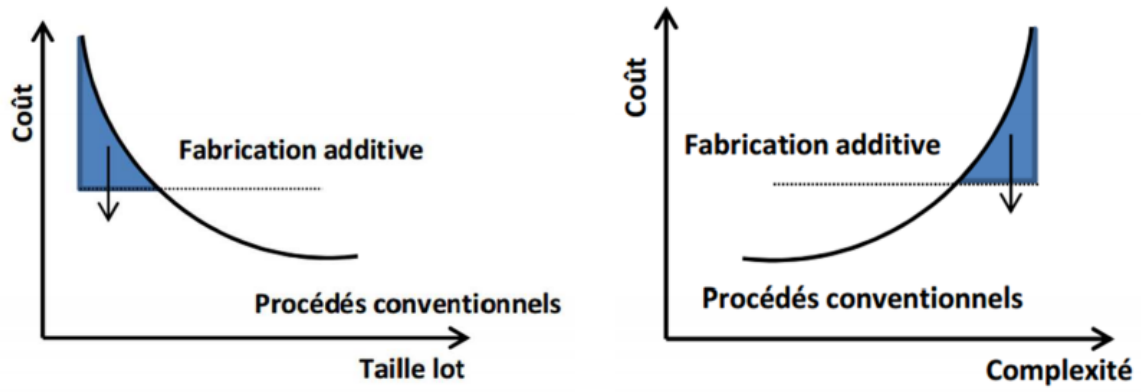


Figure 2 : Comparaison du coût de fabrication d'une pièce en fonction de son volume de production (à gauche) et de sa complexité (à droite) [3].

Aujourd'hui, la FA est donc une solution très intéressante pour surmonter les défis dimensionnels et d'encombrement liés à la démarche de production classique des composants RF [4]. Si la FA comporte des restrictions et engendre ses propres contraintes de fabrication, elle élargit toutefois les possibilités offertes par les méthodes de fabrication classiques en permettant notamment la réalisation de formes et de géométries difficilement accessibles par les techniques conventionnelles [5].

La FA est en plein essor notamment dans les domaines de l'aérospatial et de l'électronique [6]–[12]. Dans le prochain paragraphe, les généralités sur les principaux procédés de FA sont présentées et analysées.

III. Généralités sur les principaux procédés de FA

L'approche de la FA est très différente des autres familles de procédés de fabrication conventionnelle. Bien que les procédés soustractifs viennent donner forme à de la matière, le volume initial est toutefois figé par le brut initial, tout comme pour l'enlèvement de matière. En revanche, dans le cas de la FA, la pièce est générée librement. La matière est rajoutée là où c'est nécessaire. Il n'y a donc, théoriquement, pas de limite à la forme de la pièce ni à sa complexité. Cependant, en pratique les dimensions de la machine imposent une taille limite à la pièce. D'autre part, il est nécessaire de prévoir des zones de support pour compenser l'effet de la gravitation. La FA implique

donc un important changement de paradigme par rapport aux procédés de fabrication conventionnels qu'il est nécessaire d'intégrer afin de pouvoir profiter au maximum de ses avantages.

De façon générale et de l'avis même de certains scientifiques, analystes ou investisseurs, la FA ne semble pas être une simple innovation au service d'un marché existant, mais constitue une véritable technologie de rupture qui pourrait, tout simplement, chambouler l'industrie telle que nous la connaissons actuellement. Au niveau de la Supply Chain, l'objectif principal est d'optimiser tous les maillons de la chaîne logistique : les coûts de production, les coûts de stockage et de transport pour satisfaire au mieux les besoins des clients. A terme, La FA va permettre de court-circuiter les principales étapes (prototype, production de pièces, assemblage, distribution et entreposage) et de restreindre l'ensemble du process à la simple création d'un fichier numérique «.stl » transféré directement pour l'impression de l'objet (Figure 3). En cas de non-conformité de l'objet, cela entrainera une nouvelle étude lancé directement par l'utilisateur. Une étape de fabrication supplémentaire, effectué à l'aide des méthodes conventionnelles, peut s'avérer essentielle, pourtant, s'est à l'utilisateur de gérer cette phase séparément du cycle de la Figure 3.

Par ailleurs, une démarche engagée de type « Industrie 4.0 » accélèrera l'efficacité de la FA en tant qu'outil de production, cela va permettre de produire mieux, à meilleur coût et de manière plus écoresponsable.

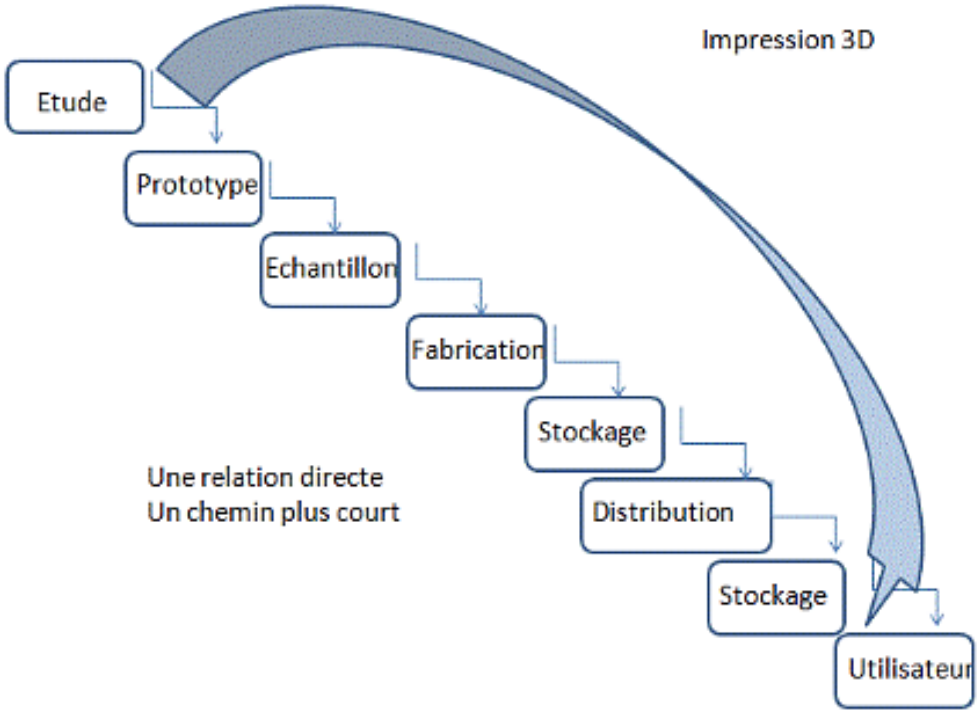


Figure 3 : Impact de l'impression 3D sur la supply chaine [13].

En revanche, la FA mobilise une chaîne de valeur très étendue : machines, matériaux, fabrication des pièces, outils logiciels et développement des usages chez les commanditaires. À chaque maillon de cette chaîne, des défis doivent encore être relevés pour promouvoir l'intégration de la FA dans les usines de production de dispositifs HF et cela suivant le modèle économique le plus adopté pour chaque entreprise (budget, compétences, …) (Figure 4).

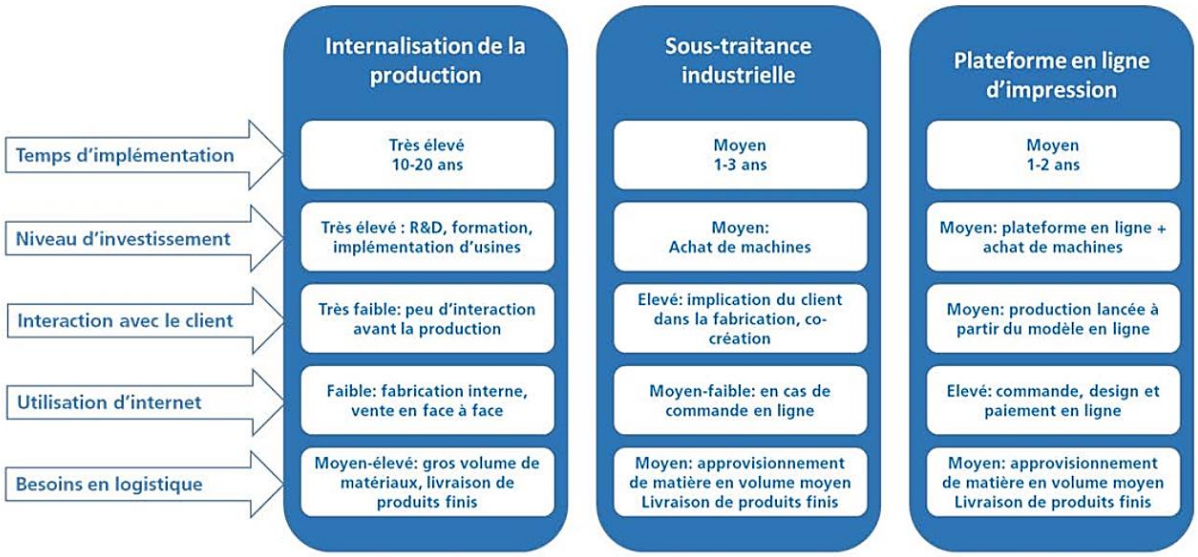


Figure 4 : Principaux modèles économiques de la FA [14].

La FA est décidément partout. D'abord éprouvée dans les domaines médical, automobile ou aéronautique, les réalisations dérivées de l'impression 3D s'étendent aujourd'hui à de très nombreux secteurs d'activités [15]. Cette nouvelle actrice de la transformation digitale de la société s'est invitée, il y a quelques années, chez de nombreux acteurs du secteur de l'aéronautique et de la défense tels que les groupes Airbus, Safran, et Thales. Aujourd'hui, tous les satellites de télécommunications sortant des salles blanches de ces groupes embarquent des pièces issues de la FA [16], [17]. A titre d'exemple, Airbus, entre autres, a réalisé par FA 500 pièces HF pour deux de ses satellites de la série Eurostar Neo [18].

Les différentes étapes liées à la FA sont illustrées dans la Figure 5.

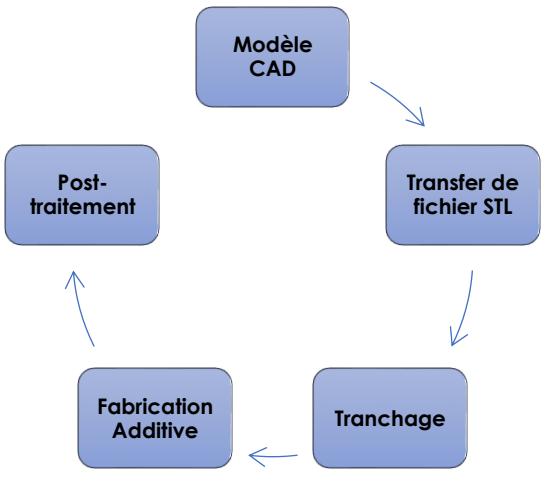


Figure 5. Les principales étapes d'un procédé de FA.

Il était courant d'utiliser la FA pour le prototypage, car il s'agit d'une méthode relativement rapide pour visualiser des idées en réalisant un modèle physique. De nos jours, la plupart des utilisateurs de machines de FA utilisent des matériaux plastiques, les métaux restent peu utilisés et la FA métallique est parfois méconnue à cause du coût plus élevé des machines et donc des prototypes fabriqués. La

FA est le nom commun permettant de regrouper différentes méthodes de fabrication qui ont toutes un point commun, à savoir l'ajout de matière plutôt que sa soustraction. Dans les médias, il est courant d'utiliser le terme impression 3D pour évoquer l'ensemble des procédés de FA. Cependant, ces termes ne sont pas synonymes l'un de l'autre. L'impression 3D est « la fabrication d'objets par le dépôt d'un matériau à l'aide d'une buse de tête d'impression, ou d'une autre technologie d'impression » (ISO/ASTM 25900 : 2015), alors que le procédé de fabrication DMLS n'est lui pas inclus dans le terme impression 3D selon la norme ISO/ASTM. Dans la suite de ce paragraphe, les différentes techniques de FA sont sommairement présentées.

1. Dépôt de fil fondu

Ce procédé de FA à dépôt de fil fondu (FDM : *Fused Deposition Modeling*), est surement le plus répandu chez le grand public en raison du faible prix des « imprimantes » et des filaments utilisés. Les machines FDM, permettent la réalisation de pièces en thermoplastique (polyamide, polycarbonate, polyéthylène, polypropylène …). La technique d'impression est illustrée à la Figure 6. Elle consiste à chauffer un filament thermoplastique et à le déposer à l'aide d'une buse sur un plateau d'impression. Après le dépôt d'une couche de matière le plateau descend ou la tête d'impression monte et l'on peut déposer une nouvelle couche. C'est cette superposition de couches qui permet de créer l'objet en trois dimensions. La buse se déplace sur les axes x et y et le plateau sur l'axe z dans la plupart des cas. Autrement dit, la buse dessine l'objet en deux dimensions et c'est bien l'axe du plateau qui permet de créer la troisième dimension. Cependant, les couches de matière déposées sont soumises à la gravité terrestre. Dans le cas de la réalisation de pièces creuses ou présentant des surplombs, il est donc nécessaire d'intégrer des structures de support afin d'assurer leur maintien lors de leur fabrication.

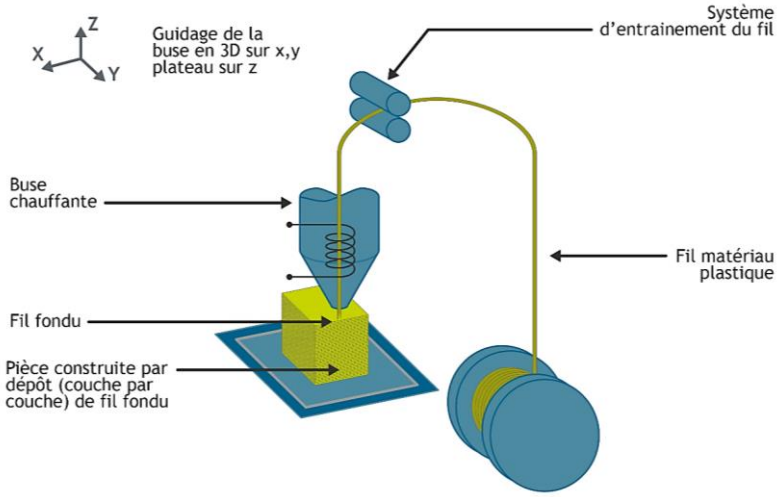


Figure 6 : Schéma de principe pour le procédé FDM [19].

L'utilisation de support nécessite d'anticiper son retrait une fois l'impression terminée. Le support peut être réalisé dans un matériau différent de celui de la pièce, ce qui est intéressant s'il existe un solvant permettant d'attaquer le support et non la pièce.

Pour le cas des machines FDM avec plusieurs buses d'impression, chaque buse peut être alimentée en parallèle par différents matériaux. Ceci permet la réalisation de pièces dites *Functionnaly Graded Material* pour lesquelles la répartition de composition de matière est pilotée mathématiquement [20].

2. Stéréolithographie et traitement numérique de la lumière

La stéréolithographie (SLA) est l'une des techniques les plus rapides parmi les procédés de FA. Les procédés SLA sont basés sur le principe de photopolymérisation où une couche de résine photopolymère liquide est solidifiée par l'application d'une lumière UV. Le faisceau lumineux ou laser est contrôlé et dirigé par des miroirs extrêmement précis. Il balaie la surface de résine liquide en fonction de la forme de l'objet à imprimer. Sous l'effet de la lumière, cette résine se polymérise pour former une couche solide. L'objet est obtenu par superposition de tranches fines de matière. Quand une couche est réalisée, celui-ci se déplace d'un incrément vers le bas afin de permettre l'ajout d'une couche de matière sur celle qui vient d'être réalisée. Une fois la pièce entièrement fabriquée, le plateau sort du bac afin que l'utilisateur puisse la récupérer (Figure 7). Une phase de nettoyage est ensuite nécessaire afin d'extraire la résine non polymérisée présente dans la pièce. Dans le cas du procédé par photopolymérisation au travers d'un masque et d'une lampe à ultraviolet (DLP : *Digital Light Processing*), la source laser est remplacée par un vidéoprojecteur. Cela permet la photopolymérisation simultanée de chaque point d'une couche de matière. Bien que le procédé DLP soit plus rapide que le procédé SLA, ce dernier est encore très utilisé car la précision de la pièce dépend de la position du faisceau laser et non de la résolution du vidéoprojecteur utilisé.

Le développement industriel de cette technique date des années 1980 et fut initiée aux États Unis par Charles W. Hull. Plusieurs méthodes sont fondées sur le principe de la stéréolithographie : la photopolymérisation, le laminage 3D (SDL : *Selective Deposits Layer*), le frittage laser...

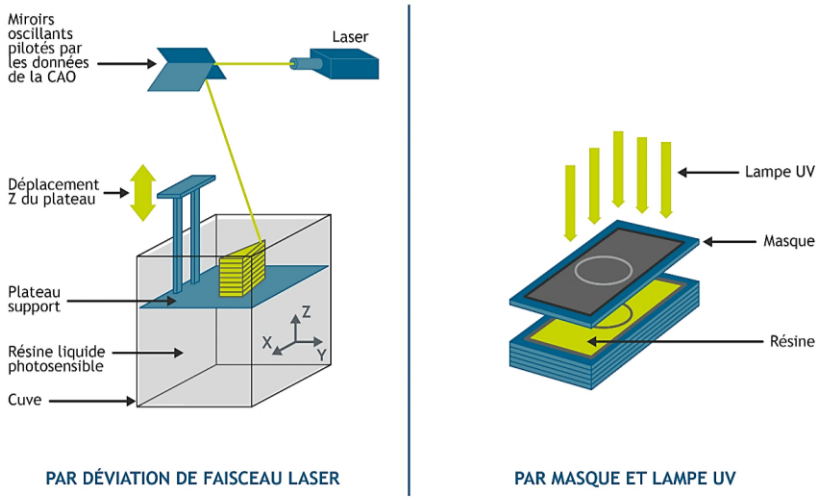


Figure 7 : Schéma de principe pour la stéréolithographie [19].

Pour la réalisation d'un prototype RF, ce procédé permet d'obtenir des modèles grandeur nature, économiques et plus rapide que par la méthode soustractive. Cependant, ces modèles, moins rigides et avec des propriétés électriques affaiblies [21], seront limités à la fabrication de quelques dispositifs seulement. En plus, et comme pour la plupart des procédés de FA, le procédé SLA est adapté uniquement à la réalisation de prototypes, de produits uniques ou aux très petites séries.

Il faut également noter que le développement de ce procédé a permis la mise en place du format standard « .stl », dont la SLA est le procédé éponyme. Bien que ce format pose quelques problèmes notamment pour la fidélité de modélisation de surfaces conformés comme cela est illustré dans la

Figure 8, il reste majoritairement utilisé pour la représentation de pièces destinées à être réalisées en FA.

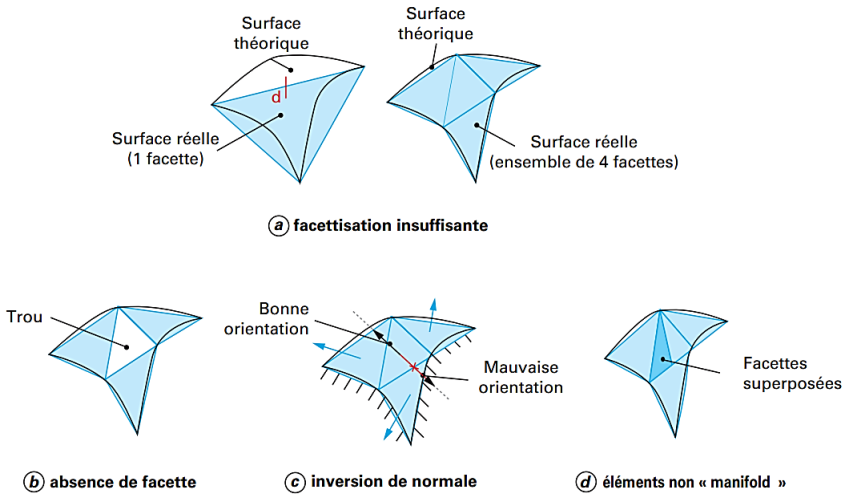


Figure 8 : Erreurs courantes des STL [22].

3. Projection de liant

Ce procédé consiste à envoyer une résine photopolymère sous forme de gouttes pour former une première couche. Ensuite, une source à ultraviolet solidaire de la tête d'impression solidifie la résine par polymérisation (Figure 9). Cette méthode permet d'obtenir des pièces avec des propriétés physiques et mécaniques variées, allant de la flexibilité d'un élastomère à la rigidité d'un polymère type ABS (Acrylonitrile Butadiène Styrène).

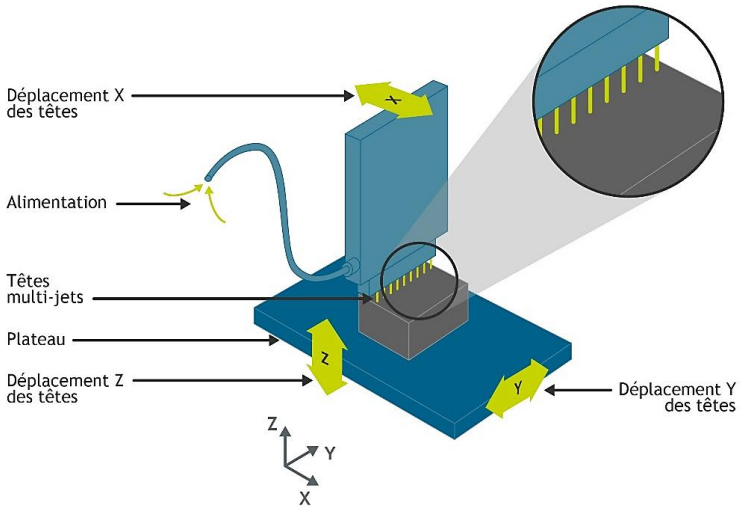


Figure 9 : Schéma de principe pour la projection de liant [19].

Ce procédé de FA par projection de liant (BJ : *Binder Jetting*) est populaire puisqu'il permet d'obtenir des pièces 3D multicolores détaillées. Un rouleau automatisé est utilisé pour répartir une fine couche de poudre sur la plateforme de fabrication. La tête d'impression applique un liant liquide contenant la couleur sur la poudre, créant ainsi une couche de l'objet. Puis, la plateforme d'impression

descend légèrement pour permettre l'ajout d'une nouvelle couche de poudre. Le procédé est ainsi répété jusqu'à la création de l'objet.

Cette technologie nécessite toutefois plusieurs étapes de post-traitement. Il faut aspirer l'excès de poudre et dépoussiérer l'objet grâce à de l'air comprimé. Selon le matériau utilisé, la pièce imprimée doit être placée dans un four pour la cuisson ou frittée. Enfin un traitement de finition peut améliorer l'état de la pièce imprimée. L'utilisation de cyanoacrylate sur la pièce imprimée permet, par exemple, d'obtenir un meilleur rendu des couleurs. Le procédé est donc rapide et économique. Elle permet d'imprimer plusieurs alliages métalliques tels que les aciers inoxydables. Cependant, les propriétés mécaniques des pièces en métal imprimées sont souvent limitées.

4. Projection de la poudre

Le procédé de construction Laser par dépôt direct du métal (DMD : *Digital Micromirror Device*) permet de réaliser des pièces métalliques par dépôt de particules en fusion. Les particules de poudre métallique sont d'abord propulsées sur le chemin d'un faisceau Laser afin de les faire fondre, puis projetées sur la zone de fabrication suivant l'axe de la source Laser (Figure 10). Ce procédé permet non seulement d'utiliser de nombreux alliages métalliques, mais aussi de changer de matériau en cours de fonctionnement et de manière continue. Des pièces présentant des gradients de matériaux peuvent ainsi être produites. La buse permet d'aligner les cordons perpendiculaires au faisceau Laser.

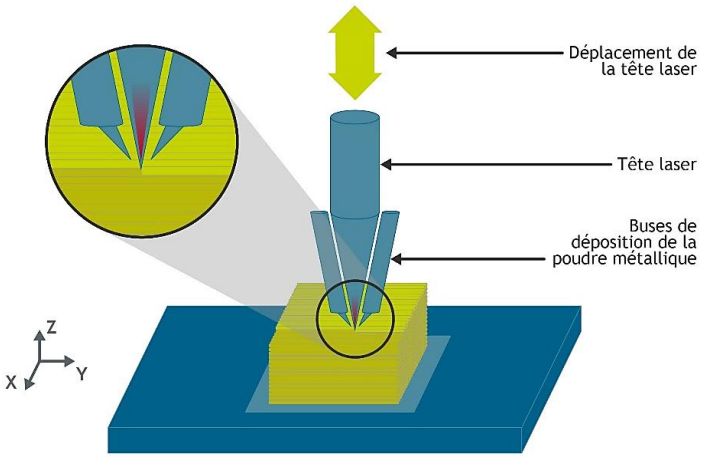


Figure 10 : Schéma de principe pour la projection de la poudre [19].

Afin de pouvoir élaborer des géométries complexes, la buse est généralement montée sur une structure cinq axes. Ce procédé nécessite donc une phase de pré-production plus longue que les procédés en couches dans le but de générer des trajectoires qui peuvent être complexes. Initialement destiné au rechargement des pièces, ce procédé peut être utilisé pour fabriquer directement des pièces finales à haute valeur ajoutée ou pour effectuer des réparations.

5. Frittage laser sur lit de poudre

Le procédé de frittage sélectif par Laser (SLS : *Selective Laser Sintering*) est le premier procédé de FA par lit de poudre qui a été breveté en 1979 et commercialisé pour la première fois en 1992. Au

début, la poudre utilisée était uniquement composée de polymères semi-cristallins ou amorphes. Depuis les années quatre-vingt-dix, le fabricant DTM a étendu le choix de matériaux disponibles en proposant des matériaux, tels que des céramiques ou encore des alliages métalliques, enrobés de polymère servant de liant. À l'issue de la fabrication, les pièces métalliques doivent être placée pendant une longue période dans une étuve pour permettre au polymère servant de liant de s'évaporer, d'amorcer un frittage sans contrainte et d'infiltrer par capillarité la pièce avec du bronze (la durée de ces opérations se comptant en dizaines d'heures) dans le but d'améliorer les propriétés mécaniques de la pièce et remplir les porosités [23]. Ce procédé, généralement utilisé en outillage rapide, présente une vitesse de fabrication élevée. Toutefois, une phase de post-traitement assez longue est nécessaire.

Dans les années quatre-vingt-dix, la société EOS développa une variante du SLS permettant de produire des pièces métalliques sans utiliser de liant polymère, supprimant ainsi la phase d'évaporation de ce liant. L'énergie apportée par le Laser fait alors fondre la couche extérieure des grains métalliques, leur cœur restant solide. Ce métal fondu agit comme un liant en formant des ponts entre grains, c'est le procédé DMLS (Figure 11). La poudre utilisée est parfois un mélange de différents métaux possédant des températures de fusion différentes. Le métal ayant la température de fusion le plus faible fait alors office de liant.

Dans le cas de la fusion direct du métal (SLM : *Selective Laser Melting*), les poudres utilisées sont d'origine métallique. Dans le cas du DMLS, il est possible d'étendre la gamme des matériaux aux céramiques ainsi qu'aux polymères. La SLM, quant à elle, permet d'obtenir les mêmes résultats que le frittage, mais va encore plus loin, en utilisant le laser pour obtenir une fusion complète. Cela signifie que la poudre n'est pas simplement fusionnée, mais qu'elle est réellement fondue en une pièce homogène.

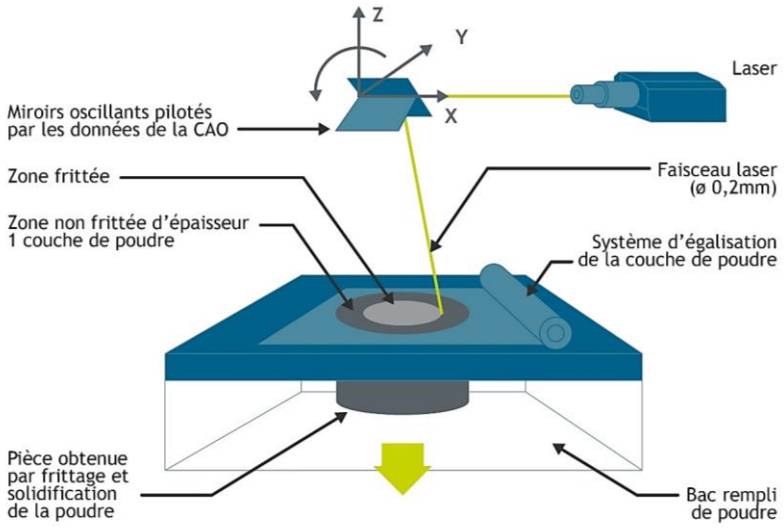


Figure 11 : Schéma de principe pour les procédés SLS/DMLS/SLM [19].

En résumé, pour un alliage quelconque, la technique DMLS est la plus adaptée et pour un mono matériau la fusion est donc la solution idéale, car il n'y a qu'un seul point de fusion, et non une variété comme dans un alliage. Pour le titane pur, par exemple, il faut utiliser la SLM.

Finalement, le procédé de fabrication DMLS utilise les données CAO des pièces conçus comme source d'information numérique. La machine fait fondre partiellement de fines couches de poudre qui sont réparties uniformément à l'aide d'un balayeur sur la plateforme d'impression (Figure 11). Cette opération s'effectue à l'intérieur d'une chambre contenant une atmosphère contrôlée de gaz inerte (l'argon ou l'azote).

C'est ce procédé de FA qui est mis en œuvre dans cette thèse. Les contraintes et possibilités de ce procédé en lien avec les composants RF sont évoqués un peu plus loin dans ce chapitre.

6. Fusion par faisceau d'électrons

Une autre technologie très proche de la fusion laser de la poudre est la fusion laser par faisceau d'électrons (EBM : *Electron Beam Melting*). La principale différence avec les procédés évoqués précédemment est, comme son nom l'indique, l'utilisation d'un faisceau d'électrons à la place du laser. Ce faisceau d'électrons est obtenu en chauffant sous vide un filament de tungstène. Ce dernier libère ainsi des électrons qui sont ensuite accélérés et dirigés par des électro-aimants afin d'être projetés à grande vitesse sur la surface de la poudre. La poudre est ainsi amenée au point de fusion. Les poudres utilisées avec cette technologie doivent être à base de matériaux conducteurs sans quoi aucune interaction avec le faisceau d'électrons n'est possible. On privilégiera donc des poudres métalliques. Un des points forts de cette technologie est la vitesse de fabrication, en effet, certains constructeurs avancent que le faisceau d'électron peut être séparé pour chauffer plusieurs endroits simultanément. Mais cela se fait au détriment de la précision car le faisceau d'électrons est plus large qu'un faisceau laser lorsqu'il atteint la poudre [24].

7. Critères de choix du procédé additif approprié pour les HF

Il existe deux principales approches à suivre pour la fabrication de dispositifs RF en utilisant les procédés de FA. La première consiste à réaliser la pièce directement en métal, majoritairement par le procédé de fabrication DMLS, comme l'ont décrit les auteurs dans [25]–[29]. L'avantage principal de cette technique est qu'elle permet de réaliser des pièces robustes et capables de passer avec succès les tests de qualité des dispositifs spatiaux (tests thermiques, mécaniques ou de puissance). Cependant, la précision de fabrication et la rugosité de surface nécessitent des étapes de post-traitement supplémentaires telles que le polissage pour faire face aux performances rigoureuses exigées dans les applications réelles, et ce, pour des raisons dimensionnelles, économiques et de qualification FAR 21. D'autres techniques d'impression 3D métal peuvent aussi être utilisées pour réaliser des dispositifs RF tels que l'EBM et la SLM [30], [31].

La seconde approche consiste à fabriquer des dispositifs par FA plastique, majoritairement suivant le procédé SLA, grâce à sa précision, puis de réaliser la métallisation des surfaces ou de certaines zones. La façon la plus simple est d'imprimer le dispositif en deux blocs afin de permettre la métallisation à l'intérieure par dépôt physique-chimique en phase vapeur (PVD-CVD) ou galvanoplastie [32]–[34]. Néanmoins, les deux blocs doivent être alignés et vissés en sacrifiant la flexibilité des dispositifs monolithiques. Pour surmonter ce problème, les auteurs dans [35] ont développé une nouvelle technique de métallisation qui permet d'obtenir une couche uniforme de métal sur les surfaces intérieures des dispositifs RF imprimés sans la nécessiter de les couper en plusieurs morceaux, en obtenant ainsi des dispositifs précis, légers, monolithiques et de faible pertes HF [36]–[38]. Par contre,

malgré sa précision d'impression, cette technologie est vulnérable aux fortes puissances, ce qui la rend peu adaptée aux exigences du secteur aéronautique [39].

Dans le Tableau 1, les caractéristiques des différents procédés de FA métallique sont résumées et une note leur est attribuée concernant leur intérêt pour la réalisation de dispositif HF. Bien sûr que les valeurs reportées dans le Tableau 1 donnent, seulement, une idée sur les caractéristiques de chaque procédé de fabrication. En réalité, ces caractéristiques dépendent de plusieurs facteurs : matériaux utilisés, réglages machine, environnement d'impression, post-traitements possibles, orientation durant la construction, … En revanche, la comparaison montre bien les capacités du procédé de fabrication DMLS vis-à-vis des autres procédés de FA métallique existants.

Tableau 1 : Comparaison des principaux procédés de fabrication additive métallique [40]–[43].

Procédé	**Rugosité Ra [µm]**	**Précision [mm]**	**Propriétés mécaniques**	**Applications RF**
BJ	10 - 25	0,3	Faibles	Moins adapté
DMD	10 - 25	0,3	Moyennes	Adapté
DMLS	3 - 4	0,1 - 0,2	Excellentes	Très adapté
SLM	4 - 5	0,2	Excellentes	Très adapté
EBM	25 - 35	0,4	Excellentes	Moins adapté

Dans le cadre de notre projet, nous nous sommes surtout intéressés à la première approche et, en particulier, à la technique DMLS qui est le principal procédé de FA de pièces métalliques. Les principales caractéristiques du procédé de fabrication DMLS sont détaillées dans les paragraphes ci-après.

8. Les limites du procédé de fabrication DMLS

La fabrication couche par couche ainsi que les valeurs élevées d'énergie utilisées (~ 200W pour un alliage d'aluminium) par le procédé de fabrication DMLS donnent lieu à des problèmes tels que la rugosité de surface, l'imprécision de fabrication, ainsi que le développement de contraintes résiduelles [44]. L'orientation des pièces sur la plate-forme d'impression, la bonne approche de conception et un bon réglage machine peuvent réduire ces phénomènes [45]–[47]. La rugosité de surface et l'imprécision de fabrication dégradent les performances RF des dispositifs HF en augmentant les pertes d'insertions, les désadaptations et en entrainant une dispersion du signal propagé. De plus, l'imprécision de fabrication crée des décalages fréquentiels néfastes notamment dans les filtres ou bien dans le cas des antennes à fentes [48].

De nombreux travaux sur l'optimisation des propriétés des pièces obtenues par le procédé de fabrication DMLS se trouvent dans la littérature [49], [50]. L'efficacité, la précision et les états de surfaces obtenus par le procédé de fabrication DMLS ont été analysés et démontrés à l'aide de modèles de benchmark (Figure 12), qui permettent de connaitre les niveaux de rugosité pour différents angles d'inclinaison des plans en porte-à-faux. Ces modèles déterminent également la précision dimensionnelle des formes particulières telles que les fentes et permettent de connaitre ainsi les

limites en termes de dimensions réalisables. D'autre part, des optimisations des paramètres d'impression du procédé de fabrication DMLS ont été élaborées via des plans d'expériences [51].

La précision d'impression et la qualité de surface fournies par le procédé de fabrication DMLS sont satisfaisantes pour la fabrication de dispositifs HF en guides d'ondes [52]. Toutefois, en plus de la démarche de conception HF orientée FA et l'optimisation des paramètres du procédé DMLS, nous pouvons prévoir des post-traitements pour améliorer les performances HF [53].

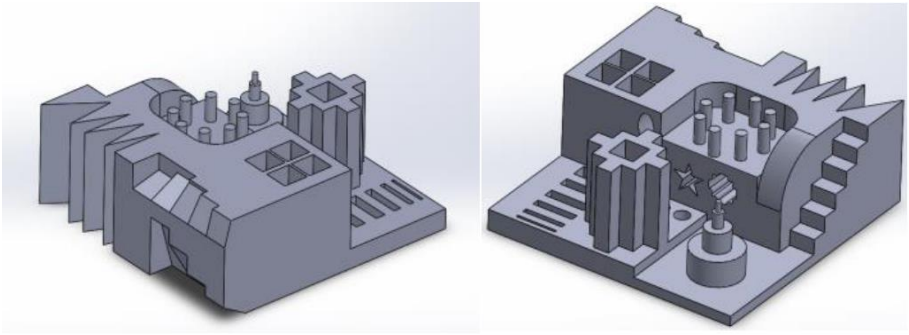


Figure 12 : Exemples de modèle de benchmark pour la FA [42].

9. Solutions de post-traitement après la fabrication additive

Pour obtenir des pièces à la hauteur du rendu voulu, il est nécessaire de faire subir à la pièce des opérations de finition. Ces finitions peuvent prendre différentes formes. Sur des machines 5 axes, la finition par fraisage est intégrée et permet d'obtenir de très bons états de surface accessibles par la fraise (Figure 12).

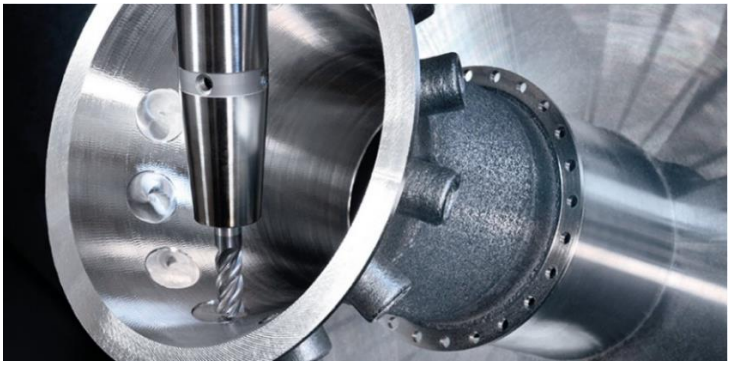


Figure 13 : Opération post-rechargement sur une machine 5 axes [54].

Il arrive également qu'avant ces étapes de finition, les surfaces rechargées soient écrouies avec de la grenaille d'acier et de la poudre céramique. Cela sert à déstresser localement la pièce ainsi qu'à diminuer la porosité et à améliorer l'état de surface général. Des opérations métallurgiques et des traitements thermiques sont souvent effectués pour diminuer voire enlever l'anisotropie de la pièce ou encore avant usinage pour diminuer la dureté de la pièce et ainsi faciliter son usinage [55].

10. Matériaux utilisés pour le procédé de fabrication DMLS

Les principaux métaux utilisés dans les procédés de fabrication DMLS sont le titane et l'acier inoxydable. On trouve également l'utilisation d'alliage d'aluminium et de cobalt-chrome. Tous ces métaux sont, évidemment, disponibles pour des utilisations sous forme de poudre.

Il reste aujourd'hui plusieurs défis à relever concernant les poudres métalliques, la production de poudre de qualité, de matériaux réfractaires et avides d'oxygène, tels que les alliages de titane, de zirconium, de tantale, de niobium, de tungstène ou de molybdène. Il y a aussi des études sur la recyclabilité de la poudre est le nombre de cycle d'utilisation [56].

Le matériau utilisé dans le cadre de cette thèse est principalement un alliage d'aluminium AlSi7Mg0.6 avec une densité de 2,67 g/cm^3. C'est un alliage métallique typique pour les applications qui nécessitent une combinaison de résistance, dureté et légèreté avec une grande conductivité électrique. Quelques dispositifs ont également été réalisés en alliage de titane (Ti6Al4V). Une étude comparative des performances HF mesurées, des guides d'ondes imprimés dans les mêmes conditions pour ces deux alliages est présentée dans le chapitre 2 de ce manuscrit.

Afin d'analyser les performances des systèmes RF obtenus par procédé DMLS, il est nécessaire de bien identifier les paramètres HF qui vont nous servir à caractériser du point de vue HF les dispositifs réalisés. Ceci est l'objet du paragraphe suivant.

IV. Caractéristiques importantes des circuits RF.

Afin d'évaluer les performances RF des dispositifs réalisés en DMLS lors de cette thèse il est nécessaire de bien préciser les caractéristiques RF qui vont nous permettre de qualifier les composants réalisés. Lors de ce paragraphe nous tâcherons de présenter ces données RF mesurables.

1. Le spectre HF

Le spectre électromagnétique regroupe l'ensemble des ondes électromagnétiques en fonction de leur fréquence ou de leur longueur d'onde. Ce spectre est divisé en plusieurs grandes catégories, qui présentent chacune leurs spécificités (Figure 14). Les ondes électromagnétiques qui constituent le spectre n'ont pas besoin de support matériel pour se déplacer : un champ électromagnétique nous entoure en permanence, de la même manière que l'air nous entoure.

Le terme d'hyperfréquence (HF) est couramment utilisé pour désigner une bande de fréquences appartenant à la gamme supérieure du spectre radio. L'étendue du domaine des HF va de 3 à 300 GHz [57]. Cela correspond à des ondes électromagnétiques dont la longueur d'onde λ (λ=c/f où « c » est la célérité de la lumière et f la fréquence) est de l'ordre de 10 cm à 1 mm et qui appartiennent aux plages SHF (*Super High Frequency*) et EHF (*Extremely High Frequency)* du spectre radio (Figure 14).

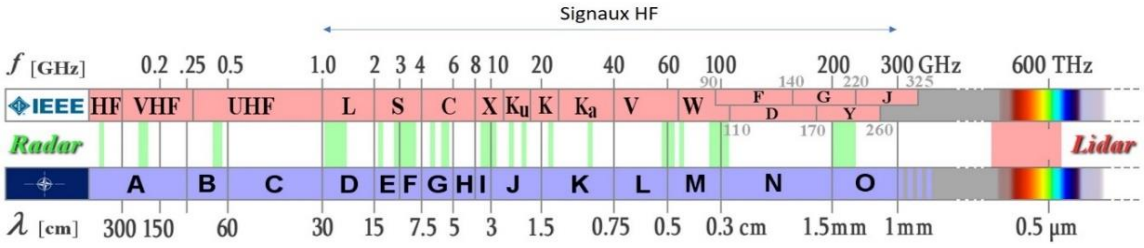


Figure 14 : Domaines du spectre EM [58].

Ces plages sont subdivisées, selon la norme IEEE [59], en gammes de fréquence correspondant à des bandes standards d'utilisation (Tableau 2).

Tableau 2 : Bandes de fréquence standard selon la norme IEEE.

Bande UIT	Bande IEEE	Bande de fréquence [GHz]
SHF	S	2 – 4
	C	4 – 8
	X	8 – 12
	Ku	**12 – 18**
	K	18 – 27
	Ka	27 – 30
EHF	Ka	30 – 40
	V	40 – 75
	W	75 – 110
	G	110 – 300

2. Chaîne de transmission

La transmission d'information peut toujours se représenter par une chaîne comprenant un émetteur et un récepteur séparé par un milieu de propagation comme cela est modélisé très synthétiquement (Figure 15).

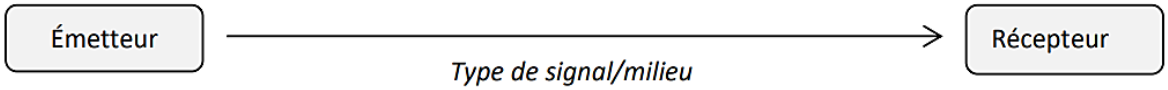


Figure 15 : modélisation d'une chaine de transmission de l'information.

La transmission de l'information se fait à une certaine vitesse dépendant du milieu dans laquelle elle se propage. La propagation de l'onde peut être libre ou guidée, le signal transmis est plus ou moins atténué selon le milieu de propagation.

i. Différents types de transmission

On distingue deux cas de transmission :

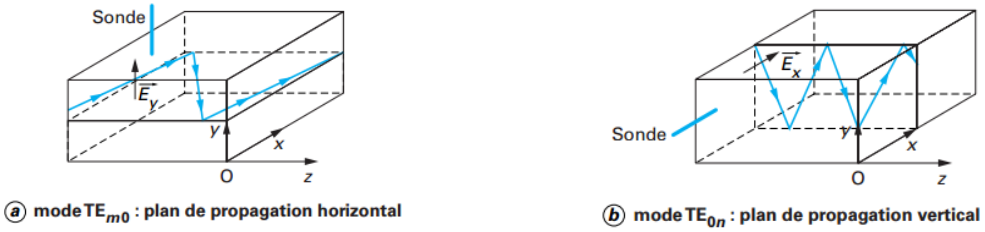
La propagation libre : On appelle propagation libre la propagation d'une onde dans toutes les directions et cela sans aucun support physique autre que le milieu de propagation (espace libre, vide, …).

La propagation guidée : On parle de propagation guidée dès qu'un support physique est utilisé pour canaliser les ondes électromagnétiques qui se propagent. On parle de guides d'ondes ou bien encore de lignes de transmission pour évoquer le support physique guidant les ondes. Les guides d'ondes rectangulaires ont été l'un des premiers supports de transmission utilisés pour transporter les ondes HF dans une seule direction. Aujourd'hui, ils sont encore utilisés dans de nombreuses applications nécessitant de fortes puissances et de faibles pertes. Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous nous intéresserons particulièrement aux structures à propagation guidée passives, assimilables à des tubes métalliques creux, pour leurs excellentes performances HF et la tenue en puissance qu'ils offrent.

ii. Caractérisation RF de la propagation guidée

Théoriquement, un guide d'onde volumique est un système de transmission qui assure la propagation d'une onde EM par réflexions multiples sur ses interfaces tout en la canalisant à l'intérieur du guide. Si le guide est métallique, les réflexions se font seulement sur des parois métalliques. Dans

le cas d'un guide d'onde diélectrique, les réflexions se font sur les surfaces séparant les différents diélectriques [60].



ⓐ mode TE_{m0} : plan de propagation horizontal

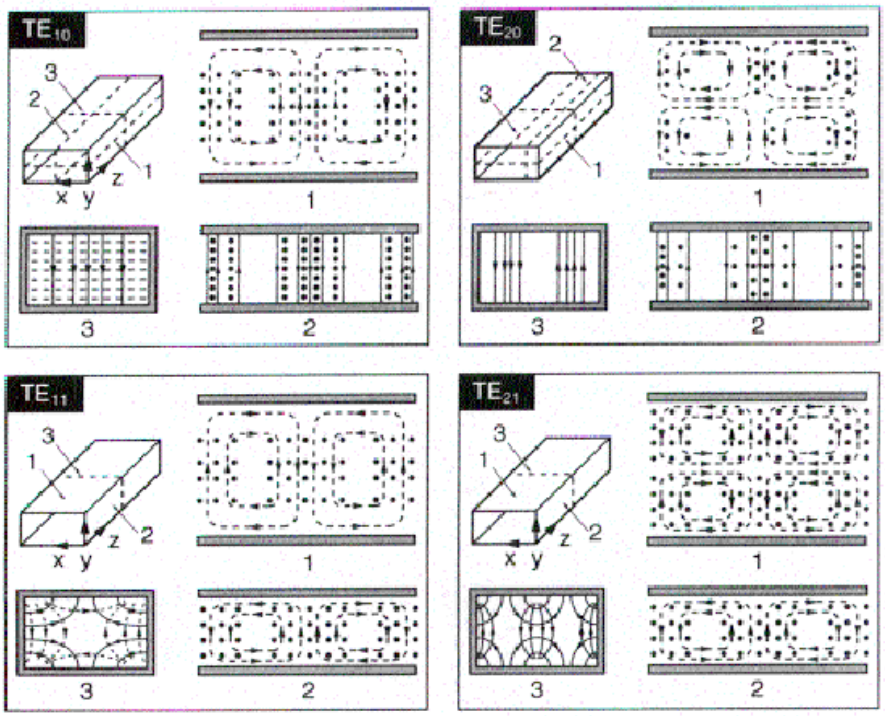
ⓑ mode TE_{0n} : plan de propagation vertical

Figure 16 : Propagation des ondes dans un guide d'ondes rectangulaire [61].

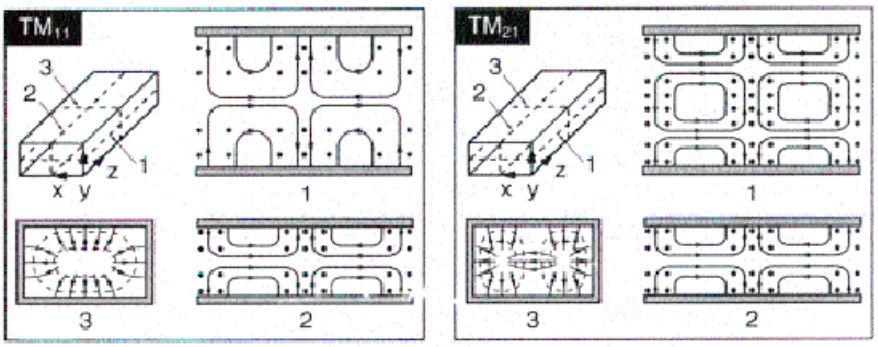
Le principe de la propagation dans un guide d'ondes rectangulaire est illustré à la Figure 16. Pour caractériser la propagation au sein de ces dispositifs, plusieurs données sont importantes, et nous les évoquons dans les paragraphes ci-dessous.

- **Fréquence de coupure :**

Un guide rectangulaire n'étant composé que d'un même conducteur, les modes de propagation TEM (transverse électro-magnétique) à fréquence de coupure nulle ne peuvent pas se propager. Cela signifie que seuls des signaux au-delà d'une certaine fréquence pourront être transmis à l'aide de ces supports. Ces fréquences d'apparition des modes de propagation sont obtenues par la résolution des équations de Maxwell et des conditions aux limites. Les solutions de l'équation de propagation dans le diélectrique (air) du guide et les conditions aux limites imposées par les parois conductrices, montrent que la propagation s'effectue selon des modes transverses électriques (TE_{mn}) et transverses magnétiques (TM_{mn}) comme illustré à la Figure 17, pour différents modes de propagation dans un guide rectangulaire.



(a)



(b)

Figure 17 : Configuration du champ EM pour différents modes de propagation dans un guide d'ondes rectangulaire de section a-b. (a) Modes TE_{mn}. (b) Modes TM_{mn}.

En solutionnant la relation fondamentale de la propagation guidée, il est possible de déterminer les fréquences de coupures (f_c) de chaque mode et qui correspondent aux fréquences à partir desquelles les modes peuvent se propager. La fréquence de coupure du 1er mode et celle du mode immédiatement supérieur définissent la bande passante (BP) du guide d'ondes dans laquelle le guide est monomode (Figure 18). L'équation 1 permet la détermination des fréquences de coupure en fonction des dimensions de la section transversale du guide d'ondes et du mode considéré défini par les indices m et n. Si la fréquence est inférieure à la f_c alors le mode est dit évanescent.

$$f_c = \frac{c}{2}\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \qquad (1)$$

Où « c » est la célérité de la lumière.

Le mode fondamental ou mode dominant (TE_{10}) et le mode correspondant à la plus petite fréquence de coupure f_c.

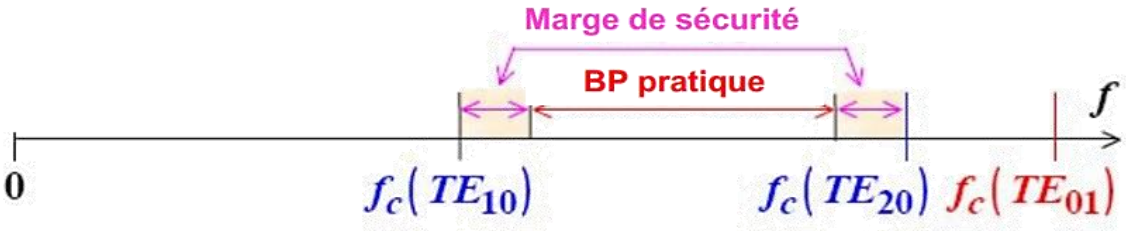


Figure 18 : Définition de la bande passante dans un guide d'ondes.

En pratique, une marge de sécurité d'à peu près 20% doit être prise en compte (Figure 18). D'où, la BP utile (réelle) est inférieure à celle du monomode. De cette façon, le mode TE_{10} est bien supérieur à la coupure et le mode supérieur (TE_{01} ou TE_{20}) est largement évanescent.

S'il est souvent important de s'assurer qu'un guide fonctionne en monomode, d'autres critères de qualité sont nécessaires.

- **Atténuation :**

L'atténuation dans un guide d'ondes traduit l'affaiblissement des signaux durant leur propagation le long du guide. Elle peut être causée par les pertes dans les diélectriques (α_d) ou les pertes dans le conducteur (α_c). L'atténuation totale est la somme des deux atténuations α_c et α_d. Dans le cas des guides d'ondes volumiques, l'atténuation due aux diélectriques est négligée lorsque le diélectrique est l'air ou le vide qui présentent une atténuation quasi nulle. L'atténuation causée par le conducteur, calculée par l'équation 2, dépend de la structure physique du guide, et doit donc être évaluée séparément pour chaque guide d'ondes.

$$\alpha_c = \frac{1}{2} \frac{P_{effet\ Joule}}{P_{transmise}} \tag{2}$$

Où $P_{effet\ joule}$ est la puissance dissipée par effet de joule dans les parois du guide d'ondes et $P_{transmise}$ la puissance transmise. L'atténuation est souvent caractérisée par les pertes d'insertion.

- **Pertes d'insertion :**

Les pertes d'insertion déterminée à l'aide de l'équation 3 sont fréquemment mesurées pour les liaisons HF. C'est un phénomène naturel qui se produit pour tout type de transmission électrique. Plus le guide d'ondes est long, plus les pertes sont importantes. Des pertes se produisent également au niveau de n'importe quel point de raccordement, comme les connecteurs ou les brides. Les pertes d'insertion sont généralement exprimées en décibels (dB). Elles doivent être un nombre positif puisqu'elle indique la quantité de signal perdu en comparant la puissance d'entrée et la puissance de sortie. En d'autres termes, les signaux sortants sont toujours plus faibles que les entrants. Plus le chiffre est faible, meilleures sont les performances du dispositif concernant les pertes d'insertions. Des pertes d'insertion de 0,1 dB sont préférables à des pertes d'insertion de 0,2 dB.

$$S_{12} = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_i}\right) \tag{3}$$

Où P_t est la puissance transmise et P_i la puissance incidente.

- **Pertes par réflexion :**

Un autre paramètre de performances fréquemment mesuré sur une connexion HF correspond au coefficient de réflexion. Il s'agit d'une mesure de la quantité d'énergie renvoyée vers la source par rapport à la quantité d'énergie incidente venant de cette source (équation 4). Le coefficient de réflexion est exprimé sous la forme d'un nombre négatif en décibels (dB). Plus le nombre est faible, meilleures sont les performances de réflexion. Un coefficient de réflexion de - 60 dB vaut mieux qu'un coefficient de réflexion de - 30 dB. Si aucune partie de l'énergie injectée à la source n'est renvoyée alors le coefficient de réflexion tendrait vers moins l'infini.

$$S_{11} = 10 \log\left(\frac{P_r}{P_i}\right) \tag{4}$$

Où P_r est la puissance réfléchie et P_i la puissance incidente.

Les pertes d'insertion et les pertes par réflexion sont caractérisées à l'aide des paramètres de répartition appelés paramètre S (*scattering parameters*) et donc le principe est illustré dans la Figure 19.

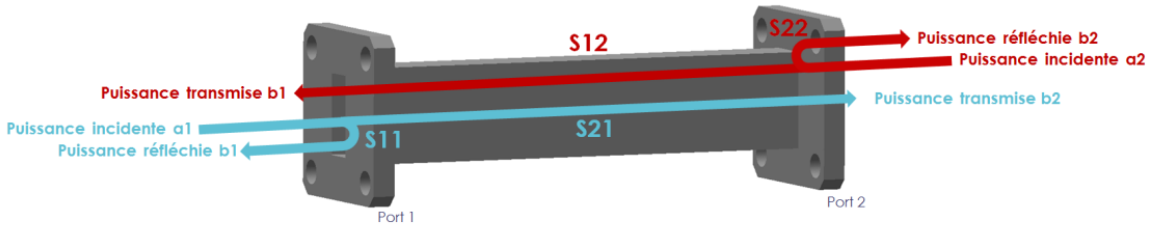


Figure 19 : Représentation des ondes incidentes et réfléchies aux ports d'un guide d'ondes et illustration des paramètres de répartition [62].

Si l'on considère un quadripôle, la matrice S de répartition lie les ondes incidentes de ce quadripôle aux ondes sortantes de ce quadripôle (Figure 20).

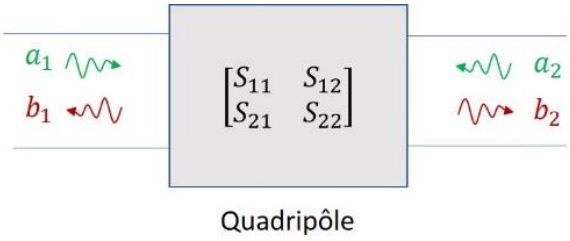


Figure 20 : Définition des paramètres de répartition d'un quadripôle.

Alors les ondes incidentes et sortantes du quadripôle sont liées par l'équation 5 :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

De manière générale, les paramètres S_{11} et S_{22} sont l'image des pertes par réflexion sur les accès du quadripôle et les paramètres S_{12} et S_{21} représentent les pertes d'insertion du quadripôle. Dans le cas des structures passives et réciproques et compte tenu de l'axe de symétrie pour un guide d'ondes, alors, $S_{11} = S_{22}$ et $S_{12} = S_{21}$.

Par la suite pour caractériser les performances RF des dispositifs étudiés notamment en termes de pertes, nous utiliserons les paramètres S qui peuvent être obtenus indifféremment par simulation électromagnétique ou bien par mesure à l'aide d'analyseurs de réseaux vectoriels.

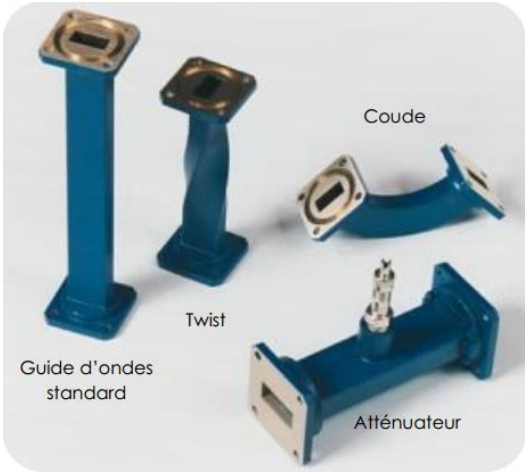


Figure 21 : Exemples de dispositifs en guides d'ondes rectangulaires [63].

En raison de la tendance à la miniaturisation et à l'intégration, la plupart des circuits HF modernes sont fabriqués en technologie planaire tels que les lignes microbandes plutôt qu'à base de guides d'ondes. Toutefois, les guides d'ondes sont encore nécessaires dans de nombreuses applications HF, notamment pour les systèmes HF à haute puissance comme les autodirecteurs radar et les systèmes de télécommunication par satellite. Dans cette thèse nous nous sommes uniquement intéressés aux dispositifs volumiques permettant la transmission de signaux RF de fortes puissances et l'aspect planaire ne sera donc pas abordé ici.

A part les composants RF permettant la transmission guidée d'information, il est nécessaire de caractériser les dispositifs permettant la transition entre des ondes guidées et rayonnées appelés généralement antennes.

iii. Caractéristiques des antennes à base de guides d'ondes

Les communications sans fil font partie des plus grandes contributions technologiques à l'humanité. Elles peuvent se définir comme la transmission d'information à une certaine distance, sans câble, fils ou autres supports que l'espace libre. Les antennes jouent un rôle fondamental dans les systèmes de communication sans fil. Elles peuvent être utilisées à la fois pour transmettre et recevoir de l'énergie. Généralement, la source d'émission (ou le récepteur) est reliée à l'antenne par une ligne de transport d'énergie qui est fréquemment une ligne coaxiale ou un guide d'ondes. L'histoire des antennes remonte à l'époque de James Maxwell, Heinrich Hertz et Guglielmo Marconi. Maxwell a exploré la théorie de l'électricité et du magnétisme et il est le premier physicien à estimer la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques par des calculs mathématiques grâce à ses célèbres équations de Maxwell [64]. En 1886, Hertz a validé le premier système de communication électromagnétique (EM) sans fil, devenant ainsi la première personne à envoyer et à recevoir des ondes radio. Quelques années plus tard, Marconi a réussi à envoyer des signaux à travers l'océan Atlantique en 1902. Ces réalisations ont contribué aux premiers pas dans le monde des communications sans fil. Depuis lors, les communications sans fil ont considérablement évolué et font désormais partie intégrante de nos vies. Le développement des antennes a également permis le développement des systèmes radars qui se basent sur la détection d'objets à partir de la réflexion d'ondes électromagnétiques.

Pour caractériser les antennes, il faut considérer plusieurs paramètres comme notamment le coefficient de réflexion qu'elles présentent, mais également leur capacité à diriger l'énergie qu'elles rayonnent dans une direction donnée. La fréquence à laquelle elles émettent et la bande passante associée sont également des caractéristiques importantes des antennes.

- **Adaptation de l'antenne :**

On définit la qualité d'adaptation d'une antenne en donnant son niveau de coefficient de réflexion, calculé par l'équation 6 qui lie les impédances du circuit RF en amont de l'antenne à l'impédance de celle-ci.

$$S_{11} = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \tag{6}$$

Où Z_e est l'impédance d'entrée et Z_c et l'impédance donas le port côté charge.

Pour des antennes métalliques, où on peut négliger les pertes conductrices, un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB est un bon départ.

- **Fréquence centrale et bande passante :**

La fréquence centrale de fonctionnement d'une antenne est la fréquence où ses pertes par réflexions sont minimales et son rayonnement est maximal. Cette fréquence de fonctionnement de l'antenne dépend de ses dimensions mais aussi des éléments HF qui lui sont ajoutés.

On associe souvent à cette notion de fréquence centrale de fonctionnement la notion de BP. La BP des antennes est la bande de fréquence autour de la fréquence centrale où les caractéristiques de l'antenne restent dans des normes acceptables par le cahier des charges. Cette BP dépend de l'adaptation mais également de la variation de la directivité et du gain des antennes et de la déformation des diagrammes de rayonnement. En règle générale, on donne la BP de l'antenne lorsque son coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB.

- **Directivité :**

La directivité mesure la capacité d'une antenne à transmettre de l'énergie dans une direction donnée. On dit qu'une antenne est directive quand elle concentre l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace. La directivité est calculée par l'équation 7.

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \phi)}{\eta P_a} \tag{7}$$

Où η est le rendement de l'antenne, $P(\theta, \phi)$ est la puissance rayonnée et P_a la puissance d'alimentation.

La notion de directivité des antennes ne prend pas en compte les pertes liées à l'antenne et c'est pourquoi il est nécessaire d'utiliser la notion de gain pour avoir une information sur les pertes.

- **Gain :**

Le gain d'une antenne est la traduction de son pouvoir d'amplification passif. Ce gain est calculé par le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction et la puissance de l'alimentation de l'antenne (Equation 8).

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \phi)}{P_a} \tag{8}$$

Où $P(\theta, \phi)$ est la puissance rayonnée et P_a la puissance d'alimentation.

La mesure du gain d'une antenne se fait souvent par rapport à une antenne de référence isotrope (on parle alors de gain isotrope) mais qui pratiquement est une antenne de type double électrique. Vu des applications attendues dans le cadre de cette thèse l'antenne de référence est une antenne cornet WR-62 (7,8 mm – 15,9 mm) en bande Ku et qui donne un gain de 20 dB.

L'ensemble des caractéristiques des composants RF (paramètres de répartition, bande passante, gain des antennes, …) seront utilisés par la suite pour évaluer les performances des dispositifs RF que nous avons fabriqués à l'aide du procédé DMLS.

Lors des phases de conception et de validation RF, nous avons utilisé principalement le logiciel de simulation électromagnétique HFSS basé sur la méthode fréquentielle des éléments finis [65]. Ce logiciel permet la détermination des paramètres S d'une structure à partir de la résolution des équations de Maxwell sur un espace fini et maillé. Ce type de logiciel permet également la

détermination des caractéristiques de rayonnement des antennes ainsi qu'une visualisation des phénomènes physiques comme la propagation des champs électromagnétiques dans la structure, ce qui est souvent d'une grande aide pour identifier d'éventuels problèmes de conception.

Avant de développer de nouveaux dispositifs en technologie DMLS il est intéressant d'analyser les travaux antérieurs sur le sujet. C'est l'objet du paragraphe suivant.

V. États de l'art sur la fabrication des dispositifs RF fonctionnels par la technique DMLS

La bibliographie sur le sujet de la FA pour l'électronique est actuellement abondante et en essor comme l'illustre les courbes d'évolution du nombre d'articles sur le sujet ces dernières années (Figure 22). Compte tenu du grand nombre d'articles sur la FA nous allons citer et présenter dans cette section que des travaux en relation avec la problématique de la thèse, c'est-à-dire la fabrication DMLS de composants hyperfréquences volumiques. Les travaux présentés dans ce paragraphe, sont classés selon le type de composants HF étudiés en commençant par les guides d'ondes puis les filtres volumiques et les antennes associées à leur excitation. Nous allons aussi montrer les problèmes de fabrication rencontrés par chaque équipe et les caractéristiques HF obtenues. De nouvelles méthodes de conceptions adaptées à la fabrication DMLS sont également évoquées. Ces travaux nous ont permis de bien cerner la problématique scientifique dans le cadre de cette thèse.

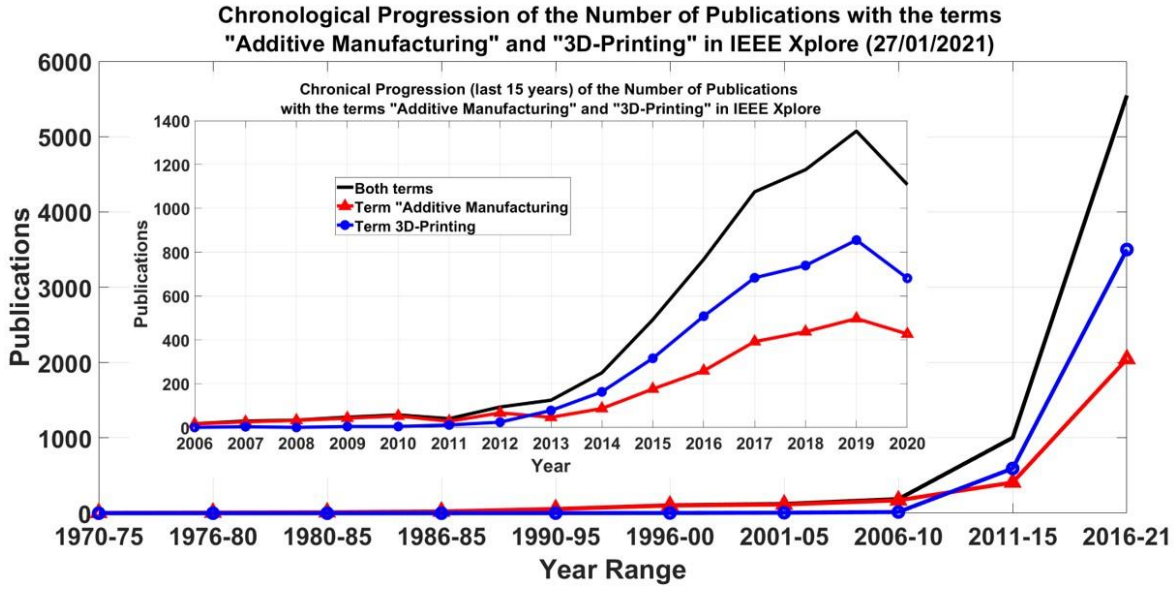


Figure 22 : Évolution du nombre d'articles concernant la fabrication additive ou l'impression 3D dans IEEE Xplore.

1. Guides d'ondes

i. Martin-Guennou et al. 2017 [66]

Dans [66] les auteurs ont effectué l'analyse de prototypes de guides d'ondes droits fonctionnant dans trois bandes de fréquences différentes. Les guides ont été fabriqués en technologie DMLS puis mesurés et comparés à des solutions commerciales. Les bandes de fréquences choisies correspondent

aux bandes Ku (12 - 18 GHz), (26,5 - 40 GHz) et Q (33 - 50 GHz). L'influence des paramètres machine lors de la fabrication a été étudiée pour deux configurations, un réglage standard « *non-smooth* » et un réglage lisse « *smooth* ». Deux orientations d'impression des prototypes par rapport à la plateforme d'impression ont également été étudiées. Les prototypes en alliage d'aluminium AlSi10Mg ont été fabriqués avec une machine de type EOS M280 sans subir d'opération de post-traitement.

Les résultats de mesures des paramètres S repris dans la Figure 23 montrent que l'orientation d'impression verticale donne les meilleurs résultats en termes de pertes d'insertion (S_{21}) et cela pour les trois bandes de fréquences étudiées. Les pertes d'insertion des guides fabriqués en DMLS sont de l'ordre de 1 à 2 dB/m, supérieures à celles d'un guide commercial. Ces écarts sont dus, en grande partie, à la rugosité de surface engendrée par la technique DMLS. L'adaptation la plus défavorable est obtenue pour le guide d'ondes en bande Q avec un niveau de l'ordre de -21 dB.

Les deux réglages machine ont été testés pour le guide d'ondes en bande Q. Pour une orientation verticale, le guide d'ondes construit avec un réglage machine lisse a présenté des pertes d'insertion inférieures de celui fabriqué avec le réglage standard. Sachant que le réglage lisse, comme son nom l'indique, offre à la fin du procédé de fabrication DMLS des surfaces moins rugueuses que le réglage standard.

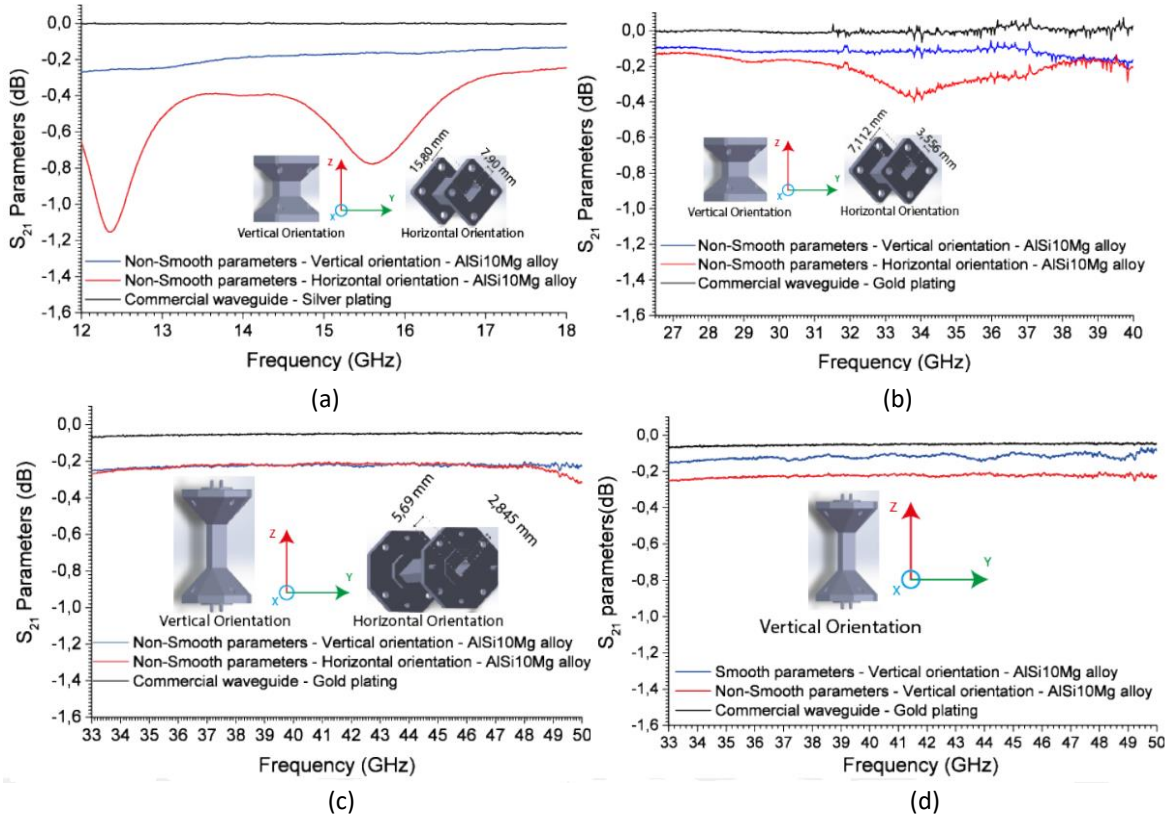


Figure 23 : Pertes d'insertion des guides d'ondes étudiés : solution commerciale et guides fabriqués pour chaque bande de fréquence.
(a) Bande Ku : Orientation verticale et horizontale avec un réglage non lisse ;
(b) Bande Ka : Orientation verticale et horizontale avec un réglage non lisse ;
(c) Bande Q : Orientation verticale et horizontale avec un réglage non lisse ;
(d) Bande Q : Orientation verticale avec des réglages non lisses et lisse.

ii. *Verploegh et al. 2017 [39]*

Dans cette étude les auteurs examinent l'effet de deux procédés de FA sur les performances HF. La Figure 24 présente les sept guides d'ondes WR-10 (2,54 mm × 1,27 mm) en bande W (75 - 110 GHz) que les auteurs ont réalisés. Six guides d'ondes ont été fabriqués par le procédé de fabrication DMLS en considérant divers matériaux comme l'aluminium, le nickel-chrome, l'acier maraging (MS), le cuivre et un guide d'ondes fabriqué par le procédé de fabrication SLA puis métallisée en cuivre (MCP).



Figure 24 : Guides d'ondes WR-10 de 10 cm de longueur réalisés avec différents matériaux. De gauche à droite : MCP, GRCop-84 (Cu), Inconel 625 (Ni), 3 AlSi10Mg avec différents paramètres machine et MS.

Les performances HF présentées dans la Figure 25, ainsi que les écarts dimensionnels au niveau des ouvertures illustrés sur la Figure 26 montrent ce qui suit.

- L'atténuation mesurée à 92,5 GHz varie de 5,5 dB/m pour les guides d'ondes en plastique métallisé à 36,9 dB/m pour l'alliage de nickel.
- L'adaptation est inférieure à -10 dB pour tous les guides d'ondes.
- Le guide fabriqué en SLA puis métallisé est trop fragile dans les environnements exigeants, mais ses pertes sont très faibles (~ 7,72 dB/m) ;
- L'alliage de cuivre (GRCop-84) est trop souple et ne peut difficilement être utilisé avec des contraintes mécaniques, et les dimensions obtenues ne sont pas précises ;
- L'alliage de nickel (Inconel 625) est ductile, mais les pertes sont élevées (~ 37 dB/m) ;
- Le MS a une bonne précision dimensionnelle avec des pertes un peu plus élevées que l'alliage de nickel ;
- L'alliage d'aluminium AlSi10Mg_A3 (cf. Figure 26 (d)), qui a été fabriqué avec une densité d'énergie plus élevée à une forme arrondie.
- L'alliage d'aluminium AlSi10Mg_A2 est le plus performant en ce qui concerne la précision dimensionnelle, mais présente un peu de pertes (~ 11,36 dB/m).

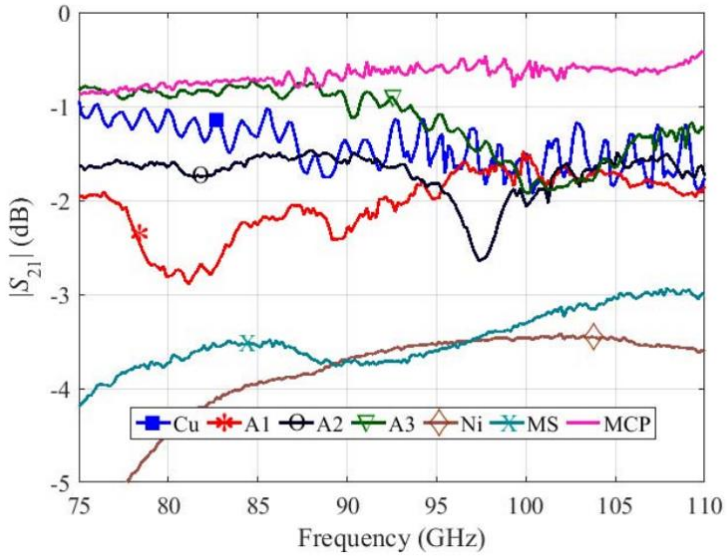


Figure 25 : Pertes d'insertion des différents guides d'ondes WR-10.

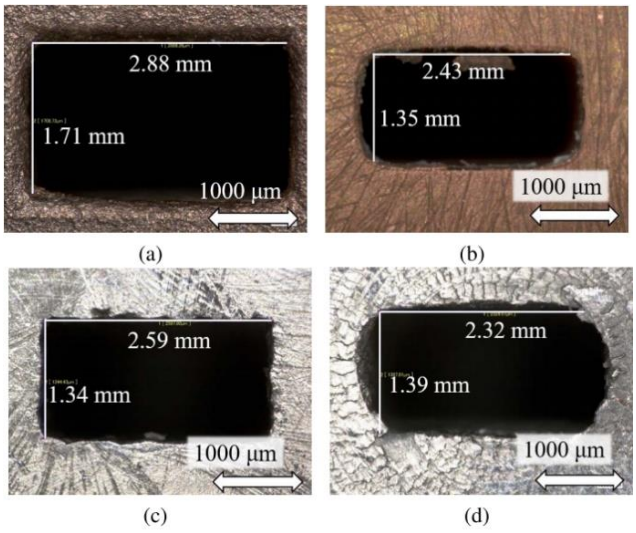


Figure 26 : Ecart dimensionnel au niveau de la section transversale des guides d'ondes pour (a) Cu, (b) MCP, (c) AlSi10Mg A2, et (d) AlSi10Mg A3. La section transversale désirée est 2,54 mm × 1,27 mm.

Enfin, l'alliage d'aluminium AlSi10Mg_A2 et le MS restent un bon choix pour la FA métallique des dispositifs RF. Toutefois, les pertes HF restent encore importantes.

iii. *Kilian et al. 2017 [67]*

Dans cette publication les auteurs présentent plusieurs études concernant des composants de type guide d'ondes obtenus en fabrication additive. Les études portent sur de nouveaux concepts de guide et notamment les guides elliptiques qui présentent des pertes ohmiques, calculées numériquement, inférieures de 13% par rapport à celles d'un guide d'ondes rectangulaire standard (Figure 27). La fabrication des guides d'ondes elliptiques par usinage classique est coûteuse et très délicate, c'est pourquoi ce type de guides d'ondes est rarement utilisé dans les applications spatiales. Cependant, les formes elliptiques peuvent en effet être utilisées en FA (Figure 28). Toutefois, cette solution exige le changement de toute la chaine de mesure HF (VNA, transitions en guide d'ondes …).

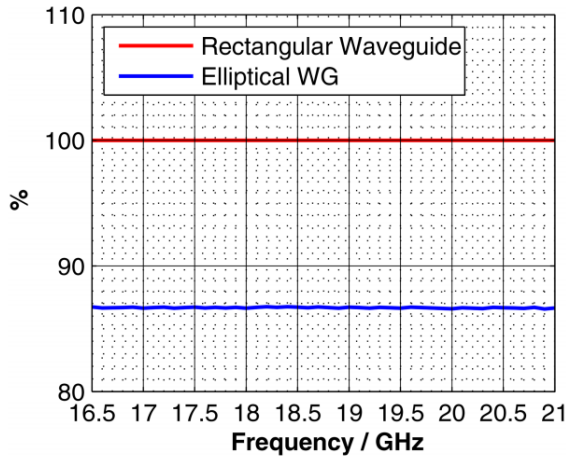


Figure 27 : Comparaison des pertes ohmiques entre guides d'ondes rectangulaire et elliptique en bande K.

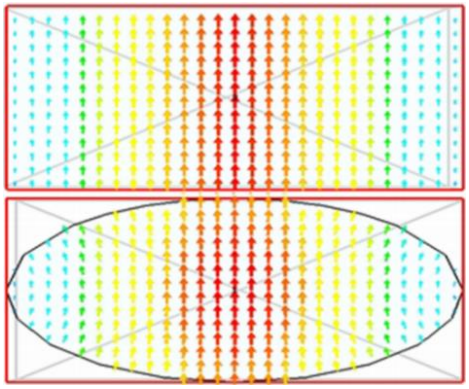


Figure 28 : Modes fondamentaux d'un guide d'ondes rectangulaire (en haut) et elliptique (en bas).

La Figure 29 montre un exemple de composant guide d'ondes de forme complexe analysé par les auteurs et réalisé par le procédé de fabrication DMLS. Ce dispositif a pour objectif de réaliser l'interface entre l'alimentation et la charge utile pour un montage sur mesure (*Make-to-fit waveguide*). Ce dispositif ne peut être fabriqué simplement que si l'on utilise la FA.

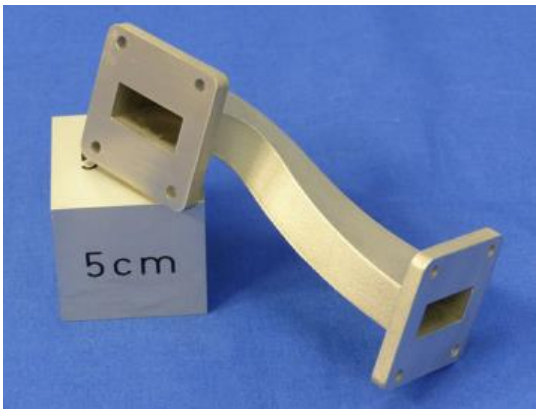


Figure 29 : Guide d'ondes pour un montage sur mesure réalisé par le procédé DMLS.

Parmi les dispositifs également étudiés dans ce papier, nous trouvons un guide d'ondes en méandre (Figure 30) de section transversale rectangulaire et de longueur de 2530 mm. Ce guide a été fabriqué sur une machine EOS 400. Comme l'EOS 400 est limité à 400 mm × 400 mm × 400 mm, le méandre utilise l'espace disponible de manière optimale et les coudes du méandre ont été soigneusement optimisés pour permettre une réflexion minimale. La Figure 31 montre l'atténuation mesurée. Les valeurs de l'atténuation du méandre sont comprises entre 0,4 et 0,5 dB/m, l'atténuation typique pour les guides d'ondes commerciaux (Guides d'ondes plats) se situe entre 0,21 et 0,25 dB/m, par conséquent, l'atténuation des guides d'ondes DMLS vaut le double.



Figure 30 : Guide d'ondes en méandre réalisé par le procédé DMLS.

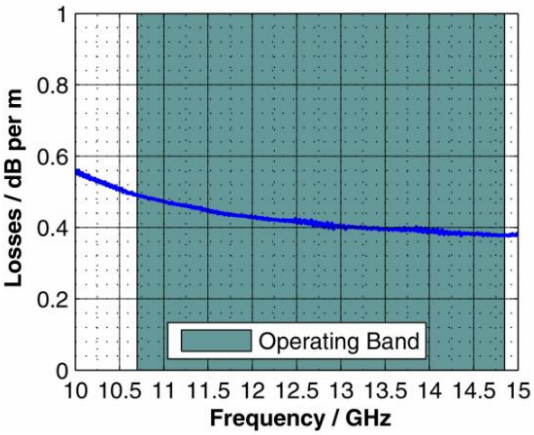


Figure 31 : Atténuation du guide d'ondes en méandre.

L'ensemble de ces études montrent que la réalisation à partir du procédé DMLS de fonctions RF de base est largement envisagée dans la littérature. Certains aspects complémentaires à ces études seront néanmoins abordés dans le prochain chapitre de cette thèse.

Outre les fonctions RF élémentaires comme les guides d'ondes, on peut trouver dans la littérature des exemples de dispositifs volumiques plus complexes et plus fonctionnels réalisés en fabrication additive métallique.

2. Filtres volumiques innovants

i. Calignano et al. 2019 [68]

Profitant de la liberté de design offerte par la FA, de nouvelles formes de filtres peuvent être envisagées. A titre d'exemple, la Figure 32 (a) montre la géométrie d'un filtre passe-bas d'ordre cinq conçu pour fonctionner dans la bande K_u - K. Le filtre est constitué de différentes cavités rectangulaires qui ont été conçues pour être fabriquées avec les techniques d'usinage conventionnelles. Pour réaliser ce filtre avec le procédé de fabrication DMLS, il est nécessaire de l'orienter sur la plate-forme d'impression avec des angles de 45° par rapport à la direction de construction, c'est-à-dire l'axe z, car les surfaces en surplombs pourraient s'affaisser pendant la construction. Ainsi, l'orientation correcte du filtre est montrée dans la Figure 32 (b). Cependant, cette orientation augmente la rugosité de surface et diminue la précision de fabrication vis-à-vis de l'orientation verticale.

Les auteurs proposent une solution plus efficace pour pallier ces problèmes. Ils ont reconçu le filtre pour qu'il soit réalisable avec une orientation verticale. Comme cela, la rugosité de surface reste faible et la fabrication est plus précise. Dans le cadre de cette étude, les auteurs ont appliqué cette approche à un filtre passe-bas d'ordre six en bande K_u - K. Le design obtenu est présenté dans la Figure 33-a et l'orientation sur le plateau d'impression retenue est illustrée Figure 33-b.

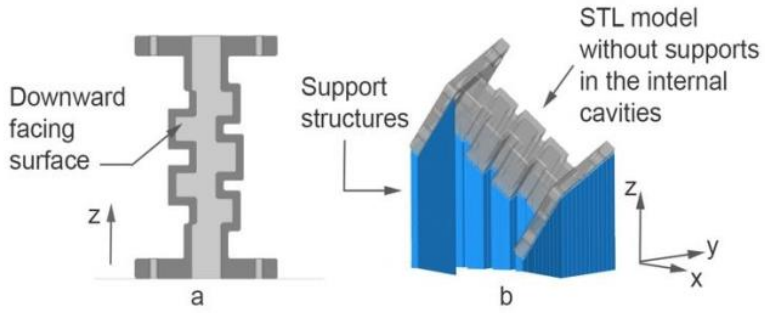


Figure 32 : Filtre passe-bas d'ordre cinq en bande K_u - K. (a) Section transversale du filtre (b) Orientation du filtre sur la plateforme d'impression.

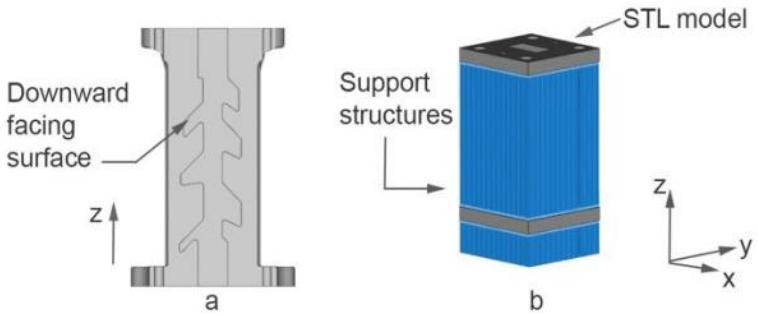


Figure 33 : Filtre passe-bas d'ordre six en bande K_u - K. (a) Section transversale du filtre (b) Orientation du filtre sur la plateforme d'impression.

Les deux prototypes ont été fabriqués sur une machine EOSINT M270 avec un alliage d'aluminium AlSi10Mg. Les deux prototypes offrent des performances presque identiques, mais tous deux montrent un décalage de fréquence. Pour cette raison, une optimisation des paramètres du procédé de fabrication DMLS a été effectuée afin de minimiser les écarts. Le processus d'optimisation a été répété jusqu'à atteindre une erreur de fabrication inférieure à 0,08 mm avec une très faible rugosité de surface.

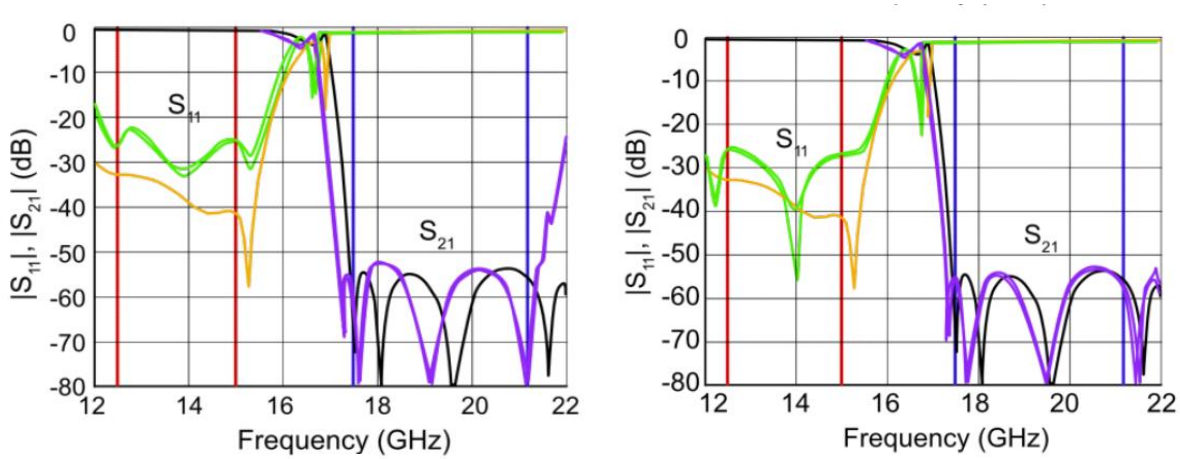


Figure 34 : Résultats de mesure du filtre passe-bas d'ordre six en bande K_u - K. (a) Prototype fabriqué avant le réglage des paramètres machine (b) Prototype fabriqué après le réglage des paramètres machine.

Sur la

Figure 34 sont illustrés les comparaisons entre les paramètres S mesurés et simulés. Les lignes pleines vertes et violettes correspondent aux paramètres mesurés, les lignes jaunes et noires correspondent aux paramètres simulés. Les lignes verticales rouges et bleues permettent de visualiser respectivement la bande passante (12,5 - 15,0 GHz) et la bande rejetée (17,5 - 21,2 GHz). Les résultats de mesures prouvent l'efficacité de l'optimisation des paramètres d'impression, bien qu'un agrandissement résiduel des dimensions du guide d'ondes n'ait pas encore été compensé.

Néanmoins, tous les prototypes de filtre, tels qu'ils sont, répondent aux exigences typiques des communications par satellite, en particulier, une adaptation inférieure à -25 dB dans la bande passante et une atténuation supérieure à 50 dB dans la bande rejetée.

Par ailleurs, le choix d'une géométrique adaptée à la fabrication verticale a entraîné une augmentation du poids de 27 g à 76 g. Par conséquent, le profil extérieur du filtre a été optimisé, comme indiqué sur la Figure 35 afin d'obtenir un prototype léger tout en conservant les performances HF du filtre. D'après les résultats de mesures illustrés sur la Figure 36, le filtre fournit des performances HF identiques à celles du filtre précédent avec une réduction de poids de l'ordre de 50% (40 g).

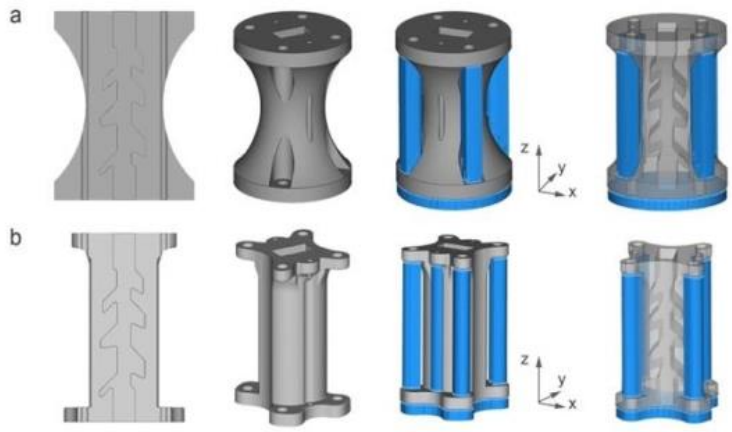


Figure 35 : Filtre passe-bas d'ordre six en bande K_u - K. (a) Premier profil optimisé (b) deuxième profil optimisé.

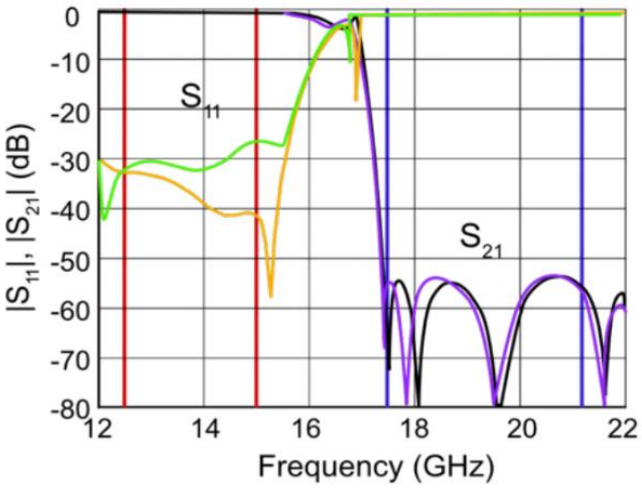


Figure 36 : Résultats de mesure du filtre passe-bas d'ordre six en bande K_u - K après l'optimisation du poids.

ii. *<u>Peverini et al. 2018 [69]</u>*

Les systèmes HF nécessitent des circuits en guide d'ondes compact pour mettre en œuvre plusieurs fonctionnalités. Peverini et al présentent l'intégration de plusieurs fonctions HF en un seul bloc. Cette conception est rendue possible grâce au procédé de fabrication DMLS. L'assemblage de base est illustré sur la Figure 37 et regroupe un coude en plan H, un filtre passe-bas d'ordre neuf et un twist de 90 degrés dans la bande K_u – K (12 GHz à 22 GHz).

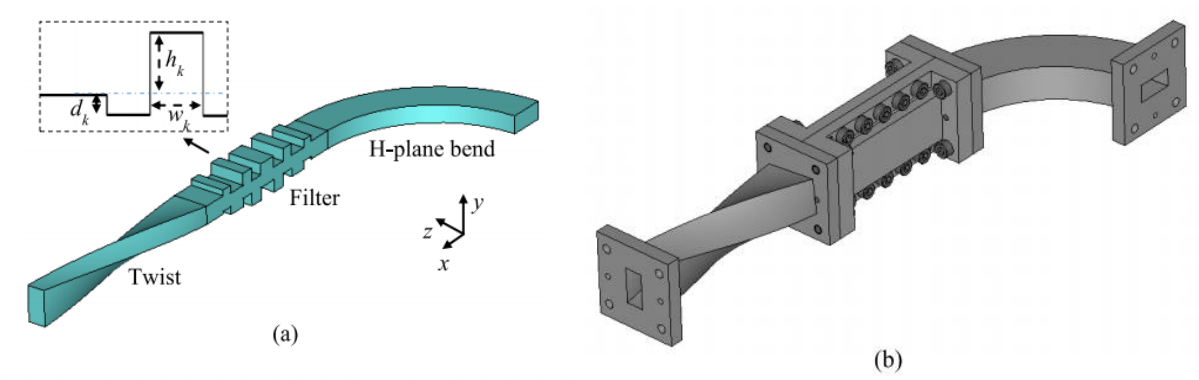


Figure 37 : Structure en guide d'ondes WR-51 constitué d'un coude de 90° dans le plan H, d'un twist de 90° et d'un filtre passe-bas. (a) Structure interne avec géométrie détaillée du filtre (b) Assemblage mécanique.

Le filtre d'ordre neuf a été conçu pour avoir une adaptation inférieure à - 30 dB dans la bande passante (de 12,5 à 15 GHz), et une atténuation supérieure à 60 dB dans la bande rejetée (de 17,5 à 21,2 GHz).

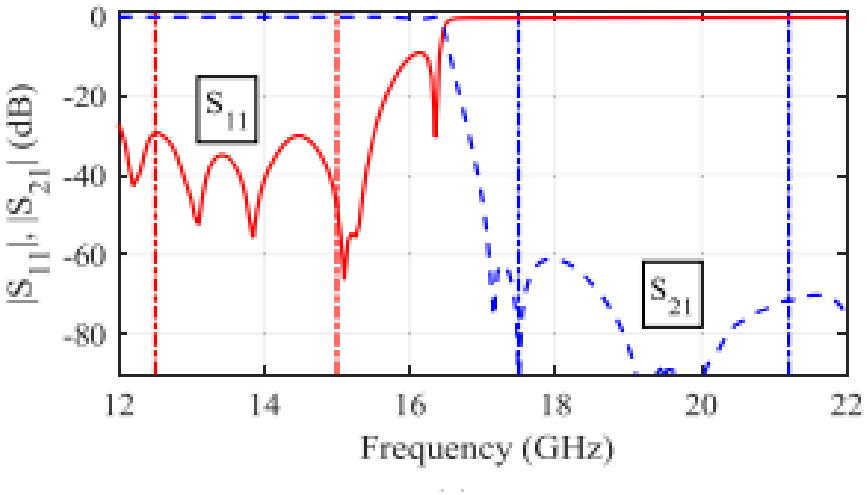
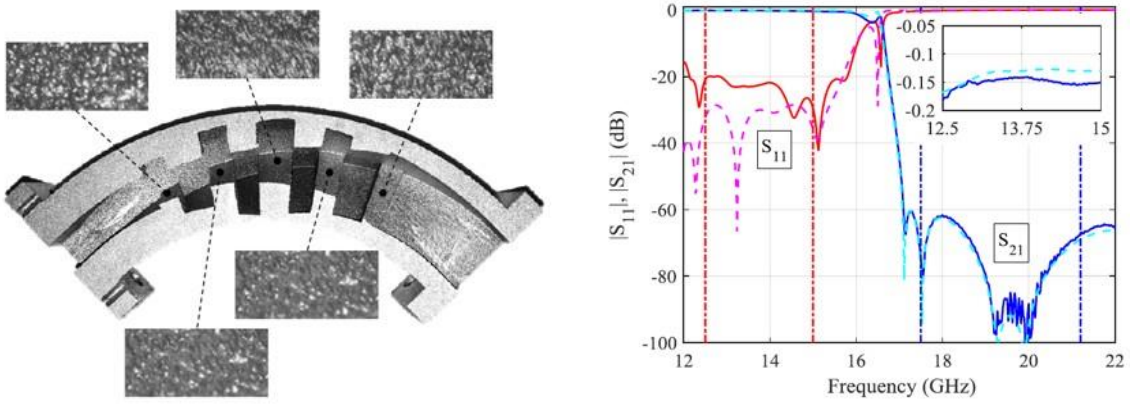


Figure 38 : Paramètres S mesurés du filtre passe-bas assemblé.

Le coude en plan H avec un rayon de courbure de 50 mm a été conçu pour avoir une adaptation inférieure à -40 dB sur toute la bande, alors que la longueur du twist a été fixée, en simulation, à 80 mm afin d'obtenir une adaptation inférieure à -30 dB sur toute la bande.

Sur la Figure 38 sont présentés les résultats de mesure de la structure assemblée. Les lignes verticales en pointillés rouges et bleus indiquent, respectivement, la bande passante et la bande rejetée. L'adaptation est inférieure à -30 dB ; les pertes d'insertion et la réjection sont respectivement supérieures à 0,3 dB et 60 dB. La longueur du montage est d'environ 210 mm et le poids du prototype en alliage d'aluminium AlSi10Mg est de 140 g (sans vis de montage). Néanmoins, il est possible d'utiliser des configurations plus compactes afin d'alléger la structure et gagner de l'espace. Sa mise en œuvre n'est pas adaptée aux procédés d'usinages conventionnels, et pour cela la technique DMLS a été exploitée dans ce travail afin d'intégrer les trois fonctions HF en un prototype monolithique.



(a) (b)

Figure 39 : Filtre passe-bas compact, twisté et courbé. (a) Prototype en alliage d'aluminium AlSi10Mg (b) Comparaison entre les paramètres S mesurés (lignes pleines) et simulés (lignes pointillées) du prototype ayant un rayon de courbure de R = 50 mm.

Un filtre passe-bande d'ordre neuf a été conçu dans un guide d'ondes droit WR-51 (12,95 mm × 6,47 mm). Par la suite, le filtre a été modifié de manière à s'adapter au coude en plan H, ainsi qu'au

twist de 90 degrés (Figure 39 (a)). Les résultats de mesure illustrés sur la Figure 39 (b) montrent que le prototype avec un rayon de courbure de 50 mm fournit des résultats qui présentent une bonne concordance avec ceux simulés. Une adaptation inférieure à -20 dB et un rejet inférieur à - 60 dB ont été obtenus. La longueur du prototype est de 70 mm avec un poids de 70 g.

Tableau 3 : Performances HF mesurées des filtres pour différents rayons de courbure.

R (mm)	Return loss (dB)	Insertion loss (dB)	Power dissipation (dB)	Rejection (dB)	Weight/ volume reduction
50	≥ 20	≤ 0.20	≤ -14.1	≥ 60	60%
40	≥ 25	≤ 0.15	≤ -14.8	≥ 60	65%
30	≥ 21	≤ 0.16	≤ -15.3	≥ 60	70%

Le Tableau 3 regroupe les résultats de mesures pour les trois rayons de courbure (30 mm, 40 mm et 50 mm). Les résultats de mesure du dispositif avec un rayon de courbure de 40 mm sont les plus proches des résultats de simulation de la structure assemblée.

Finalement, les filtres compacts twistés et courbés en bande K_u - K décrits dans cette étude prouvent la capacité prospective du procédé de fabrication DMLS, pour la miniaturisation des dispositifs en guide d'ondes destinés aux communications terrestres et spatiales.

3. Antennes à base de guide d'ondes à fentes

Le procédé de fabrication DMLS peut également apporter des solutions innovantes et des voies d'optimisations de structure antennaire et nous allons l'illustrer ci-après.

i. Guennou-Martin et al. 2017 [70]

Dans cette étude, une antenne conformée à base de guides d'ondes à fentes (SWA) en bande K_u a été conçue et réalisée par procédé de fabrication DMLS. L'antenne en alliage d'aluminium AlSi10Mg a été fabriquée au moyen d'une machine EOS M280. L'antenne, illustrée sur la Figure 40 (a), est alimentée par un guide d'ondes conformé, composé de fentes de couplages inclinées et centrées sur sa grande surface. Les dimensions des fentes, notamment leur précision de fabrication, sont indiquées dans le Tableau 4. La Figure 40 (b) présente des photos du prototype fabriqué. Le réglage des paramètres machine non lisse a été utilisé lors de la fabrication. Ce réglage consiste en une grande vitesse de balayage du faisceau laser, ce qui permet de préserver les arêtes vives. Néanmoins, cette stratégie conduit à une rugosité de surface plus élevée.

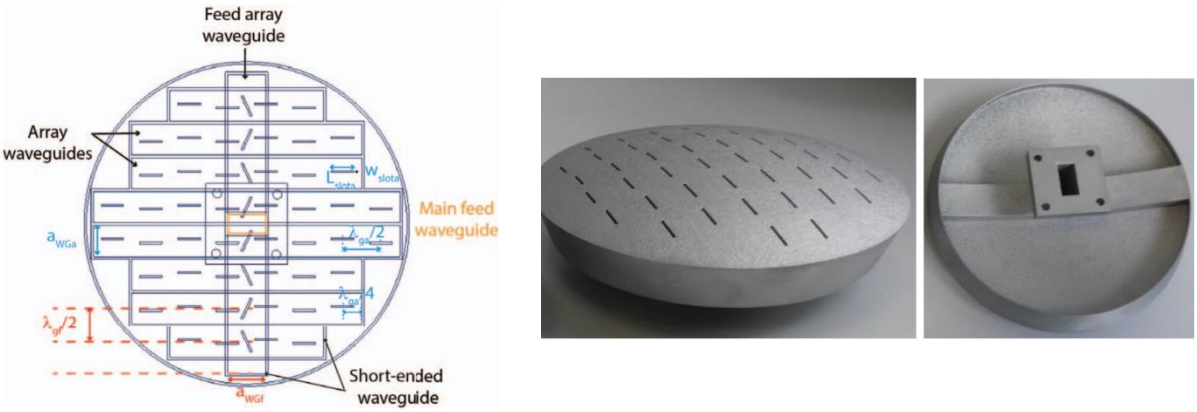


Figure 40 : Antenne SWA. (a) Caractéristiques géométriques de l'antenne conçue. (b) Photographes de l'antenne imprimée.

L'orientation de la pièce dans l'imprimante a été choisie de sorte à minimiser l'affaissement des géométries internes, en particulier les fentes de couplage. Par conséquent, l'antenne a été inclinée par rapport à la plate-forme de 45°, comme présenté dans la Figure 41.

Tableau 4 : Comparaison entre les dimensions simulées et mesurées des fentes imprimées.

	Simulation	**Fabrication**	**Dimension variation between simulation & fabrication (mm)**
L_{slota} (mm)	L_{slota}	$L_{slota}+\Delta L_{slota}$	$0<\Delta L_{slota}<0.2$
w_{slota} (mm)	w_{slota}	$w_{slota}+\Delta w_{slota}$	$0.1<\Delta w_{slota}<0.3$
a_{wg} (mm)	15.8	15.7	-0.1
b_{wg} (mm)	7.9	7.9	0

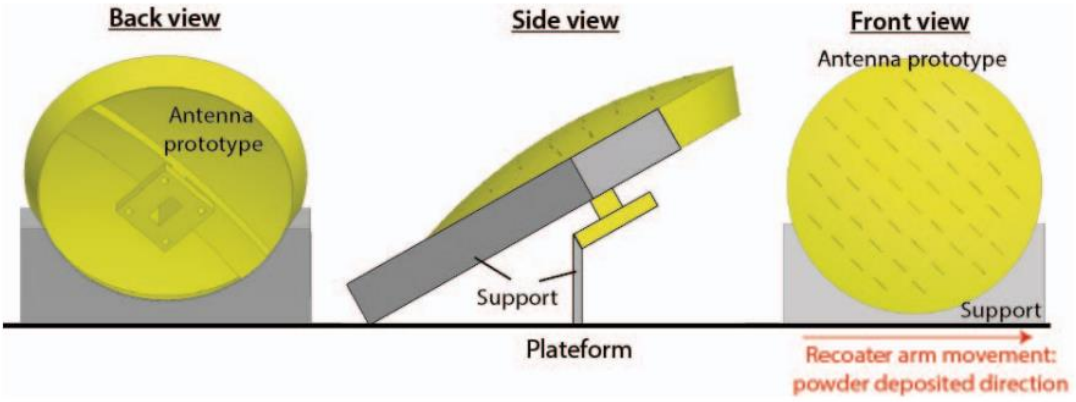
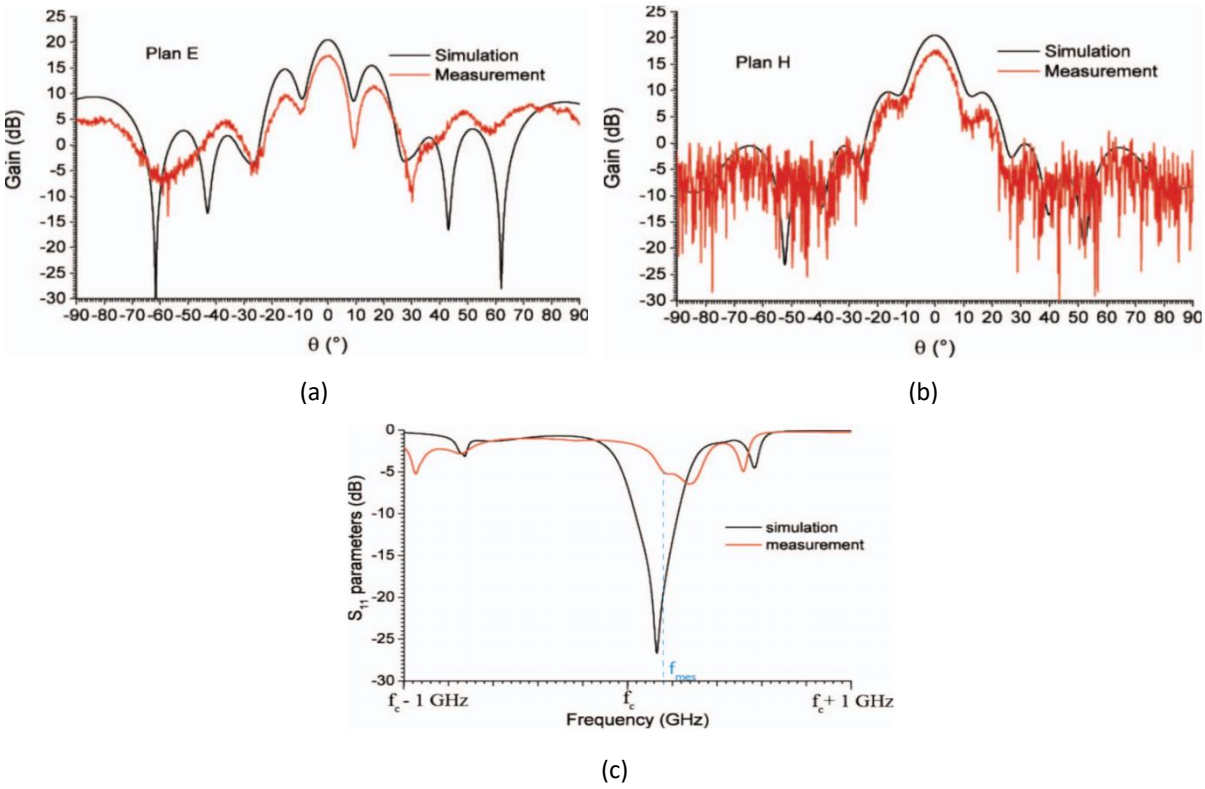


Figure 41 : Schéma de la stratégie d'orientation de l'antenne SWA.

Les résultats de mesures et de simulations sont illustrés dans la Figure 42. Le gain mesuré de l'antenne vaut ~17,5 dB contre ~20,5 dB en simulation. L'adaptation mesurée est d'environ -5,2 dB contre -19,5 dB en simulation.

Ces différences s'expliquent par les écarts directionnels observés. Ainsi, la déformation des fentes entraîne un changement de la largeur de la bande passante de l'antenne, et la variation de la longueur des fentes entraîne un décalage de la fréquence de résonance vers des valeurs plus élevées. Ces imperfections ont été constatées sur presque toutes les fentes, notamment celles en surplombs. Ces défauts peuvent être minimisés en utilisant une démarche de conception qui prend en compte l'orientation de tous les éléments de l'antenne lors du procédé de fabrication DMLS.



(a) (b)

(c)

Figure 42 : Résultats de mesure et de simulation de l'antenne SWA en bande K_u. (a) Gain mesuré et simulé en plan E (b) Gain mesuré et simulé en plan H (c) Adaptation mesurée et simulée.

ii. *Huang et al. 2017 [71]*

L'objectif des auteurs de cette publication est la réalisation d'une antenne mono-pulse pour des applications radar. Une antenne mono-pulse est une antenne réseau dont la surface est divisée en quatre quadrants d'émission indépendants. Les éléments de chaque quadrant peuvent émettre avec une phase différente de ceux des autres quadrants et donc couvrir une partie de l'espace différent. Les retours provenant des quatre secteurs sondés peuvent être additionnés ou soustraits pour déterminer la position exacte de la cible.

Dans cette étude les auteurs ont développé et conçu un nouveau système tridimensionnel complexe en bande K_u avec l'objectif d'un haut niveau de compacité. Un comparateur mono-pulse large bande a été développé et intégré en tant que circuit arrière dans le système mono-pulse (antenne plus comparateur HF). Un prototype du système mono-pulse en alliage d'aluminium AlSi10Mg a été réalisé par le procédé de fabrication DMLS avec la machine EOSINT M280 (Figure 43). La taille du système est de 240 mm × 240 mm × 37,85 mm avec un poids total de 610 g.

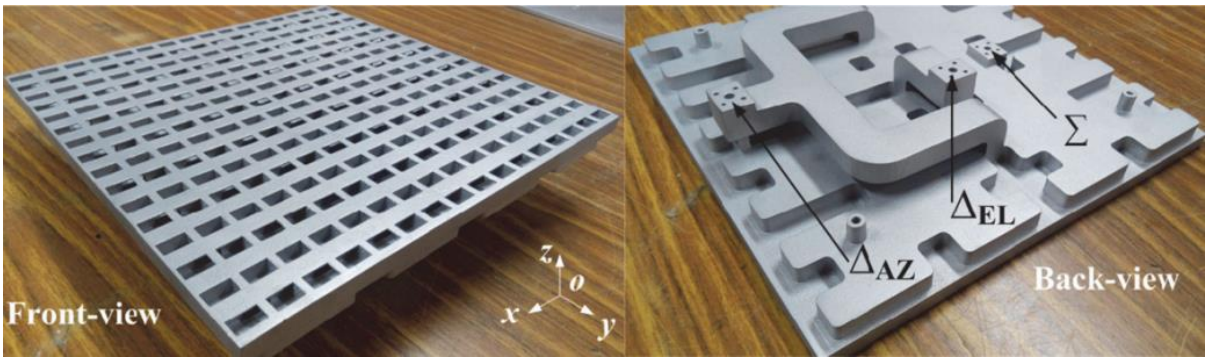


Figure 43 : Photographes du système mono-pulse complet.

Les résultats de mesure de l'adaptation et de l'isolation des différents ports de l'antenne mono-pulse réalisée sont présentés Figure 44. Le système mono-pulse peut couvrir une bande opérationnelle de 14,15 à 16,1 GHz, ce qui est équivalent à une largeur de bande relative de 12,9%. Pour les ports Σ, Δ_{EL} et Δ_{AZ}, l'isolation entre chacun des deux ports est supérieure à 30 dB.

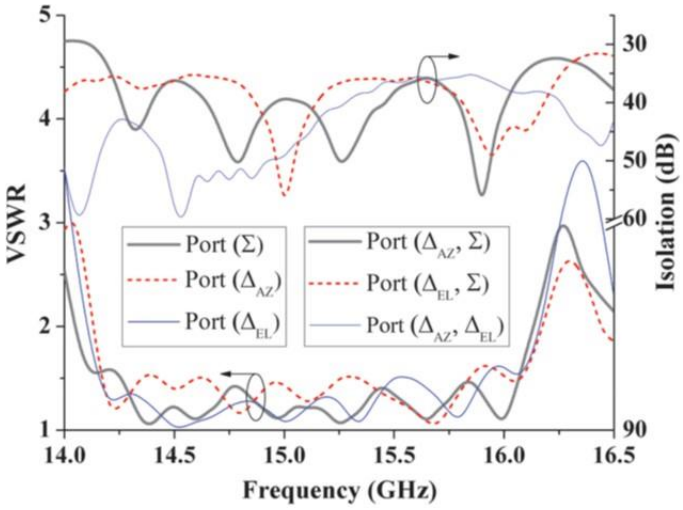


Figure 44 : Adaptation et isolation des différents ports de l'antenne mono-pulse.

Sur la Figure 45, les diagrammes de sommes (Σ) et de différences (*Δ*), dans les plans E (élévation) et H (Azimut) sont présentés. Pour les diagrammes de sommes, les faisceaux sont de haute directivité et symétriques par rapport aux fréquences centrales, avec des lobes latéraux d'environ -14 dB et une cross-polarisation inférieure à -30 dB. Pour les diagrammes de différences, le déséquilibre d'amplitude entre les deux lobes est inférieur à 0,2 dB et la cross-polarisation est inférieure à -30 dB. Enfin, une excellente concordance entre les résultats de simulations et les résultats de mesures a été obtenue.

Le système mono-pulse à une efficacité supérieure à 90% sur la majorité de la bande opérationnelle. Ceci est une amélioration considérable par rapport aux systèmes mono-pulse fabriqués par les méthodes d'usinage conventionnelles, où l'efficacité est généralement inférieure à 75%.

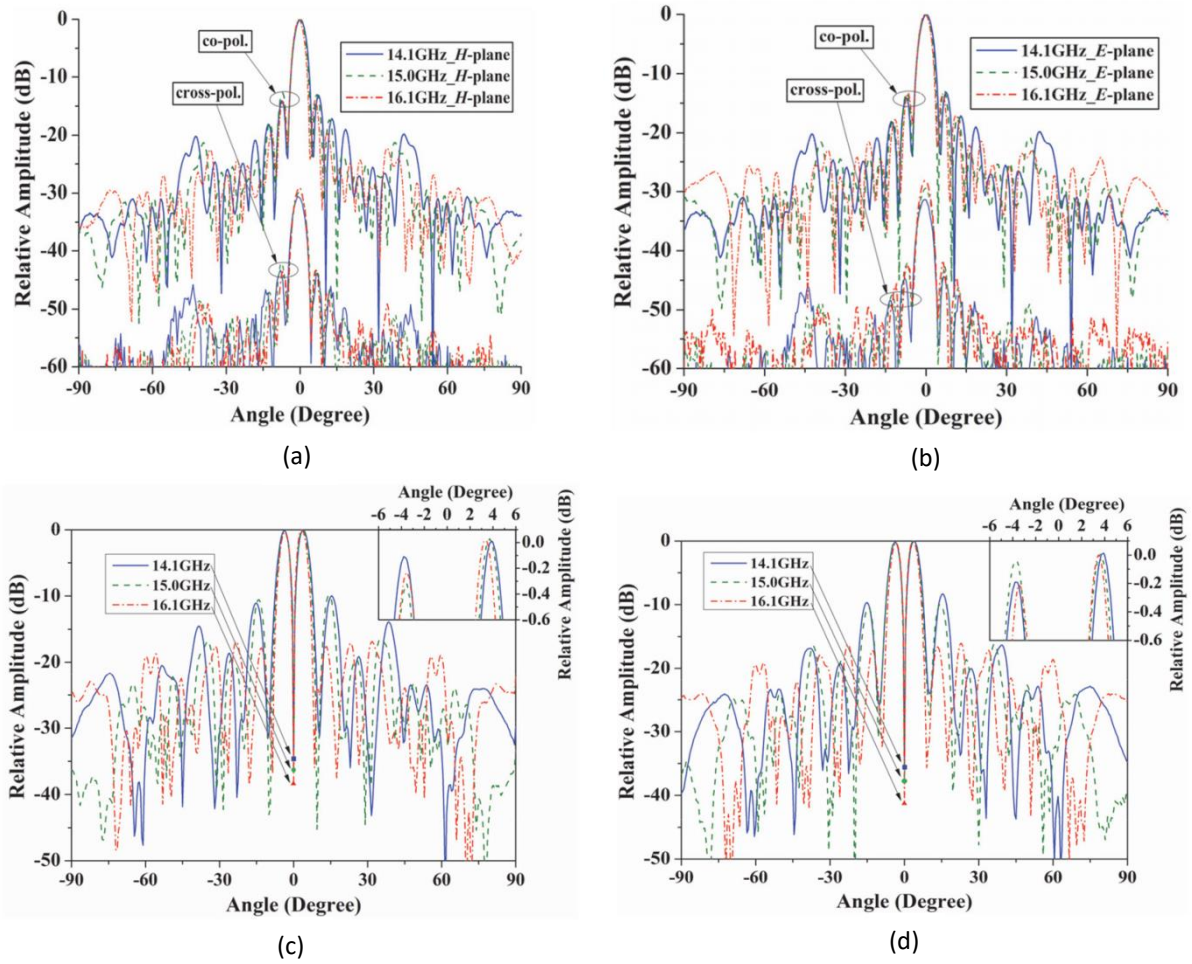


Figure 45 : Résultats de mesures du système mono-pulse. (a) Diagramme de somme mesuré dans le plan H (b) Diagramme de somme mesuré dans le plan E (c) Diagramme de différence mesuré dans le plan H (d) Diagramme de différence mesuré dans le plan E.

Finalement, cette étude montre bien que le procédé de fabrication DMLS est un moyen simple et efficace pour la réalisation de structures HF complexes. Il s'agit d'une technique de fabrication prometteuse pour la réalisation des antennes complexes à base de guides d'ondes. Ce travail a été le premier à achever une telle amélioration des performances HF avec la FA.

4. Conclusion sur l'étude bibliographique

Les études reportées dans cette partie de manuscrit montrent bien l'intérêt que présente la technique DMLS pour la fabrication des dispositifs RF fonctionnels. Néanmoins, des travaux qui montrent les causes des décalages systématiques observés entre les simulations et mesures HF n'ont pas encore été effectués. Toutefois, les capacités de la technique DMLS a donné des structures RF complexes et monolithiques sont largement démontrées.

Par ailleurs, avant de commencer l'industrialisation de la technique DMLS pour la réalisation des composants RF, des études approfondies sur la qualité de surface ainsi que la précision de fabrication sont primordiales. Aussi, il y a des limites dimensionnelles et d'orientation qui doivent être

soigneusement déterminer pour pouvoir obtenir des détails HF fins avec une précision d'impression acceptable (fentes rayonnantes, iris de couplage, sauts d'impédance …).

VI. Problématique de la recherche

Les aéronefs du futur, du petit drone au gros porteur et incluant tous les vecteurs aéronautiques pour la défense, nécessitent de disposer de senseurs HF très intégrés pour assurer la détection de leur environnement, leur guidage et leur communication. Une des évolutions majeures attendue consiste à optimiser les senseurs HF pour le procédé de fabrication DMLS de manière à optimiser leur encombrement sans réduire leurs performances intrinsèques. Pour assurer ces performances, les senseurs nécessitent un contrôle dimensionnel très précis et un bon état de surface de l'ensemble des pièces à fonctionnalité HF, comme les guides d'ondes ou bien encore les réseaux antennaires et leur alimentation. Le procédé DMLS aujourd'hui très mature est adaptée à la réalisation de structures complexes comme les systèmes antennaires monolithiques.

En revanche, les supports de propagations de type guides d'ondes pour les réseaux d'alimentation d'antennes, cavités résonantes ou encore fentes rayonnantes ont, jusqu'à aujourd'hui, été conçus pour être usinés. Or il est possible d'obtenir des fonctions équivalentes avec des formes très différentes comme nous avons pu le constater lors de l'état de l'art sur les dispositifs RF obtenus selon le procédé DMLS. Ces nouvelles formes doivent tenir compte des contraintes de la fabrication additive comme notamment l'orientation des pièces lors de leur croissance, mais également permettre d'obtenir par exemple des dispositifs plus compacts avec des performances RF similaires.

Cette thèse vise à apporter des réponses sur les problématiques suivantes.

- <u>Problématique 1 :</u>

Les performances des fonctions HF élémentaires (guides d'ondes, coudes, twists…) imprimées en 3D, est un élément que nous devons maitriser. Le procédé de fabrication DMLS impacte différemment les performances HF que les procédés de fabrication classiques. Il est donc nécessaire d'identifier les effets de la FA sur les performances HF de ces composants. Pour cela, plusieurs fonctions HF élémentaires doivent être conçues, réalisées et étudiées dans le but de déterminer des règles de conception propres aux HF.

- <u>Problématique 2 :</u>

Compte tenu de la précision dimensionnelle des pièces obtenues par le procédé de fabrication DMLS, il est nécessaire de les corréler aux performances HF aux différents éléments. Il faut par exemple tenir compte de la maîtrise dimensionnelle des motifs, de la rugosité des parois conductrices, surtout de celles inaccessibles aux post-traitements, ou encore de la conductivité électrique effective du matériau imprimé. De plus, il est nécessaire d'identifier les éléments difficilement réalisables ou maitrisables en DMLS comme les iris de couplage à l'intérieur des guides d'ondes.

- <u>Problématique 3 :</u>

Afin de mettre à profit les intérêts majeurs de la FA, notamment la capacité à réaliser d'un seul tenant sans jonction des pièces complexes, une structure HF désensibilisée à la FA doit être étudiée et conçue. Pour ce faire, les résultats et conclusions tirés lors des études des problématiques 1 et 2 doivent bien sûr être pris en compte lors de la conception et de l'optimisation de la fonction HF complète.

VII. Synthèse et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le contexte global dans lequel se placent nos travaux qui portent sur la FA métallique de dispositifs RF volumiques. Nous avons ainsi effectué dans un premier temps, une revue des procédés de FA et déterminé que le procédé DMLS est le plus probant pour les applications RF de puissance visées. Nous avons ensuite présenté les principales données mesurables et quantifiables qui permettent de qualifier les systèmes HF. Nous avons ensuite mené une étude bibliographique sur les composants RF fabriqués en technologie DMLS, ce qui nous a permis de dégager plusieurs problématiques de recherche que nous désirons adresser.

Dans la suite de ce manuscrit, nous commençons par étudier des fonctions RF simples comme des guides d'ondes. Nous avons considéré la fabrication de guide d'ondes suivant différentes orientations de la croissance des pièces. L'objectif est de chiffrer l'impact des défauts inhérents aux procédés DMLS et d'identifier les conditions d'impression minimisant ces défauts. Nous avons notamment évalué les pertes RF dues à la rugosité des surfaces internes qui elle-même est liée à l'orientation d'impression. Dans le but de tenir compte de ces défauts induits par la fabrication additive métallique au plus tôt dans le flux de conception HF, nous avons également cherché les modèles de pertes liées à la rugosité les plus adaptés aux composants RF fabriqués via le procédé DMLS. A partir de ces études nous avons élaboré un certain nombre de règles de conception des circuits RF en vue de leur fabrication en DMLS. L'ensemble de ces études est le sujet du chapitre 2 de ce manuscrit.

Bibliographie du chapitre I

[1] « Additive Manufacturing transforms RF antenna design », *Metal Additive Manufacturing*, juin 21, 2017. https://www.metal-am.com/additive-manufacturing-transforms-rf-antenna-design/ (consulté le mai 26, 2021).

[2] L. NOËL, « Constructions soudées, Brasage », *Technique de l'ingénieur*, oct. 02, 1984. https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/archives-th12/archives-travail-des-metaux-assemblage-tiabt/archive-1/constructions-soudees-brasage-b5195/ (consulté le mai 26, 2021).

[3] Madeeli, « Fabrication Additive : Enjeux et Impacts en Occitanie Pyrénées-Méditerranée », *Aerospace Valley*, 2017. https://www.aerospace-valley.com/actualites/fabrication-additive-enjeux-et-impacts-en-occitanie-pyr%C3%A9n%C3%A9es-m%C3%A9diterran%C3%A9e (consulté le mai 31, 2021).

[4] G.-L. Huang, S.-G. Zhou, et T. Yuan, « Design of a Compact Wideband Feed Cluster With Dual-Polarized Sum- and Difference-Patterns Implemented via 3-D Metal Printing », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, n° 9, p. 7353-7362, sept. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2793842.

[5] S. Abedrrabba *et al.*, « DRAGON: Adaptive RF Seekers based on 3-D Conformal Antennas », in *2019 International Radar Conference (RADAR)*, TOULON, France, sept. 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/RADAR41533.2019.171383.

[6] D. Helena, A. Ramos, T. Varum, et J. N. Matos, « Antenna Design Using Modern Additive Manufacturing Technology: A Review », *IEEE Access*, vol. 8, p. 177064-177083, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3027383.

[7] Y. Wu, B. Jiang, M. Zhang, J. Hirokawa, et Q. H. Liu, « A Four-Corner-Fed Slotted Waveguide Sparse Array for Near-Field Focusing », *IEEE Access*, vol. 8, p. 203048-203057, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3036746.

[8] G. Addamo *et al.*, « Additive Manufacturing of Ka-Band Dual-Polarization Waveguide Components », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 66, n° 8, p. 3589-3596, août 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2854187.

[9] J. Haumant et al., "Ultra-Wideband Transition From Coaxial Line to Two Parallel Lines Manufactured Using Additive Manufacturing Technology," 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2019, pp. 1217-1220, doi: 10.1109/MWSYM.2019.8701001.

[10] M. Kilian, A. Schinagl-Weiss, P. Kohl, A. Sommer, C. Hartwanger, et M. Schneider, « Additive Layer Manufactured Waveguide RF Components », in *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France, oct. 2019, p. 790-793. doi: 10.23919/EuMC.2019.8910793.

[11] B. Al-Juboori *et al.*, « Lightweight and Low-Loss 3-D Printed Millimeter-Wave Bandpass Filter Based on Gap-Waveguide », *IEEE Access*, vol. 7, p. 2624-2632, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2886210.

[12] F. Zhang *et al.*, « 3-D Printed Slotted Spherical Resonator Bandpass Filters With Spurious Suppression », *IEEE Access*, vol. 7, p. 128026-128034, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2938972.

[13] S. RUFER, « Quel est l'impact de l'impression 3D sur la supply chain », *Memoire Online*. https://www.memoireonline.com/04/15/9049/Quel-est-l-impact-de-l-impression-3D-sur-la-supply-chain-.html (consulté le mai 27, 2021).

[14] T. T. WOHLERS, *WOHLERS REPORT: 3d printing and additive manufacturing state of the industry.* FORT COLLINS : WOHLERS Associates, 2018.

[15] « Future de la fabrication additive », Direction générale des Entreprises, étude industrielle, mai 2020.

[16] Q. Halbout, « Un disque de turbine imprimé en 3D par le CNES », *A3DM Magazine*. https://www.a3dm-magazine.fr/news/aeronautique/un-disque-de-turbine-imprime-3d-cnes (consulté le mai 30, 2021).

[17] P. Bernard, « La fabrication additive pour les lanceurs spatiaux », *A3DM Magazine*. https://www.a3dm-magazine.fr/magazine/aeronautique/fabrication-additive-lanceurs-spatiaux (consulté le mai 30, 2021).
[18] « Airbus additively manufactures 500 radio frequency parts for two Eurostar Neo satellites », *Metal Additive Manufacturing*, févr. 19, 2021. https://www.metal-am.com/airbus-additively-manufactures-500-radio-frequency-parts-for-two-eurostar-neo-satellites/ (consulté le mai 27, 2021).
[19] « Les différents procédés de la FA ». https://www.fabrication-additive.fr/fabrication-additive-processus (consulté le mai 27, 2021).
[20] J. Y. Tey, D. Teh, W. H. Yeo, K. P. Y. Shak, L. H. Saw, et T. S. Lee, « Development of 3D printer for functionally graded material using fused deposition modelling method », *IOP Conf. Ser.: Earth Environ. Sci.*, vol. 268, p. 012019, juill. 2019, doi: 10.1088/1755-1315/268/1/012019.
[21] C. Silbernagel, I. Ashcroft, P. Dickens, et M. Galea, « Electrical resistivity of additively manufactured AlSi10Mg for use in electric motors », *Additive Manufacturing*, vol. 21, p. 395-403, mai 2018, doi: 10.1016/j.addma.2018.03.027.
[22] F. LAVERNE, F. SEGONDS, et P. DUBOIS, « Fabrication additive - Principes généraux », *Technique de l'ingénieur*, oct. 02, 2016. https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/mecanique-th7/procedes-de-fabrication-additive-42633210/fabrication-additive-bm7017/ (consulté le mai 31, 2021).
[23] D. BERNACHE-ASSOLLANT et J.-P. BONNET, « Frittage : aspects physico-chimiques - Partie 1 : frittage en phase solide », *Technique de l'ingénieur*, oct. 07, 2005. https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/mecanique-th7/procedes-de-fabrication-additive-42633210/frittage-aspects-physico-chimiques-af6620/ (consulté le mai 31, 2021).
[24] H. Matsumoto, H. Inoue, H. Yamashita, T. Tamura, et K. Ohtoshi, « Multibeam mask writer MBM-1000 », *J. Micro/Nanolith. MEMS MOEMS*, vol. 17, n° 03, p. 1, sept. 2018, doi: 10.1117/1.JMM.17.3.031205.
[25] T.-H. Chio, G.-L. Huang, et S.-G. Zhou, « Substrate-free patch antenna array realized by metallic 3-D printing », in *2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Kaohsiung, Taiwan, juill. 2016, p. 45-46. doi: 10.1109/APCAP.2016.7843091.
[26] M. Hollenbeck, K. Wamick, C. Cathey, J. Opra, et R. Smith, « Selective Laser Melting aluminum waveguide attenuation at K-band », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, USA, juin 2017, p. 45-47. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058605.
[27] J. Wu, C. Wang, et Y. Guo, « Ridged Waveguide Magic Tees Based on 3-D Printing Technology », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 68, n° 10, p. 4267-4275, oct. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.3006570.
[28] A. Liu, J. Lu, et S. M. Sow, « A Compact 3-D Printed Asymmetric Orthogonal Mode Transducer », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, p. 1-1, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.3044375.
[29] P. Booth et E. V. Lluch, « Enhancing the Performance of Waveguide Filters Using Additive Manufacturing », *Proc. IEEE*, vol. 105, n° 4, p. 613-619, avr. 2017, doi: 10.1109/JPROC.2016.2616494.
[30] K. Lomakin *et al.*, « 3D Printed Copper Waveguides by Selective Electron Beam Melting Process for E-Band », in *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France, oct. 2019, p. 774-777. doi: 10.23919/EuMC.2019.8910893.
[31] B. Zhang *et al.*, « Metallic 3-D Printed Antennas for Millimeter- and Submillimeter Wave Applications », *IEEE Trans. THz Sci. Technol.*, vol. 6, n° 4, p. 592-600, juill. 2016, doi: 10.1109/TTHZ.2016.2562508.
[32] T. Freialdenhoven, P. Witte, et T. Dallmann, « 3D Printed and Metallized Ka-Band Orthomode Transducer for Polarimetric Radar Applications », in *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Dusseldorf, Germany, mars 2021, p. 1-4. doi: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411482.

[33] M. D'Auria *et al.*, « 3-D Printed Metal-Pipe Rectangular Waveguides », *IEEE Trans. Compon., Packag. Manufact. Technol.*, vol. 5, n° 9, p. 1339-1349, sept. 2015, doi: 10.1109/TCPMT.2015.2462130.

[34] C. Guo, X. Shang, M. J. Lancaster, et J. Xu, « A 3-D Printed Lightweight X-Band Waveguide Filter Based on Spherical Resonators », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, n° 7, p. 442-444, juill. 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2427653.

[35] A. I. Dimitriadis, M. Favre, M. Billod, J.-P. Ansermet, et E. de Rijk, « Design and fabrication of a lightweight additive-manufactured Ka-band horn antenna array », in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland, avr. 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481436.

[36] C. Guo *et al.*, « A 3-D Printed E-Plane Waveguide Magic-T Using Air-Filled Coax-to-Waveguide Transitions », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 67, n° 12, p. 4984-4994, déc. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2944355.

[37] K. Lomakin, M. Sippel, K. Helmreich, et G. Gold, « 3D Printed Slotted Waveguide Array Antenna for D-Band Applications », in *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Dusseldorf, Germany, mars 2021, p. 1-4. doi: 10.23919/EuCAP51087.2021.9410911.

[38] C. Guo, J. Li, J. Xu, et H. Li, « An X-band lightweight 3-D printed slotted circular waveguide dual-mode bandpass filter », in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA, juill. 2017, p. 2645-2646. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073365.

[39] S. Verploegh, M. Coffey, E. Grossman, et Z. Popovic, « Properties of 50–110-GHz Waveguide Components Fabricated by Metal Additive Manufacturing », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 65, n° 12, p. 5144-5153, déc. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2771446.

[40] H. Chen et Y. F. Zhao, « Process parameters optimization for improving surface quality and manufacturing accuracy of binder jetting additive manufacturing process », *RPJ*, vol. 22, n° 3, p. 527-538, avr. 2016, doi: 10.1108/RPJ-11-2014-0149.

[41] B. Vayre, F. Vignat, et F. Villeneuve, « Metallic additive manufacturing: state-of-the-art review and prospects », *Mechanics & Industry*, vol. 13, n° 2, p. 89-96, 2012, doi: 10.1051/meca/2012003.

[42] K. Kamarudin, M. S. Wahab, Z. Shayfull, A. Ahmed, et A. A. Raus, « Dimensional Accuracy and Surface Roughness Analysis for AlSi10Mg Produced by Selective Laser Melting (SLM) », *MATEC Web Conf.*, vol. 78, p. 01077, 2016, doi: 10.1051/matecconf/20167801077.

[43] M. Mohammadi et H. Asgari, « Achieving low surface roughness AlSi10Mg_200C parts using direct metal laser sintering », *Additive Manufacturing*, vol. 20, p. 23-32, mars 2018, doi: 10.1016/j.addma.2017.12.012.

[44] A. Maamoun, Y. Xue, M. Elbestawi, et S. Veldhuis, « Effect of Selective Laser Melting Process Parameters on the Quality of Al Alloy Parts: Powder Characterization, Density, Surface Roughness, and Dimensional Accuracy », *Materials*, vol. 11, n° 12, p. 2343, nov. 2018, doi: 10.3390/ma11122343.

[45] M. François, F. Segonds, M. Rivette, S. Turpault, et P. Peyre, « Design for additive manufacturing (DfAM) methodologies: a proposal to foster the design of microwave waveguide components », *Virtual and Physical Prototyping*, vol. 14, n° 2, p. 175-187, avr. 2019, doi: 10.1080/17452759.2018.1549901.

[46] C. Klahn, B. Leutenecker, et M. Meboldt, « Design Strategies for the Process of Additive Manufacturing », *Procedia CIRP*, vol. 36, p. 230-235, 2015, doi: 10.1016/j.procir.2015.01.082.

[47] M. K. Thompson *et al.*, « Design for Additive Manufacturing: Trends, opportunities, considerations, and constraints », *CIRP Annals*, vol. 65, n° 2, p. 737-760, 2016, doi: 10.1016/j.cirp.2016.05.004.

[48] G. P. Le Sage, « 3D Printed Waveguide Slot Array Antennas », *IEEE Access*, vol. 4, p. 1258-1265, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2544278.

[49] Y. Ning, Y. S. Wong, J. Y. H. Fuh, et H. T. Loh, « An approach to minimize build errors in direct metal laser sintering », *IEEE Trans. Automat. Sci. Eng.*, vol. 3, n° 1, p. 73-80, janv. 2006, doi: 10.1109/TASE.2005.857656.

[50] Z. C. Oter *et al.*, « Support optimization for overhanging parts in direct metal laser sintering », *Optik*, vol. 181, p. 575-581, mars 2019, doi: 10.1016/j.ijleo.2018.12.072.
[51] F. Calignano, D. Manfredi, E. P. Ambrosio, L. Iuliano, et P. Fino, « Influence of process parameters on surface roughness of aluminum parts produced by DMLS », *Int J Adv Manuf Technol*, vol. 67, nº 9-12, p. 2743-2751, août 2013, doi: 10.1007/s00170-012-4688-9.
[52] G.-L. Huang, S.-G. Zhou, C.-Y.-D. Sim, T.-H. Chio, et T. Yuan, « Lightweight Perforated Waveguide Structure Realized by 3-D Printing for RF Applications », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 65, nº 8, p. 3897-3904, août 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2715360.
[53] M. D. Benge, R. C. Huck, et H. H. Sigmarsson, « X-band performance of three-dimensional, selectively laser sintered waveguides », in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Memphis, TN, USA, juill. 2014, p. 13-14. doi: 10.1109/APS.2014.6904338.
[54] J. ton, « 3D Printing and 5-Axis Machining Combined in One Machine by JamesAnderton », *Engineering*, oct. 24, 2014. https://www.engineering.com/story/3d-printing-and-5-axis-machining-combined-in-one-machine (consulté le mai 31, 2021).
[55] « Traitement thermique pour pièces de fabrication additive 3D », *Carbolite*. https://www.carbolite-gero.fr/fr/applications/applications-de-traitement-thermique/additive-manufacturing/ (consulté le mai 30, 2021).
[56] « GE Additive Powders », *GE Additive*, 2020. https://www.ge.com/additive/powders-overview (consulté le mai 31, 2021).
[57] « International Telecommunication Union (ITU). Radio regulations - article 2, 2015 ». Consulté le: mai 31, 2021. [En ligne]. Disponible sur : https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/md/15/wrs18/sp/R15-WRS18-SP-0003!!PDF-E.pdf
[58] « Radar Tutoriel - Ondes et bandes de fréquences ». https://www.radartutorial.eu/07.waves/Ondes%20et%20bandes%20de%20fr%C3%A9quences.fr.html (consulté le juin 09, 2021).
[59] « IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands », IEEE. doi: 10.1109/IEEESTD.2003.94224.
[60] T. N. Anderson, « Rectangular and Ridge Waveguide », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 4, nº 4, p. 201-209, oct. 1956, doi: 10.1109/TMTT.1956.1125063.
[61] P.-F. COMBES et R. CRAMPAGNE, « Circuits passifs hyperfréquences - Guides d'ondes métalliques », *Technique de l'ingénieur*, oct. 02, 2002. https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/electronique-photonique-th13/hyperfrequences-circuits-et-emetteurs-de-puissance-42281210/circuits-passifs-hyperfrequences-e1401/ (consulté le mai 31, 2021).
[62] M. François, « Conception pour la fabrication additive, par fusion laser sur lit de poudre, de composants hyperfrequences », phdthesis, HESAM Université, 2020. Consulté le: mai 31, 2021. [En ligne]. Disponible sur : https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-03041563
[63] « Waveguide Component products - RF and microwave components, UK ». https://www.rfcom.co.uk/product.php?prod=133&hcb=1 (consulté le mai 31, 2021).
[64] J. C. Maxwell, « A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field », *Philosophical Transactions of the Royal Society*, 1865.
[65] « Ansys HFSS | Ansys Electronics ». https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss (consulté le juin 09, 2021).
[66] A. Martin-Guennou *et al.*, « Direct metal laser sintering process investigation: application to 3D slotted waveguide antennas », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, nº 14, p. 1921-1929, nov. 2017, doi: 10.1049/iet-map.2016.1060.
[67] M. Kilian, C. Hartwanger, M. Schneider, et M. Hatzenbichler, « Waveguide components for space applications manufactured by additive manufacturing technology », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, nº 14, p. 1949-1954, nov. 2017, doi: 10.1049/iet-map.2016.0984.
[68] F. Calignano *et al.*, « High-performance microwave waveguide devices produced by laser powder bed fusion process », *Procedia CIRP*, vol. 79, p. 85-88, 2019, doi: 10.1016/j.procir.2019.02.016.

[69] O. A. Peverini *et al.*, « Integration of an H-Plane Bend, a Twist, and a Filter in Ku/K-Band Through Additive Manufacturing », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 66, n° 5, p. 2210-2219, mai 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2809505.

[70] A. Guennou-Martin *et al.*, « Design and manufacturing of a 3-D conformal slotted waveguide antenna array in Ku-band based on Direct Metal Laser Sintering », in *2016 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, Syracuse, NY, USA, oct. 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/CAMA.2016.7815802.

[71] G.-L. Huang, S.-G. Zhou, et T.-H. Chio, « Highly-Efficient Self-Compact Monopulse Antenna System With Integrated Comparator Network for RF Industrial Applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, n° 1, p. 674-681, janv. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2608769.

Chapitre II : Étude des guides d'ondes réalisés par le procédé de fabrication DMLS

I. Introduction

Ce deuxième chapitre commence par une présentation des outils de simulation HF, du matériel de mesure des performances RF, ainsi qu'une présentation du matériel de mesure de la rugosité. Nous présentons également les équipements permettant la réalisation des pièces par procédé DMLS en précisant les contraintes de conception imposées par ce procédé.

Par la suite, dans un premier temps, nous étudions l'influence sur les performances RF de l'orientation des dispositifs lors de leur impression. Cette étude a été effectuée en considérant les performances HF de deux guides d'ondes en bande Ku imprimés avec des orientations différentes. Cela nous a également permis l'analyse de l'effet de la rugosité des surfaces conductrices. Nous avons également pu montrer que le modèle de prise en compte de la rugosité développé par Huray est pertinent si on le relie aux données de rugosités mesurées. Par ailleurs, une opération de polissage des brides de chaque guide d'ondes a été effectuée entre deux séances de mesure RF. La comparaison des courbes mesurées avant et après l'opération de polissage va permettre de déterminer l'impact sur les performances RF de la rugosité présente sur les brides de connexion.

A partir de ces résultats, nous avons ensuite mené une étude de différents sous-ensembles RF guidés dont la géométrie est adaptée à la fabrication additive. Ainsi, plusieurs composants RF élémentaires ont été conçus et imprimés en utilisant le procédé de fabrication DMLS. Nous présentons donc, l'analyse de guides ajourés permettant une réduction de poids par rapport aux guides traditionnels, puis nous étudions différents sous-ensembles guidés permettant des modifications de la direction de propagation comme des twists, des coudes et des guides hélicoïdaux. L'objectif de l'étude de ces différentes formes est de déterminer des règles de conception pour la RF. Les écarts observés entre les différentes réponses RF mesurées, pour une même fonction, sont analysés et comparés aux résultats de simulation HF.

Une étude similaire sur de nouvelles formes d'iris de couplage adaptés au procédé de fabrication DMLS termine ce chapitre avant l'établissement d'une conclusion.

II. Présentation des outils mis en œuvre

Afin de concevoir, d'estimer et de vérifier les performances des dispositifs RF guidés étudiés lors de cette thèse, nous avons utilisés un certain nombre d'outils tant de simulation que de mesure. Ils sont brièvement décris dans cette partie. Les machines de fabrication DMLS utilisées lors de ces travaux et les contraintes associées à leur utilisation sont également évoquées ici.

1. Simulateurs électromagnétiques

Lors des premières phases de conception, il est nécessaire de disposer de simulateurs EM permettant d'estimer au plus près de la réalité, les performances RF des dispositifs. Lors de cette thèse,

nous avons utilisé le logiciel HFSS de chez ANSYS Inc. qui est très adapté à l'étude EM des structures RF en guide.

Le logiciel HFSS de ANSYS Inc., éditeur de logiciels spécialisés en simulation numérique, est une référence dans l'industrie RF pour la simulation du comportement EM des dispositifs HF. Grâce à son très haut niveau de précision, ses solveurs avancés (FEA, Icepak, IE, SBR+, …) et ses technologies de calcul parallèle haute performances, le logiciel HFSS est devenu un outil indispensable pour les chercheurs et les ingénieurs impliqués dans des tâches de conception précises et rapides des composants RF. Le logiciel offre des solveurs de pointe basés sur la méthode des éléments finis (FEM) dans le domaine fréquentiel et temporel. D'autre méthodes comme la méthode des équations intégrales (IE) et les méthodes asymptotiques et hybrides avancées, permettent à HFSS de couvrir un large spectre d'applications RF.

L'environnement du logiciel HFSS permet de visualiser les champs EM traversant les composants RF, la répartition des lignes de courants sur les surfaces conductrices. Il permet la détermination des caractéristiques RF (paramètres S, atténuation, …). L'utilisation de modèles de frontières absorbantes permet également la détermination des caractéristiques de rayonnement (diagrammes de rayonnements 2D et 3D comme celui présenté sur la Figure 46).

Il existe également des solveurs connexes à HFSS qui permettent de modéliser l'environnement réel dans lequel les composants RF conçus opèreront.

L'ensemble des sous-ensembles RF conçus lors de cette thèse l'ont été à l'aide de ce logiciel, qui a été utilisé tant pour réaliser la conception des dispositifs que pour effectuer les rétro-simulations.

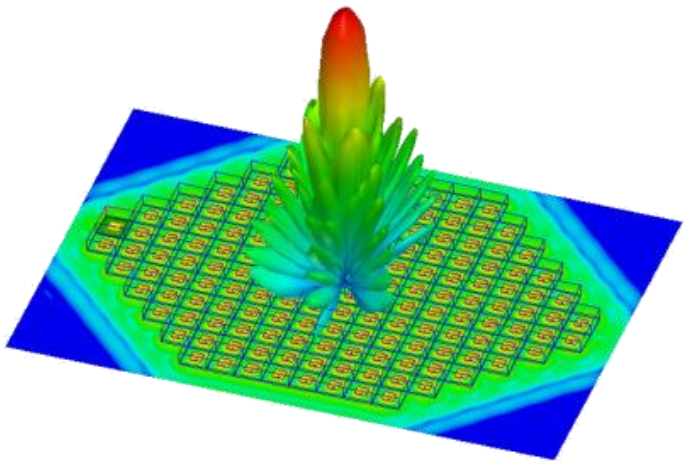


Figure 46 : Diagramme de rayonnement 3D d'un réseau d'antennes sur HFSS [1].

2. Équipements de mesure RF et des caractéristiques physiques

Pour caractériser et analyser les performances des dispositifs RF plusieurs équipements de mesure sont nécessaires, ils sont décrits dans cette partie. Ensuite le matériel de mesure de l'état de surface est détaillé, étant donné que la rugosité impact considérablement le fonctionnement RF des composants.

i. Caractéristiques RF

Afin de déterminer les performances des composants RF étudiées dans le cadre de cette thèse, deux types d'équipements et de matériels RF ont été utilisés ; d'un côté un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et d'un autre côté une chambre anéchoïque.

Primo, un VNA est un instrument de mesure qui permet de caractériser les performances d'un dispositif RF en déterminant par exemple les paramètres S. Le VNA effectue deux types de mesures ; la transmission et la réflexion. Les mesures de transmission font passer le signal de stimulation du VNA à travers le dispositif sous test (DUT (*device under test*)), qui est ensuite mesuré par les récepteurs du VNA de l'autre côté. Les mesures de paramètres de transmission entre un port i et un port j sont notés S_{ji} et S_{ij}. Les mesures de la puissance transmise sont l'une des formes de mesure du paramètre en transmission. D'autres exemples de mesure de transmission comprennent les pertes d'insertion/la phase, la longueur/le retard électrique et le retard de groupe.

D'autre part, le coefficient de réflexion mesure la partie du signal de stimulation du VNA qui est incident sur le DUT, mais qui ne le traverse pas et qui revient vers la source en raison des réflexions. Les mesures des coefficients de réflexion les plus courantes pour un DUT connecté entre un port i et un port j sont les paramètres S_{ii} et S_{jj}.

Des câbles coaxiaux, des transitions et des connecteurs sont aussi essentiels pour compléter le circuit de mesure RF. Les VNA les plus perfectionnés mesurent également d'autres paramètres, tels que l'impédance et l'admittance. La Figure 47 montre le VNA ZVA 67 de chez Rohde & Schwarz™ utilisé dans le cadre de cette thèse pour mesurer les paramètres S de l'ensemble des composants RF étudiés. Ce VNA permet de mesurer des dispositifs RF à des fréquences allant jusqu'à 67 GHz.

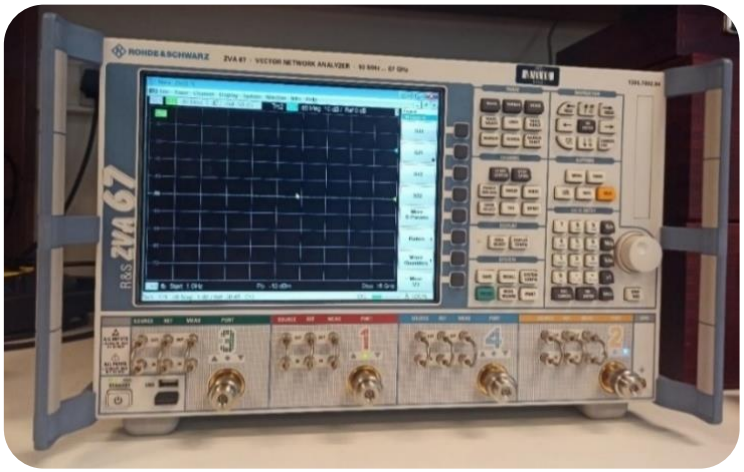
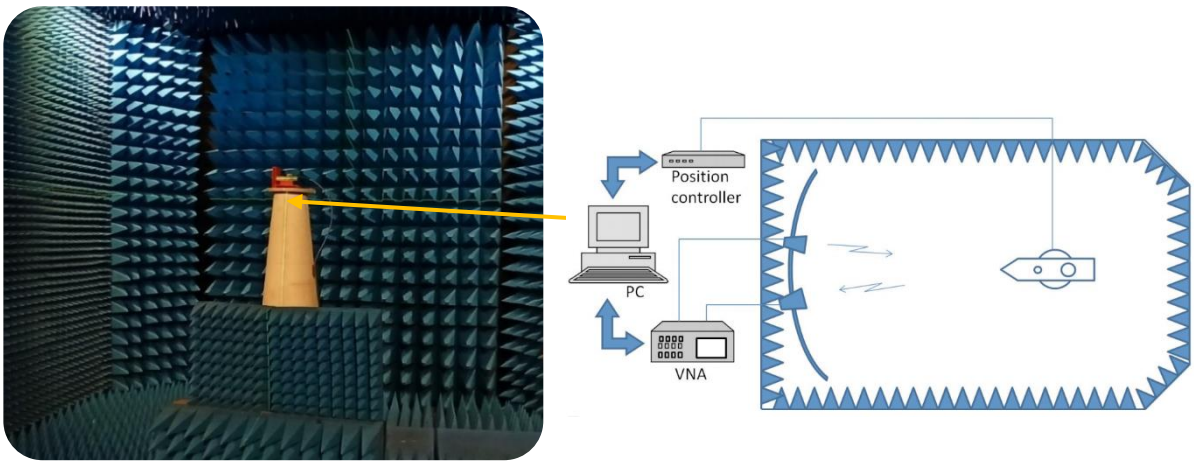


Figure 47 : Photographe du VNA à quatre ports (10 MHz – 67 GHz) de l'université de Bretagne Occidentale.

Secundo, nous avons également utilisé une chambre anéchoïque pour réaliser les mesures des caractéristiques de rayonnement. Une chambre anéchoïde est une salle d'expérimentation dont les murs et le plafond sont totalement absorbants aux ondes sonores ou EM, et donc qui ne provoquent aucun écho venant perturber les mesures de rayonnement. Les parois de la chambre sont recouvertes de matériaux absorbant le champ EM et atténuant sa rétrodiffusion. Les absorbants sont, soient des pyramides de mousse de polyuréthane chargée d'un complexe à base de carbone, soient des carreaux de ferrite seuls ou en combinaison avec les absorbants pyramidaux. Une image de la chambre anéchoïque de l'ENSTA Bretagne que nous avons utilisée pour mesurer les diagrammes de rayonnement des antennes conçues dans le cadre de cette thèse, est présentée sur la Figure 48 (a).

L'antenne à mesurer est positionnée manuellement sur le support en polystyrène. L'antenne est placée sur le positionneur qui quant à lui est piloté par l'ordinateur de l'analyseur (Figure 48 (b)). Le support de positionnement donne la possibilité de régler la position de l'antenne suivant z d'environ 30 cm puis le positionnement de l'antenne suivant le plan horizontal (oxy) s'effectue à l'aide d'un laser

placé sur la position de l'antenne d'émission (antenne cornet). La rotation de l'antenne sous test est de +/-90° pour pouvoir obtenir le diagramme de rayonnement de l'antenne. La chambre permet de mesurer des bandes de fonctionnement qui se situent entre 2 et 18 GHz.



(a) (b)

Figure 48 : Chambre anéchoïque de l'ENSTA Bretagne. (a) Support en polystyrène placé sur le positionneur. (b) Schéma de fonctionnement de la salle.

ii. Les différents états de surface

Dans les applications RF, les courants se propagent ~~sous la forme de densité de courant « J »~~ sur les surfaces métalliques planes. La rugosité des matériaux impacte les lignes de courants et donc les caractéristiques de propagation. Les surfaces des conducteurs réels ne sont pas parfaitement plates. La rugosité correspond aux irrégularités présentes sur ces surfaces et qui sont causées par des différences de niveau. Ces écarts apparaissent sur la surface lors du procédé de fabrication DMLS. Ils se présentent sous forme grossière et sous forme fine. Les formes grossières sont constituées d'écarts dus à l'effet escalier entre les couches successives et les formes fines sont dues à la rugosité.

- **Effet escalier**

L'effet escalier est un phénomène inévitable si la pièce contient des surfaces inclinées par rapport à la direction de construction. Il est d'autant plus visible sur les surfaces qui présentent un angle d'inclinaison faible par rapport au plan XY et bien accentué avec des épaisseurs de couches importantes comme illustré dans la Figure 49.

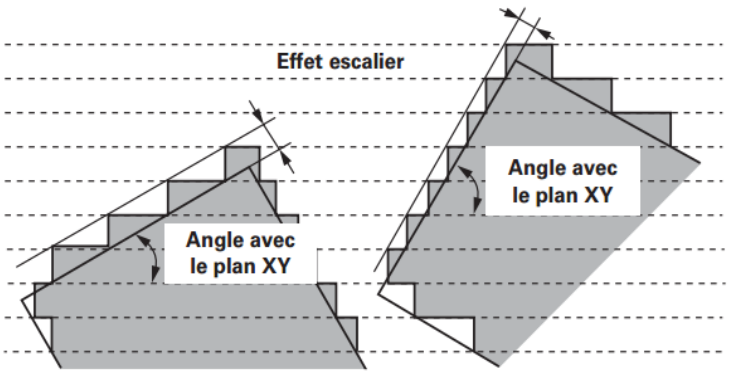


Figure 49 : Schéma de principe de l'effet escalier [2].

- **Rugosité**

La rugosité est l'une des caractéristiques d'un matériau qui détermine le profil des surfaces usinées/imprimées. Parmi les raisons d'apparition de la rugosité lors du procédé DMLS il y a le changement de la forme du spot laser lors du balayage d'une couche, les stratégies de construction (Figure 50) et la granulométrie de la poudre métallique utilisée.

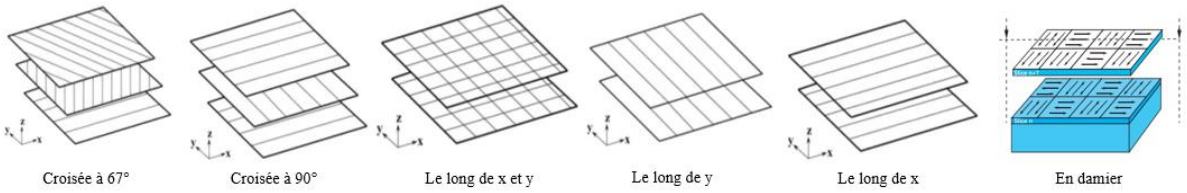


Figure 50 : Quelques exemples de stratégie de construction en impression 3D [2].

L'appareil de mesure de la rugosité utilisé dans cette thèse est le profilomètre de surface dektak 150® (Figure 51). Cet appareil offre des bonnes performances avec une bonne répétabilité tout en offrant une grande plage de balayage. Il permet alors de mesurer la rugosité moyenne arithmétique, notée Ra, et la rugosité moyenne quadratique, notée Rq, ainsi que d'autres paramètres calculés en fonction des paramètres Ra et Rq. La précision du profilomètre utilisé dépend de la pointe utilisée pour balayer la surface rugueuse. Dans notre cas la précision de la pointe est de 2 µm.

La rugosité Rq est le principal paramètre utilisé dans ce manuscrit. Il définit l'écart moyen quadratique, qui considère les écarts au carré par rapport à la ligne moyenne (équation 8). En effet, Rq permet de donner un poids plus important aux grands pics/vallées.

$$R_q = \sqrt{\frac{1}{l}\int_0^l Z^2(x)\,dx} \qquad (8)$$

Où *Z(x)* représente le profil de rugosité et *l* la distance parcourue par la pointe du profilomètre.



Figure 51 : Profilomètre Dektak 150 de l'université de Bretagne Occidentale.

iii. Procédé de fabrication DMLS de chez T3DM.

L'ensemble des pièces et dispositifs réalisés lors de cette thèse a été effectué chez T3DM à Casablanca. Les machines utilisées sont des ProX300 de chez 3DSystems possédant un plateau de 250 x 250 mm² et permettant l'impression sur une hauteur de 330 mm. La fabrication étant totalement sous traitée à T3DM, nous n'avions pas accès aux paramètres de réglages de la machine et donc toutes les impressions ont été effectuées avec les paramètres de réglage standard.

Le procédé de fabrication DMLS implique des règles de conception et peut entrainer des défauts que nous listons ci-après.

- **Importance de la règle de 45°**

La principale règle à respecter est la règle dite des 45°. Les pièces qui possèdent des parties inférieures à un angle de 45° par rapport à la verticale doivent être soutenues. Le support est nécessaire pour maintenir la pièce en place et l'empêcher de s'effondrer lors de son impression. Dans la Figure 52 montre le résultat de l'impression d'une pièce de test où des surfaces ayant des angles différents par rapport à la verticale sont présentées. Au fur et à mesure que l'angle d'inclinaison diminue, la qualité de surface se dégrade jusqu'à 20° où la surface en surplomb donne des agglomérations de poudre non fondue accrochée à la surface en porte à faux. Ainsi, la règle des 45° s'applique également à l'intérieur de la pièce. Tout modèle possédant une partie intérieure dont l'angle avec le plateau est inférieur à 45° doit être soutenu.

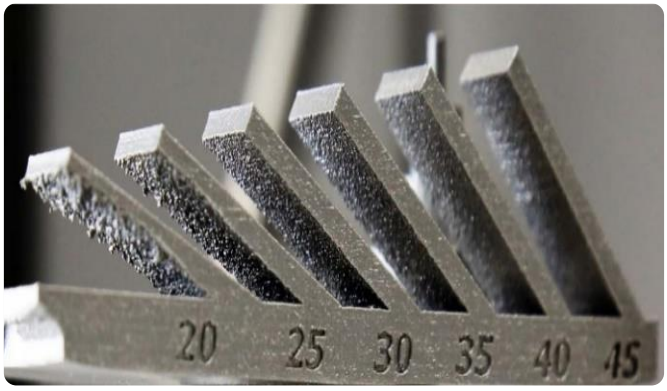
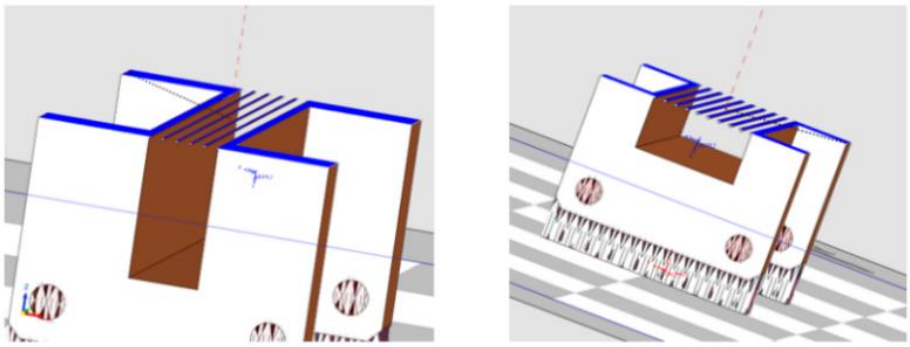


Figure 52 : Impact du non-respect de la règle de 45° sur l'état de surface des parties en surplomb.

Toujours dans le même ordre d'idée, deux guides d'ondes en bande Ku ont été imprimés suivant deux orientations qui ne respectent pas la règle de 45°. La première orientation possède une des surfaces conductrices, suivant le grand coté « a », parallèle à la plateforme d'impression tandis que la deuxième orientation possède une des surfaces conductrices, suivant le petit côté « b », de la section transversale parallèle au plateau d'impression (Figure 53).

Les surfaces externes en surplomb ont été dentées pour assurer un minimum de tenue mécanique sans avoir recours à l'utilisation de supports d'impression à l'intérieure des guides d'ondes.

Comme le montre la Figure 53 (b), les deux guides d'ondes ont été imprimés en un seul bloc sans subir d'effondrements ou bien se casser en plusieurs morceaux. Par conséquent, il est possible d'utiliser cette orientation limite s'il est possible, i.e. si les surfaces sont accessibles, d'effectuer un usinage supplémentaire par les techniques classiques afin d'éliminer les résidus de matière. Cependant, la tenue mécanique est un aspect important à vérifier puisque dans notre cas la tenue mécanique a été assurée en s'appuyant uniquement sur le lit de la poudre non frittée. En effet, un léger changement de l'orientation parallèle peut entrainer l'effondrement de la structure imprimée.



(a)



(b)

Figure 53 : Guides d'ondes sacrifiés. (a) préparation de l'impression dans le logiciel 3D Expert de chez 3DSystem. (b) Photographes des guides d'ondes imprimés.

Finalement, les deux guides d'ondes imprimés ont montré l'importance de la règle de 45° et les conséquences qui pourront apparaître en cas de non-respect de cette règle de base en FA.

Un autre aspect important lié au processus de fabrication des dispositifs RF avec le procédé de fabrication DMLS est les défauts qui peuvent apparaitre sur les pièces lors de la phase de nettoyage et de l'enlèvement des supports d'impression. A titre d'exemple, sur la Figure 54 , des photographies de pièces réalisées par T3DM illustrent des défauts et des traces présents sur leur surface externe. De telles traces sur les surfaces internes des guides influenceront sûrement les performances RF des dispositifs imprimés.

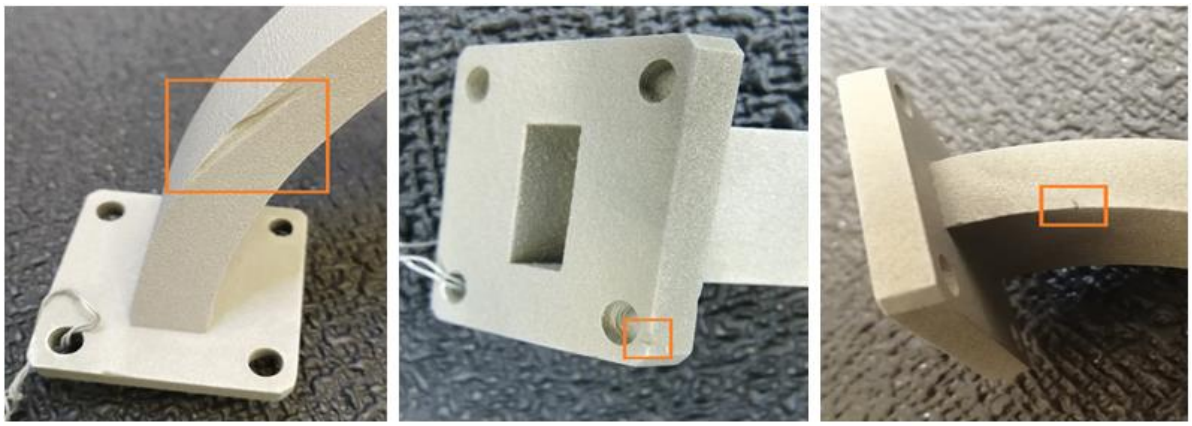


Figure 54 : Présence des traces de chocs lors de l'enlèvement des supports d'impression.

La position des pièces sur le plateau d'impression peut également exercer une grande influence sur la qualité des pièces obtenues. A titre d'exemple, les pièces placées au centre du plateau sont généralement soumises à un spot laser plus fin que celles placées sur les bords du plateau. Cela peut ainsi entrainer des différences dimensionnelles ayant un impact sur les caractéristiques RF des composants et cela juste en fonction de leur position d'impression sur le plateau. En pratique, le positionnement des pièces sur le plateau a été réalisé en concertation avec T3DM afin d'optimiser le nombre de pièces présents sur un même plateau mais également d'identifier les éléments les plus critiques ainsi que les mauvais positionnements et les mauvaises orientations. La position des pièces sur le plateau d'impression peut également avoir un effet sur la résistance des pièces obtenues notamment en raison du flux d'argon qui n'est pas forcément homogène sur l'ensemble du plateau.

Il faut également signaler qu'il est nécessaire de prévoir des ouvertures dans les structures fermées afin de permettre une évacuation de la poudre métallique qui sert de support. Ces ouvertures devront être placées à des endroits n'entrainant que peu de perturbations des lignes de courants et donc pas de dégradations des caractéristiques RF désirées. Ces ouvertures et leur position devront donc être pris en compte dès les premières phases de conception.

Par la suite, tous les dispositifs RF imprimés ont subi un traitement thermique, puis un traitement de surface par sablage et par polissage des brides de connexion. Lors des études développées dans ce chapitre, ces différents outils vont être utilisés afin de caractériser différents dispositifs RF en guide d'ondes qui se prêtent bien à la fabrication par procédé DMLS. Nous avons ainsi conçu et mesuré les performances RF de différents prototypes imprimés. Les comparaisons entre les résultats de simulation et de mesure RF vont nous permettre de trouver les prototypes les mieux adaptés à la technique DMLS.

III. Etat de surface des guides d'ondes imprimés

La rugosité de surface impacte considérablement les performances des composants RF imprimés par le procédé de fabrication DMLS. En vue de déterminer comment la présence des zones rugueuses sur les surfaces du conducteur affecte la réponse RF, deux guides d'ondes rectangulaires ont été imprimés. Le premier a été imprimé verticalement et le second a été imprimé avec une orientation à 45° dans le plan horizontal, il respecte donc l'orientation limite exigée par le procédé de fabrication DMLS. Après avoir mesurer leurs réponses RF, les deux guides d'ondes ont été coupés en deux morceaux pour accéder aux surfaces conductrices. Le métal conducteur est un alliage d'aluminium AlSi7Mg0,6 qui a une conductivité de 2,6 S/m selon la norme ASTM B193. Le critère d'analyse est l'écart systématique entre les coefficients de transmission simulés, mesurés et modélisés.

1. Mesures de la rugosité des surfaces conductrices et son impact sur la réponse RF

Les mesures du paramètre de rugosité Rq ont été effectuées par la pointe du profilomètre qui parcourt à chaque fois une distance de 2 mm en 80 s. Au minimum 3 mesures consécutives ont été effectuées au même endroit sur chaque surface mesurée du guide d'ondes (surfaces des brides et surfaces internes des guides). La Figure 55 présente un exemple de mesure des guides réalisée à l'aide du profilomètre dektak 150.

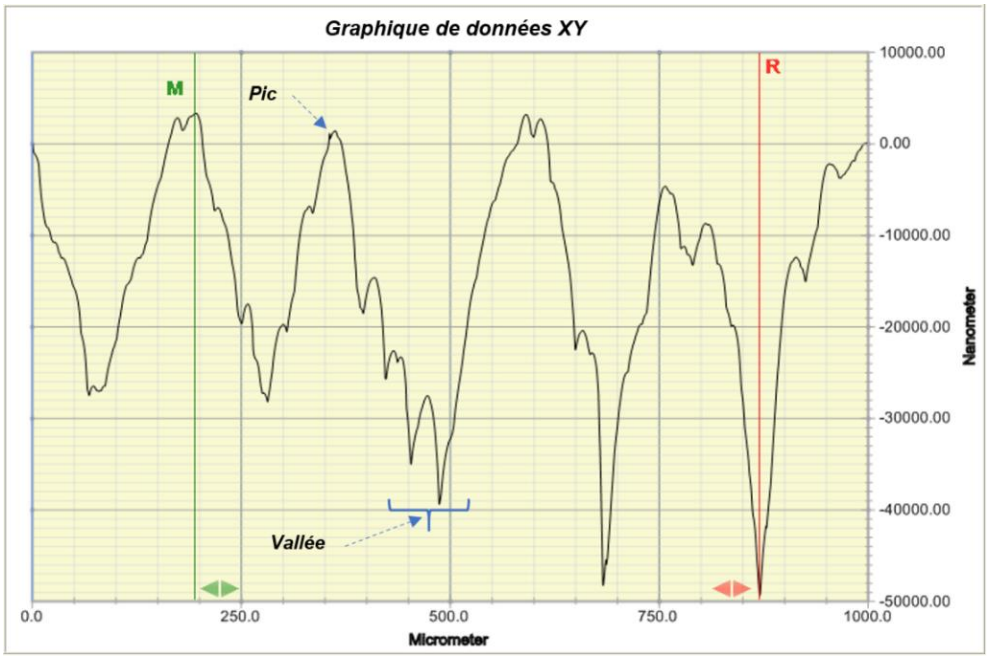
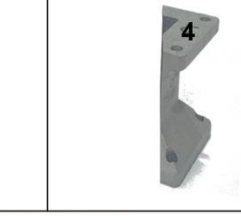
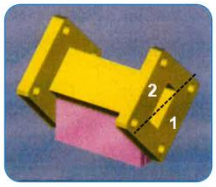


Figure 55 : Graphe de mesure de la rugosité sur une longueur de 1 mm d'une surface DMLS en AlSi7Mg0,6.

i. *Rugosité des surfaces internes/conductrices des guides d'ondes*

Le Tableau 5 présente les résultats de mesure de la rugosité des guides d'ondes coupés. Les surfaces internes du guide d'ondes orienté verticalement sont moins rugueuses en comparaison avec celles du guide d'ondes orienté horizontalement. Aussi, les surfaces supportées montrent une plus faible rugosité quadratique moyenne ($\overline{Rq}$) que celles en surplomb. La distance maximale entre une vallée et un pic (Max vallée-pic) est de ~ 0,34 mm ce qui illustre la forte ondulation du profil des surfaces obtenues par la technique DMLS. Par ailleurs, les valeurs de l'écart type montrent bien l'irrégularité de la rugosité tout au long des surfaces conductrices avec une valeur maximale de 13,15 µm après 42 mesures.

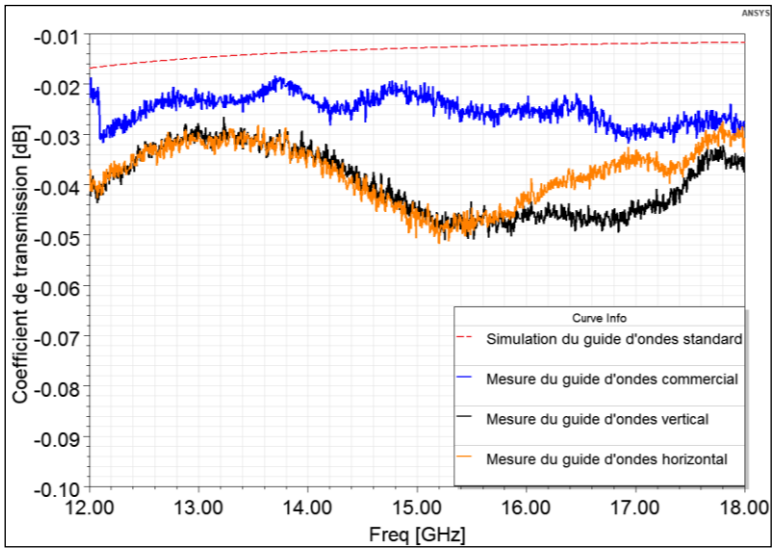
Tableau 5 : Résultats de mesure de la rugosité ($\overline{Rq}$)des surfaces conductrices en AlSi7Mg0,6.

	Surface mesurée											
	Supportée			En surplomb			Verticale 1			Verticale 2		
	$\overline{R_q}$ (µm)	σ (µm)	Max vallée-pic (µm)	$\overline{R_q}$ (µm)	σ (µm)	Max vallée-pic (µm)	$\overline{R_q}$ (µm)	σ (µm)	Max vallée-pic (µm)	$\overline{R_q}$ (µm)	σ (µm)	Max vallée-pic (µm)
	23,04	3,80	185,84	49,8	13,15	325,52	22,90	8,03	274,06	32,77	9,95	345,12
Nombre de mesures	42 mesures			42 mesures			42 mesures			42 mesures		
Guide d'ondes coupé en deux morceaux												
Orientation durant le procédé de fabrication DMLS												

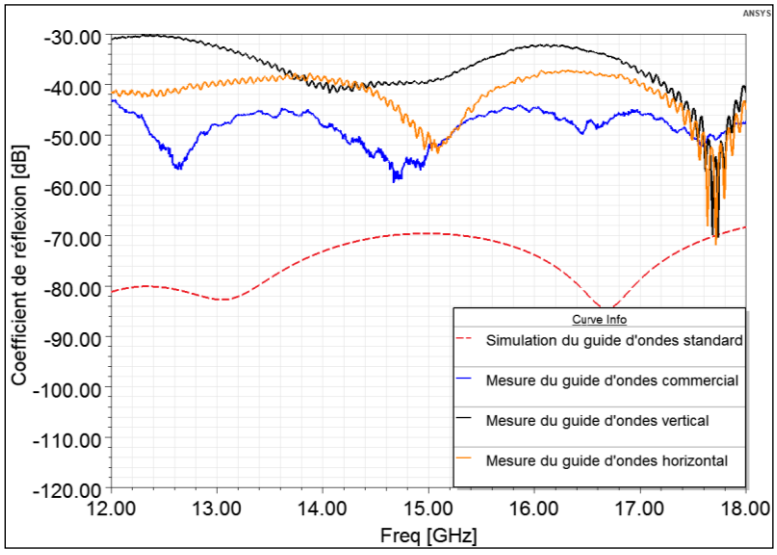
Chaque morceau du guide d'ondes imprimé verticalement à une valeur de ($\overline{Rq}$) différente. Cela montre qu'il y a, en plus de l'orientation, d'autres paramètres qui changent la rugosité des surfaces DMLS. Dans ce cas, il y a de forte chance que le changement soit à cause de la forme du spot laser et/ou du flux du gaz protecteur (argon pour un alliage d'aluminium) dans la chambre d'impression [3].

ii. *Impact de la rugosité des surfaces conductrices sur les performances RF*

La rugosité résultante de la technique DMLS augmente la résistivité électrique des surfaces conductrices, ce qui augmente les pertes d'insertion des guides d'ondes imprimés. La Figure 56 présente une comparaison entres les résultats de simulation et de mesure des paramètres S des guides. Les coefficients de transmission mesurés du guide d'ondes orienté horizontalement durant la construction de la pièce par la technique DMLS sont superposés à ceux du guide d'ondes orienté verticalement. Les coefficients de transmission mesurés des guides d'ondes imprimés sont de l'ordre de 0,8 dB/m. Cependant, un guide d'ondes usiné donne un coefficient de transmission de seulement ~0,5 dB/m. De surcroit, les coefficients de transmission simulés d'un guide d'ondes sont ~0,28 dB/m.



(a)



(b)

Figure 56 : Résultats de simulation et de mesure RF des guides d'ondes imprimés et de celui commercial. (a) Coefficients de transmission (b) Coefficients de réflexion.

Par conséquent, la présence d'une différence qui vaut seulement ~0,32 dB/m entre les coefficients de transmission des guides d'ondes imprimés et ceux du guide d'ondes usiné montre bien l'intérêt que peut porter le procédé de fabrication DMLS pour le domaine de la RF. Par ailleurs, une légère différence entre les coefficients de transmission de chaque guide d'ondes imprimé montre que l'orientation n'a pas un impact considérable sur le niveau des pertes RF. Néanmoins, malgré une rugosité plus importante sur ces surfaces conductrices internes, le guide orienté horizontalement durant la technique DMLS présente moins de pertes d'insertion que le guide d'ondes imprimé verticalement avec des coefficients de réflexion qui sont inférieures à - 30 dB. Ce constat peut être expliquer par les erreurs de mesures RF dues à la différence de précision d'alignement aux niveaux des brides de connexions entre les mesures effectuées pour chaque guide d'ondes.

2. Modélisation de la rugosité utilisés par le logiciel HFSS

Afin de mieux prendre en compte la rugosité et ses effets sur les performances RF des dispositifs nous avons cherché à évaluer les modèles de rugosité proposé dans le logiciel HFSS. Cette étude est présentée ci-après.

i. Modèle de Morgan et Hammerstad

En 1949, Samuel Morgan a publié la première étude sur les pertes HF dues à la rugosité des surfaces conductrices en utilisant une solution numérique des équations de Maxwell d'une précision de 1 % à l'aide d'un modèle de profil de surface en 2D [4]. Morgan a supposé que la cause des pertes supplémentaires fût basée sur l'hypothèse que la courbe des pertes était une fonction de la rugosité Rq et de l'effet de peau (δ) d'une surface métallique avec une conductivité électrique (σ) égale à celle du métal massif. Il a étudié des cas bidimensionnels qui supposaient que la rugosité consistait en des rainures infiniment longues parallèles ou normales au flux de courant. Le profil triangulaire des rainures est représenté sur la Figure 57.

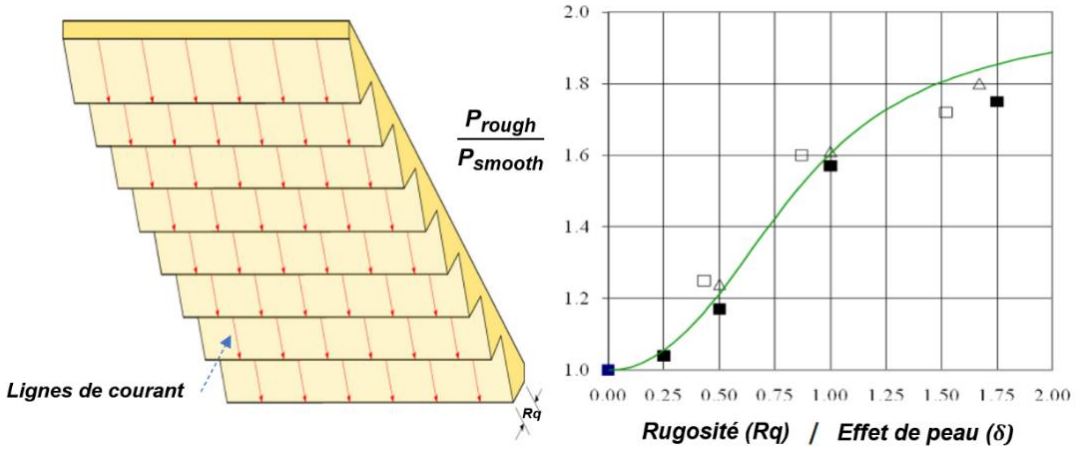


Figure 57 : Calculs de perte de puissance relative 2-D de Samuel Morgan pour des rainures rectangulaires (□), triangulaires. (Δ), et carrés (■). Les rainures sont normales à la direction du flux de courant dans une ligne de transmission [4].

En 1980, Hammerstad a trouvé que les données de Morgan sont superposées à un ajustement empirique d'une fonction arc tangente. La fonction arc tangente n'avait aucune base physique. Elle produit une valeur maximale de 2 pour le rapport entre les pertes de puissance transmise par une ligne de transmission rugueuse (P_{rough}) et les pertes de puissance de la même ligne de transmission

parfaitement lisse (P_{smooth}). Le facteur de correction (F_c) calculé par l'équation 9 permet de prendre en compte les pertes dues à la rugosité durant les simulations HF [4].

$$F_c = \frac{P_{rough}}{P_{smooth}} = 1 + \frac{2}{\pi}\arctan\left[1{,}4\left(\frac{R_q}{\delta}\right)^2\right] \quad (9)$$

Où Rq est la rugosité de la surface et δ est l'effet de peau.

Le modèle d'Hammerstad est encore utilisé aujourd'hui pour modéliser l'impact d'une rugosité micrométrique dans des bandes de fréquences qui présentent au minimum un effet de peau de quelques microns. En réalité, ces conditions garantiront un fonctionnement efficace du modèle de prédiction d'Hammerstad. A titre d'exemple, l'effet de peau à 1 GHz est comparable à des irrégularités de surface d'un conducteur en alliage d'aluminium (δ ~ 2,6 µm), tandis qu'à 15 GHz, Il est beaucoup plus petit (δ ~ 0.67 µm) que les irrégularités de surface.

ii. Modèle de Huray

Il y a des surfaces métalliques qui sont intentionnellement fabriquées pour être rugueuses afin de les faire adhérer à un milieu de propagation diélectrique sous température et pression (thermo diffusion) dans un empilement de laminés (circuits imprimés). En effet, l'étude de l'impact de la présence de cette rugosité sur les surfaces conductrices est essentielle durant les simulations HF, notamment pour évaluer son impact sur les performances RF pour des fabrications en technologie additive. Dans cette thèse, la rugosité n'est pas voulue, mais due au procédé de fabrication DMLS. La Figure 58 montre une image prise par le microscope électronique à balayage (MEB) d'une surface conductrice plate qui a été imprimée par la technique DMLS. La surface appartient à un cube test en alliage d'aluminium AlSi7Mg0,6 qui a été imprimé en début de projet (Figure 58). La rugosité sur cette surface est aussi apercevable à l'œil nu.

Selon le modèle de Huray, la rugosité est modélisée par des structures pyramidales de boules de métal disposées selon un motif hexagonal sur une surface plate [4]. La Figure 59, montre qu'en pratique les boules n'ont pas forcément le même diamètre. En revanche, des hypothèses théoriques ont été adoptées pour rendre le modèle d'empilement de sphères uniforme. Au préalable, le comportement EM d'une seule boule de métal, présente sur la surface conductrice d'une ligne de transmission micro-ruban a été profondément étudié par Huray [4].

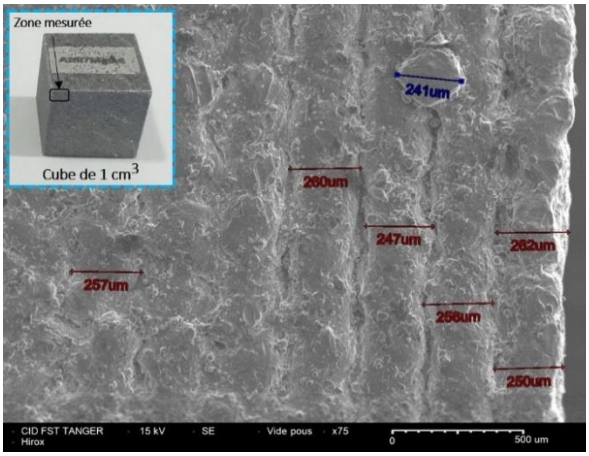


Figure 58 : Image d'une surface DMLS prise par le MEB.

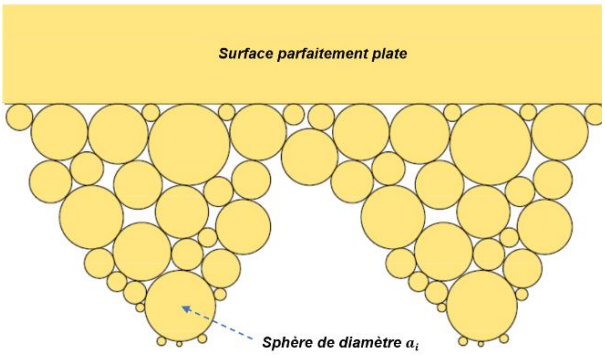


Figure 59 : Modélisation de la rugosité selon Huray [4].

A l'aide des empilements pyramidaux de boules de métal d'un nombre N_i, et d'un rayon a_i et la section transversale d'absorption pour les hautes fréquences [4], le calcul de la puissance maximale absorbée par l'empilement des sphères, en supplément de la puissance absorbée par la surface lisse/plate (P_{smooth}) a été effectué. Le rapport entre la puissance totale absorbée P_{rough} (puissance transmise par une ligne de transmission rugueuse) et P_{smooth} (puissance transmise par une ligne de transmission parfaitement lisse), calculé par l'équation 10, permet de déterminer le facteur de correction (F_c) de Huray qu'il faudrait utiliser durant les simulations HF. Le modèle de Huray est valable pour une grande catégorie de texture de surface et pour des fréquences allant jusqu'à 100 GHz. L'équation 10 remplace ainsi l'équation de Hammerstad (équation 9) comme prédicteur des pertes de puissance du conducteur.

$$F_c = \frac{P_{rough}}{P_{smooth}} = 1 + \frac{3}{2}\sum_{i=1}^{j} \frac{\left(\frac{N_i 4\pi {a_i}^2}{A_{hex}}\right)}{\left[1 + \frac{\delta}{a_i} + \frac{\delta^2}{2{a_i}^2}\right]} \tag{10}$$

Où A_{hex} est la surface de l'hexagone contant les boules de métal et δ est l'effet de peau.

L'équation 10 montre que les pertes de puissance en hautes fréquences, où δ est faible devant a_i, sont maximales et ne dépend que du rapport entre la surface de toutes les boules de métal et la surface de la zone hexagonale sur laquelle les boules de métal se trouvent. Les mesures de $\overline{Rq}$ permettent de déterminer le rayon a_i des boules de métal, ainsi que leur nombre N_i. Par ailleurs, le profil de surface interne d'un guide obtenu par procédé DMLS présenté sur la Figure 55, montre que le modèle de Huray est parfaitement adapté à la modélisation de la rugosité du ce procédé de fabrication.

Le logiciel de simulation HFSS considère la présence d'une rugosité sur les surfaces du conducteur comme une diminution de sa conductivité électrique ou bien une augmentation de sa résistivité. Cette diminution est calculée par l'équation 11 en utilisant le facteur de correction F_c de chaque modèle.

$$\sigma_{rough} = \frac{\sigma_{smooth}}{{F_c}^2} \tag{11}$$

Où σ_{rough} est la conductivité électrique d'une surface métallique rugueuse et σ_{smooth} est la conductivité électrique d'une surface métallique lisse/plate.

Pour simuler efficacement l'impact de la rugosité sur les performances RF, le modèle de Huray prédéfini dans le logiciel de simulation HFSS a été utilisé en association avec les mesures de la rugosité $\overline{R_q}$ des surfaces conductrices internes. Le modèle analytique de Huray modélise la rugosité comme étant un empilement de sphères de rayon a_i ($\overline{R_q}$) sur une surface hexagonale « A_{hex} ». La surface de l'hexagone est calculée par l'équation 12. Cependant, les paramètres d'entrée du logiciel HFSS sont, le rapport des surfaces des sphères sur la surface A_{hex} et l'effet de peau « δ » à chaque fréquence de la bande K_u. Dans le but de calculer la surface des sphères empilées dans l'hexagone il faut, tout d'abord, trouver leur nombre en fonction de la rugosité $\overline{R_q}$. Pour cela, un rangement idéal des sphères sur la longueur « L » qui représente le côté de l'hexagone a été adopté. De plus, nous supposons que $\overline{R_q}$ est très faible devant L et que toutes les sphères sont identiques.

$$A_{hex} = \frac{3\sqrt{3}}{2} \times L^2 \tag{12}$$

Le nombre de sphères est alors calculé en s'appuyant sur la Figure 60. En fait, si la longueur « L » est la distance entre deux points sur la surface conductrice alors, le paramètre « périm » donné par le profilomètre permet de calculer le pourcentage de la distance supplémentaire parcourue par la pointe

du profilomètre due au profil de la rugosité. Un périm de 0 % veut dire que la distance entre les deux points de mesure est la même que celle parcourue par la pointe du profilomètre. La longueur de plus (L × périm) est donc la distance de plus parcourue sur les périmètres de N demi-sphères par rapport à un passage parfaitement droit de la pointe sur la surface conductrice. Par conséquent, le nombre de sphères est calculé par l'équation 13.

$$N = \frac{3\sqrt{3}\times L^2}{2\overline{R_q}^2} \times \left(\frac{\text{périm}}{(\pi\text{-}2)\times 100}\right) \quad (13)$$

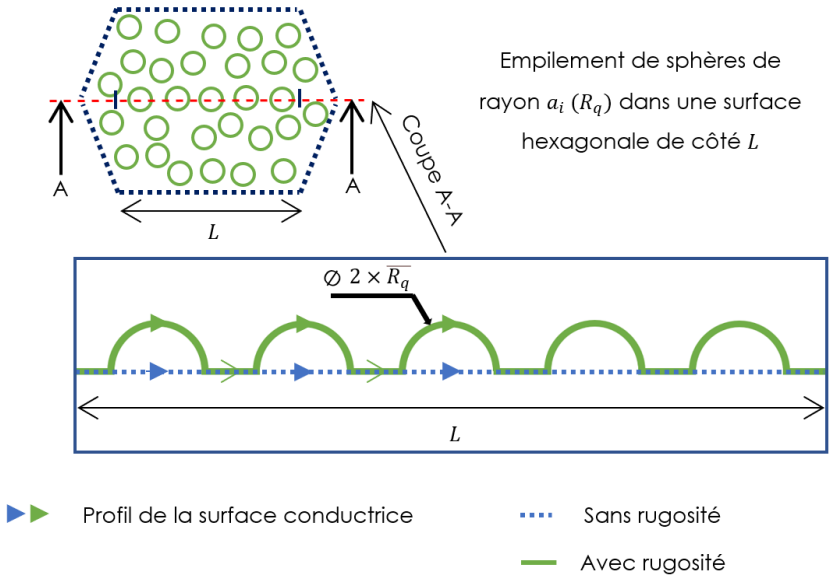
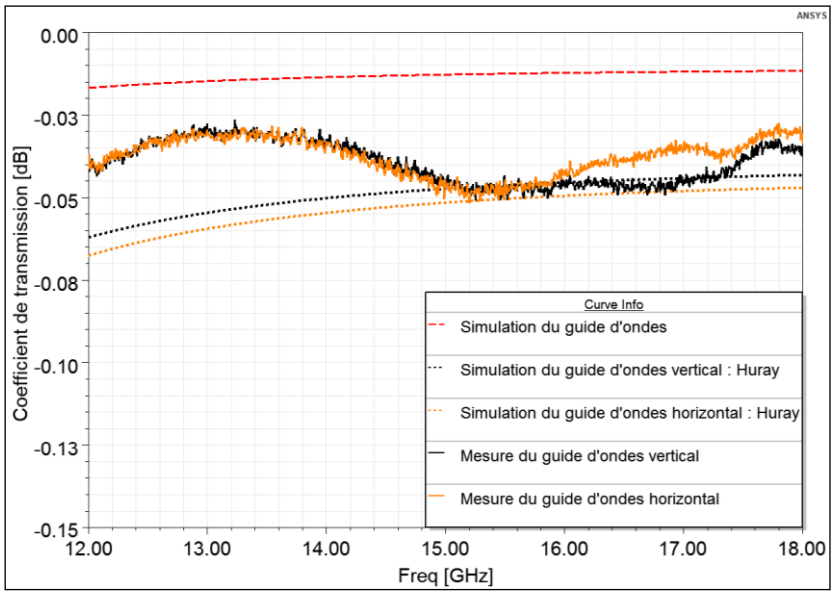
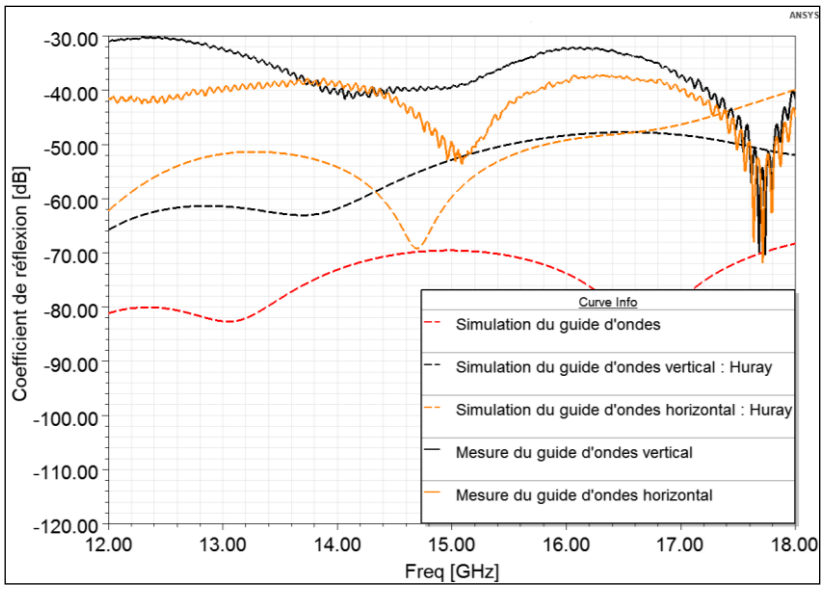


Figure 60 : Modèle de Huray adapté à la rugosité $\overline{R_q}$ mesurée.

La Figure 61 montre que le modèle de Huray arrive à prendre en compte les pertes dues à la rugosité avec une précision remarquable. Les coefficients de transmission modélisés pour le guide d'ondes imprimé verticalement sont légèrement moins importants que les coefficients de transmission modélisés du guide d'ondes imprimé horizontalement.



(a)



(b)

Figure 61 : Comparaison entre les résultats de simulation HF avec le modèle de Huray et les résultats de mesure RF des deux guides d'ondes imprimés. (a) Coefficients de transmission (b) Coefficients de réflexion.

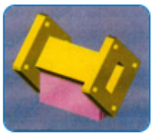
Le résultat est logique puisque plus la rugosité $\overline{R_q}$ est importante plus les pertes d'insertion sont importantes. La différence entre les deux courbes modélisées est de ~0,12 dB/m pour une longueur mesurée de 50 mm. Par conséquence, la prise en compte de la rugosité sur les faces conductrices augmente les pertes d'insertion de ~0,96 dB/m vis-à-vis d'une simulation qui modélise un comportement RF parfait du guide d'ondes. Cette augmentation englobe la totalité des pertes RF mesurées pour chaque guide d'ondes imprimé par le procédé de fabrication DMLS. En fait, les modélisations de Huray donnent des niveaux de pertes d'insertion plus importants que les mesures RF avec des coefficients de réflexion inferieures à – 30 dB, ceci est dû à l'utilisation d'une moyenne quadratique de la rugosité ($\overline{R_q}$) pour le calcul du nombre de sphères qui serait probablement moins importante si nous avions augmenté le nombre de mesure par morceau de guide d'ondes. Effectivement, l'écart type calculé de chaque morceau de guide d'ondes reste important même après les 42 mesures effectuées par morceau.

Par ailleurs, les coefficients de réflexion mesurés, simulés et modélisés sont inférieurs à – 30 dB et les courbes de Huray donnent une bonne approximation des pertes par réflexion mesurées.

3. Brides d'accordement

Lors de nos premiers essais, nous nous sommes aperçus que le polissage des brides d'accès pouvait avoir une très grande influence sur la qualité des mesures RF. Nous illustrons ce constat dans ce paragraphe. Le Tableau 6 présente les résultats de mesure de la rugosité avant et après le polissage des brides des deux guides d'ondes imprimés. Les résultats de mesure de $\overline{R_q}$ ont montrés que les brides du guide d'ondes imprimé verticalement présentent un $\overline{R_q}$ de 0,45 µm après polissage au lieu de 8,3 µm avant. Pour le guide d'ondes imprimé horizontalement, la rugosité des brides passe de 9,4 µm avant polissage à 0,49 µm après. L'étape de polissage des brides réduit considérablement leur rugosité et donc les gaps d'air qui peuvent exister au niveau des brides de connexion.

Tableau 6 : Résultats de mesure de la rugosité des brides en AlSi7Mg0,6.

		Bride mesurée	
		Avant polissage	Après polissage
Nombre de mesures		6	6
$\overline{R_q}$ (µm)		8,3	0,45
		9,4	0,49

Pour déterminer l'impact de la rugosité des brides de connexion sur les performances RF nous avons, tout d'abord, assuré un bon alignement mécanique entre les transitions SMA-guide et les guides d'ondes imprimés. Cela a été obtenu à l'aide d'un gabarit support imprimé en FDM et l'utilisation de joint de serrage comme cela est illustré sur la Figure 62. Ensuite, deux mesures RF ont été effectuées ; une première mesure avant le polissage et une deuxième après le polissage des brides. Le guide d'ondes orienté horizontalement durant la technique DMLS a été choisi pour cette étude étant donné que l'une des brides de connexion du guide d'ondes orienté verticalement a été usinée lors de son détachement du plateau d'impression.

La Figure 63 présente une comparaison entre les paramètres S mesurés du guide d'ondes imprimé horizontalement avant et après le polissage des brides. Effectivement, la présence de la rugosité sur les brides de connexion perturbe l'adaptation du signal et augmente drastiquement les coefficients de transmission surtout en basses fréquences. La cause de ces perturbations est liée fortement aux gaps d'air qui apparaissent sur les surfaces des brides durant les mesures RF à cause de la rugosité. Par conséquent, nous avons montré que deux opérations doivent être systématiquement faites après chaque réalisation RF par les procédés d'impression 3D métal ; le polissage des brides de connexion et l'alignement parfait de l'ensemble mesuré.

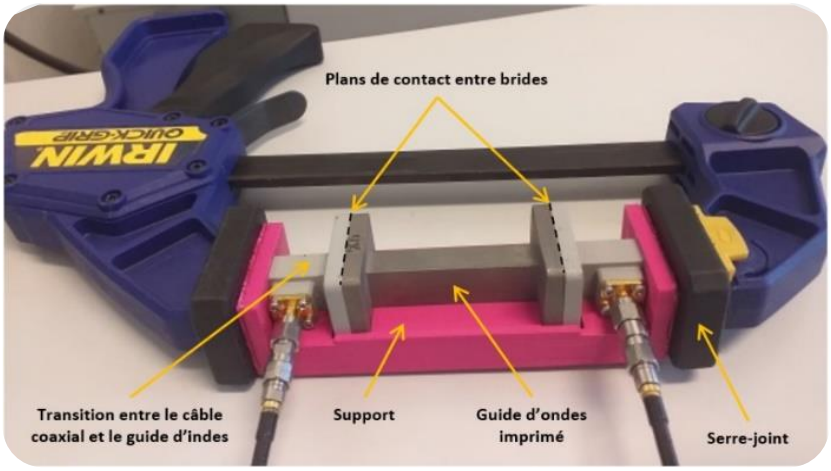
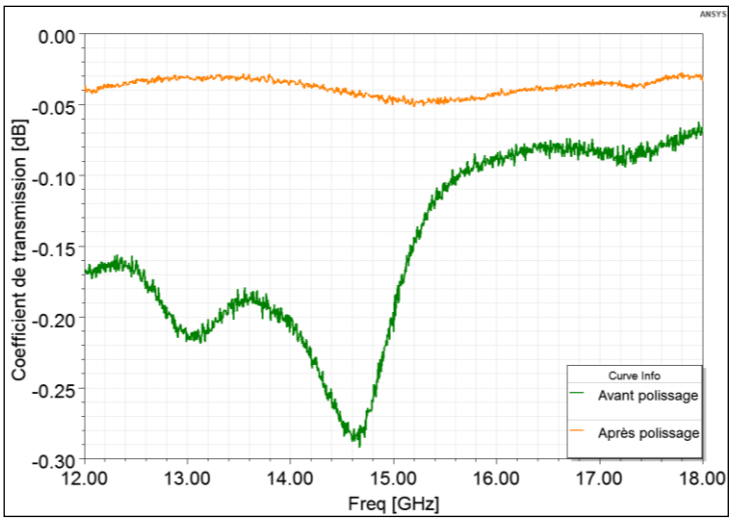
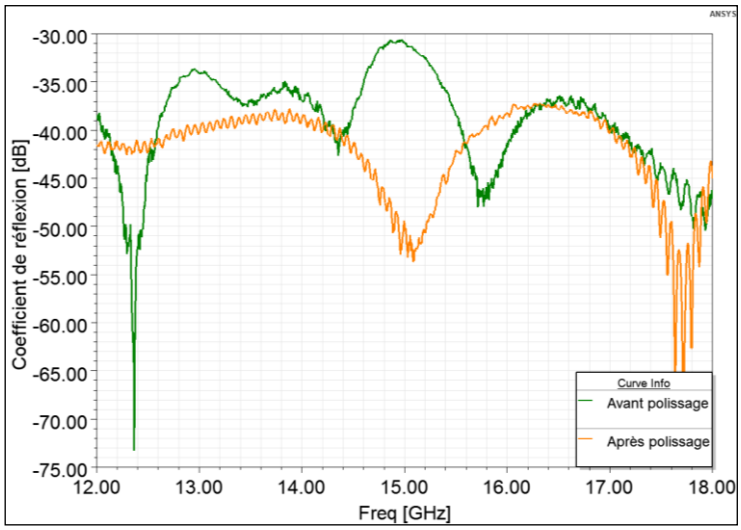


Figure 62 : dispositif de mesure RF d'un guide d'ondes en bande Ku.



(a)



(b)

Figure 63 : Résultats de mesure RF du guide d'ondes imprimé horizontalement avant et après le polissage des brides. (a) Coefficients de transmission (b) Coefficients de réflexion.

IV. Conception et simulation de sous-ensembles HF en guide d'ondes

Les études précédentes, nous ont permis d'analyser les stratégies d'impression mais également de roder et convenablement définir les modèles et les protocoles de test et de mesure. Dans ce paragraphe nous allons analyser divers sous-ensembles RF qui nous semblent très adaptés à une fabrication par le procédé DMLS.

Premièrement, la minimisation du poids, comme la taille et le coût, font partie des trois principaux axes d'optimisation des dispositifs RF en vue de leur intégration dans les systèmes électroniques. Dans ce sens, une étude expérimentale visant à réduire le poids des guides d'ondes imprimés par la technique DMLS a été effectuée. Deux guides d'ondes en bande Ku ajouré et plein ont été imprimés à l'aide du procédé de fabrication DMLS. Les écarts observés entre les simulations et les mesures RF vont nous permettre de juger l'efficacité de la technique d'ajourage choisie et de déterminer ainsi la taille des trous la mieux adaptée à la RF.

Deuxièmement, les fonctions de changement de direction et d'orientation du mode de propagation (coudes, twists et guides d'ondes hélicoïdaux), utilisées dans les dispositifs RF pour faire la liaison avec d'autres fonctions, sont étudiées. Une optimisation de la conception de ces fonctions pour le procédé DMLS a été faite. Les guides d'ondes hélicoïdaux sont un résultat de cette optimisation qui d'ailleurs faciliteront énormément le changement de direction du signal propagé dans un système RF complexe.

Troisièmement, la plupart des systèmes RF, tels que les filtres et les antennes réseaux de fentes en guide (SWA (Slotted Waveguide Array)), comportent parmi leur composants RF des iris de couplage. Dans cette étude, cinq nouvelles formes d'iris ont été conçues en plus de la forme rectangulaire classique afin d'étudier leur sensibilité au procédé de fabrication DMLS au vu de leurs faibles dimensions.

Les fonctions conçues ont été alimentées pendant les simulations HF par deux ports d'excitation d'une impédance caractéristique adaptée à l'impédance d'entrée de chaque dispositif. Les brides conçues respectent les dimensions d'une section transversale standard WR-62 (7,8 mm – 15,9 mm) en bande Ku (12-18 GHz) et l'épaisseur des parois extérieures de tous les dispositifs conçus vaut 1 mm.

1. Guides d'ondes maillés

Deux guides d'ondes maillés avec deux différentes tailles de maille (C_1 = 1 mm et C_2 = 1,5 mm) ont été conçus. La taille de la section transversale et la longueur des deux guides d'ondes ajourés sont les mêmes que celles des guides d'ondes pleins étudiés auparavant.

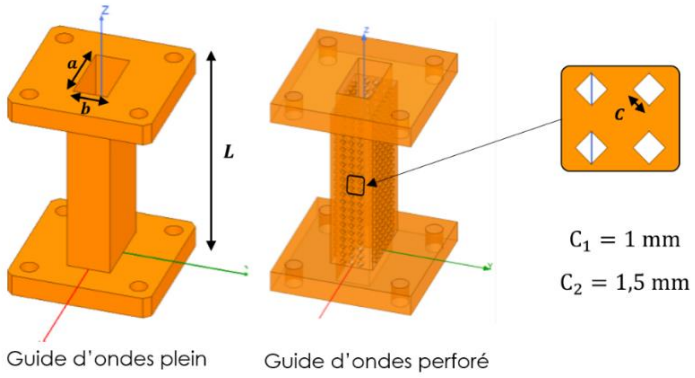


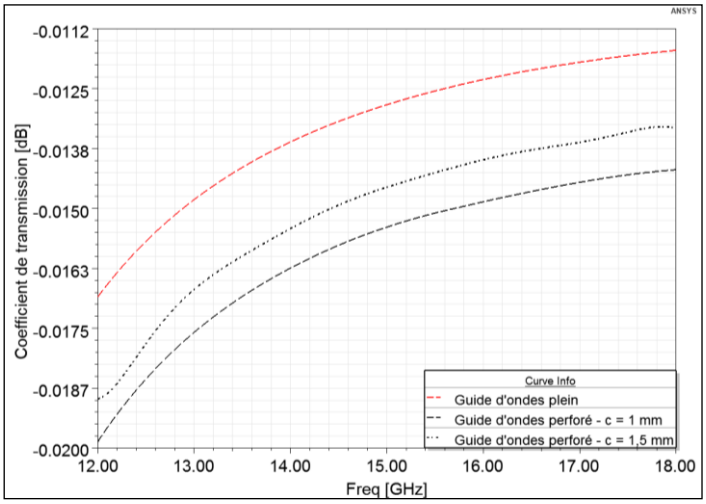
Figure 64 : Conception du guide d'ondes perforé et du guide d'ondes plein sur HFSS.

L'orientation des trous a été choisie afin d'éviter les problèmes d'impression pendant le procédé de fabrication DMLS comme illustré sur la Figure 64. Les perforations ont la forme d'un carré tourné de 45° par rapport à la plateforme d'impression, qui est ensuite dupliqué jusqu'à occuper, uniformément, la totalité des parois conductrices du guide d'ondes.

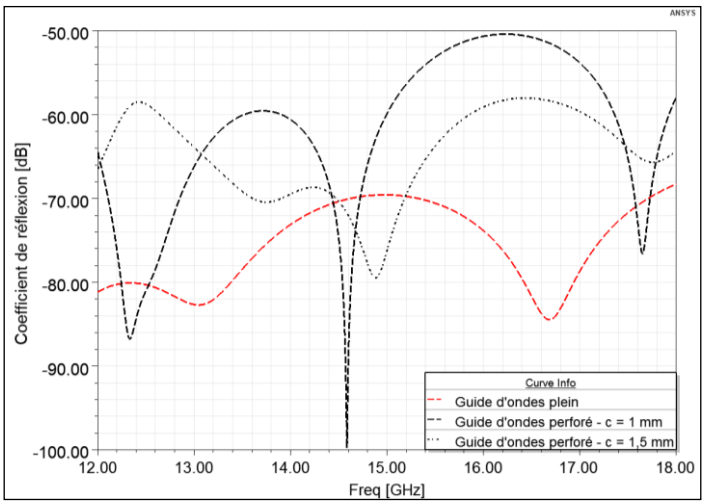
La répartition et la taille des perforations ont été choisies de manière à conserver suffisamment d'espace entre deux perforations consécutives. De plus, la taille des perforations doit être faible devant la longueur d'ondes. Pour être sûr d'éviter d'éventuelles pertes par rayonnement, la taille des perforations C_1 et C_2 est inférieure à 10 fois la longueur d'ondes en bande K_u. La distance minimale entre deux trous est obtenue avec les trous de taille C_2 et elle vaut 0,87 mm. Pour les trous de taille C_1 la distance entre deux perforations vaut 1,08 mm.

Les coefficients de réflexion et les coefficients de transmission simulés du guide d'ondes plein et des deux guides d'ondes maillés avec des perforations de taille C_1 et C_2 sont illustrés sur la Figure 65.

Le coefficient de transmission passe de ~0,28 dB/m pour le guide d'ondes plein à ~0,31 dB/m pour le guide d'ondes avec les perforations C_2. La différence entre les coefficients de transmission des deux guides d'ondes perforés reste aussi négligeable et vaut seulement ~0,02 dB/m.



(a)



(b)

Figure 65 : Résultats de simulation des deux guides d'ondes perforés et du guide d'ondes plein sur HFSS. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Les coefficients de réflexion sont inférieurs à - 50 dB sur toute la bande Ku et cela pour les trois guides d'ondes simulés. D'après les résultats de la simulation, l'ajout de trous dans le but de réduire le poids des dispositifs RF est très prometteur. Cependant, les perforations produisent une réduction de la surface conductrice ce qui entraine une légère augmentation des pertes d'après les simulations HF.

La Figure 66 montre les vues de face de six guides d'ondes perforés conçus suivant deux stratégies différentes. La première stratégie consiste à fixer le volume des trous et changer leurs emplacements sur les parois conductrices, ce qui correspond à faire varier la distance entre perforations, passant ainsi de 0,5 mm à 1,5 mm en gardant leur volume fixe. La seconde stratégie fixe l'emplacement des perforations et varie leur volume ce qui se traduit par la variation de la taille des trous passant de 0,5 mm à 1,5 mm en gardant leur emplacement fixe. Si l'on ne prend pas en compte le volume des brides de connexion, le volume du guide d'ondes est réduit de ~31,5 % pour une taille des trous valant 1,5 mm. Pour des perforations d'une taille de 0,5 mm et 1 mm le volume est réduit de ~9,1 % et ~3,5 %,

respectivement. Ces deux stratégies vont nous permettre de valider via des simulations HF la présence d'une faible variation des performances induite par le changement de l'emplacement et le volume des trous. Les perforations n'ont pas été inclinés car il n'aura pas une phase de fabrication à la suite de cette étude, donc pas besoin de les adapter au procédé de fabrication DMLS.

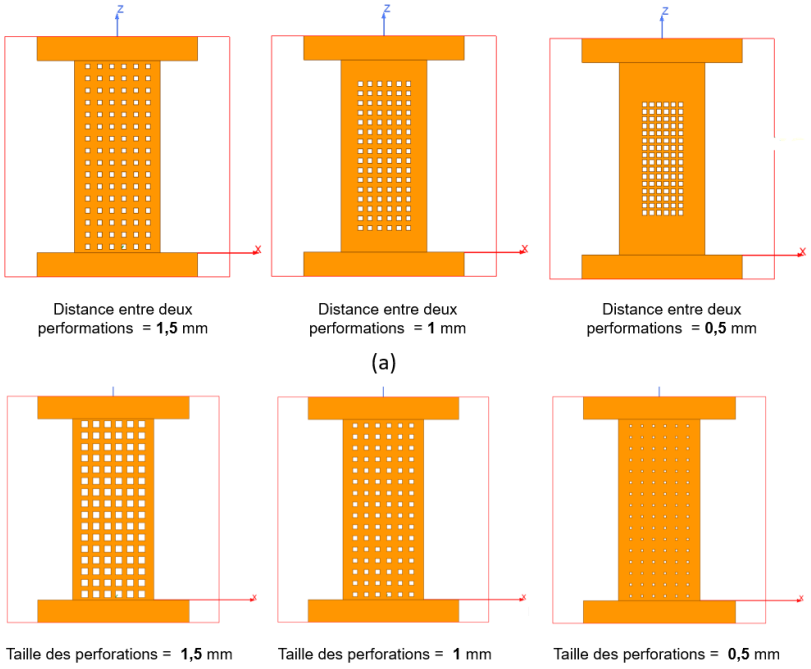
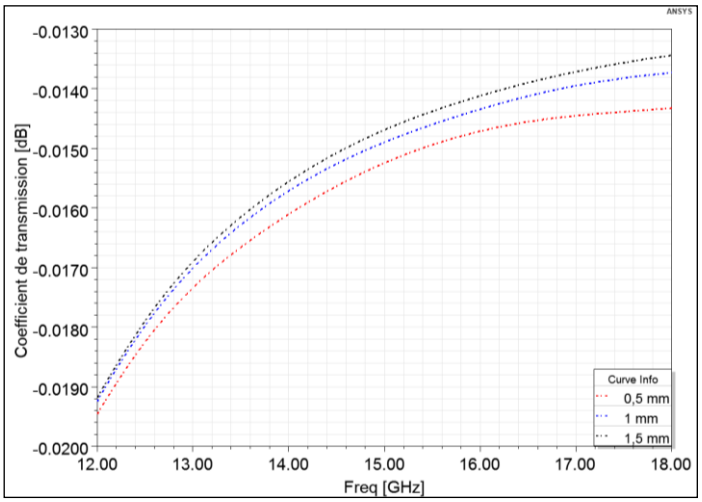
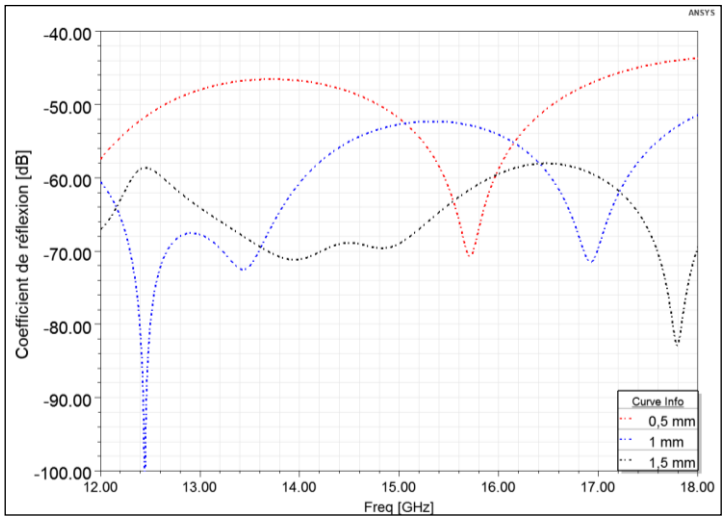


Figure 66 : Périodicité des perforations. (a) Volume fixe (b) Emplacement fixe.

La Figure 67 et la Figure 68 montrent les résultats de simulation HF de chacune des deux stratégies. Les coefficients de transmission simulés avec la première stratégie augmentent avec le rapprochement et la concentration des perforations au milieu des parois conductrices. Pour la deuxième stratégie, au fur et à mesure que le volume occupé par les perforations augmente, les coefficients de transmission augmentent. Cependant, l'augmentation maximale observée pour la première et la deuxième stratégie est de ~0,01 dB/m et ~0,1 dB/m, respectivement. Les coefficients de réflexion restent aussi très faibles pour les deux stratégies avec une valeur maximale de – 45 dB. Par conséquent, nous pouvons constater que l'impact de l'emplacement des perforations est dix fois plus faible que l'impact du volume des perforations.

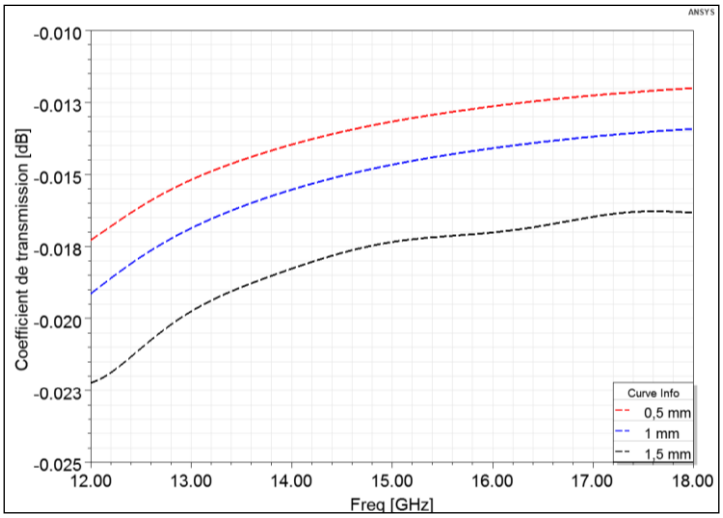


(a)

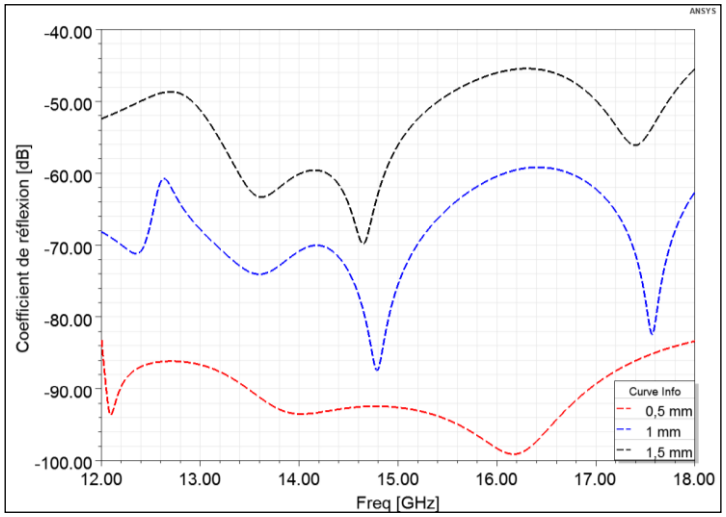


(b)

Figure 67 : Résultats de simulation des trois guides d'ondes perforés avec la stratégie « volume fixe ». (a) Coefficients de transmission (b) Coefficients de réflexion.



(a)



(b)

Figure 68 : Résultats de simulation des trois guides d'ondes perforés avec la stratégie « emplacement fixe ». (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Finalement, les deux stratégies n'ont pas un impact important sur les performances RF simulées.

Nous avons réalisé par procédé DMLS deux guides maillés correspondant à la stratégie 2. Lors de leur réalisation nous avons rencontré des problèmes notamment d'éclatement d'un des guides. La Figure 69 montre une image du guide d'ondes avec des perforations d'une taille de 1 mm et le guide d'ondes conventionnel en bande Ku, ainsi que des photos du guide d'ondes perforé, avec des perforations d'une taille de 1,5 mm, qui a explosé pendant le procédé de fabrication DMLS ; encore attaché à la plaque d'impression et après l'avoir détaché. Ainsi, nous pouvons tout d'abord conclure qu'il existe une limite supérieure pour la taille des mailles qui doit être respectée afin d'éviter les défauts de fabrication.

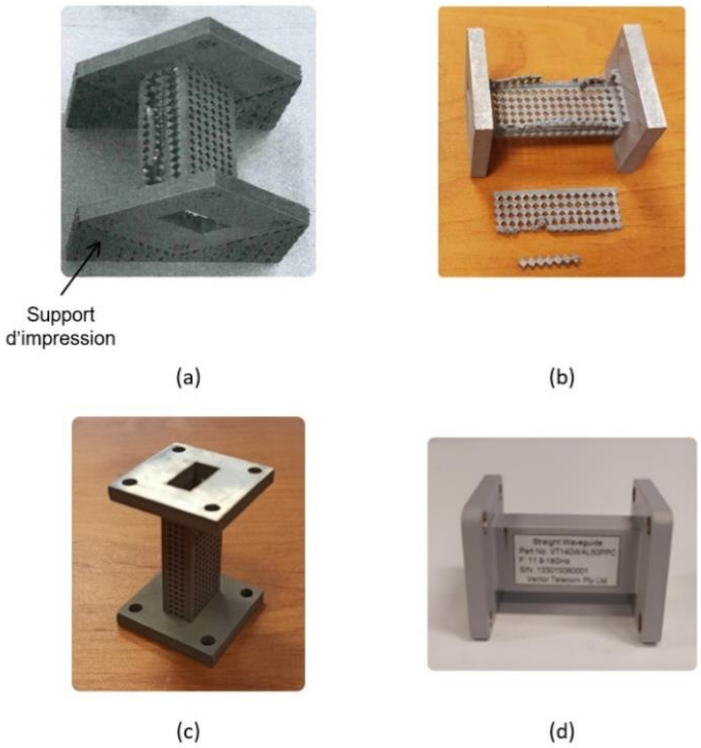


Figure 69 : Photographies du guide d'ondes conventionnel et des guides d'ondes imprimés. (a) Guide d'onde cassé avec des perforations de taille C_2. (b) Orientation et structure de support du guide d'ondes cassé. (c) Guide d'onde imprimé avec des perforations de taille C_1. (d) Guide d'ondes conventionnel.

En fait, une taille des perforations importante implique une faible présence de la matière entre les perforations ce qui réduit la tenue mécanique du guide d'ondes durant l'impression. Toutefois, le guide d'ondes avec des perforations d'une taille de 1 mm a bien été imprimé et mesuré. Donc, des perforations de 1 mm, distancées entre elles de ~1 mm permettent au guide de tenir durant le procédé de fabrication DMLS, tandis que des perforations de 1,5 mm, distancées entre elles de ~0,9 mm peuvent engendre des défauts d'impression lors du procédé de fabrication DMLS comme nous l'avons déjà constaté.

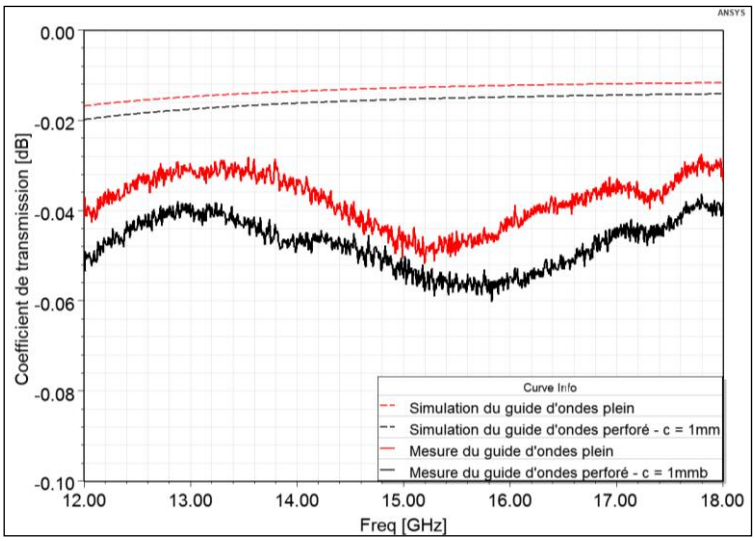
Le guide d'ondes plein choisi pour cette étude à titre de comparaison est celui imprimé horizontalement, ayant la même orientation que le guide d'onde perforé.

Pour les guides maillés, les perforations respectent la règle de 45°. De plus, la prise en compte de cette règle durant la conception permet de réduire les zones en surplomb, ce qui évite l'effondrement de la matière. Cette proposition d'orientation des perforations sera plus efficace dans des systèmes RF

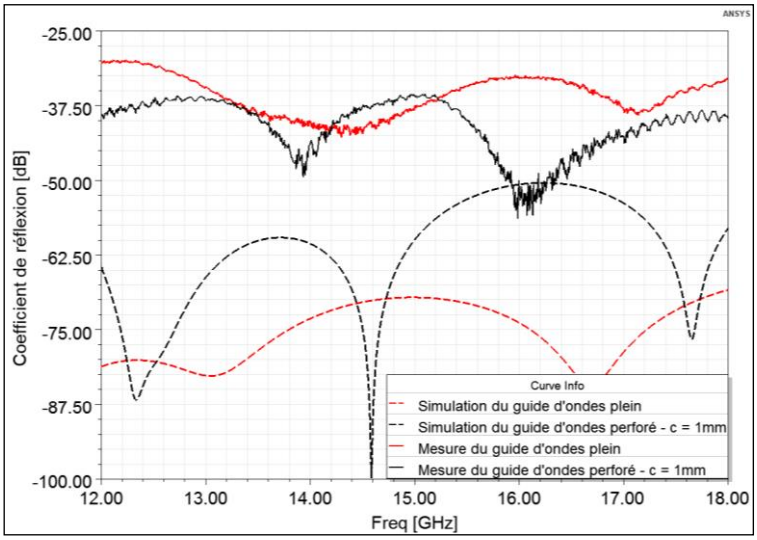
complexes surtout pour les parois conductrices orientées verticalement par rapport à la plateforme d'impression.

La mesure des paramètres S de ces guides a été effectuée. La Figure 70 montre que le coefficient de transmission mesuré du guide d'ondes plein est de ~0,8 dB/m, ce qui montre que le coefficient est augmenté de ~0,52 dB/m comparé à la simulation. Aussi, le coefficient de transmission mesuré pour le guide maillé avec des mailles de 1 mm est de ~1 dB/m, ce qui représente une augmentation du coefficient de transmission de seulement ~0,2 dB/m par rapport à celui d'un guide d'ondes plein. Le guide d'ondes perforé présente plus de pertes RF que le guide d'ondes entièrement métallique, ce qui est inévitable, car une partie du métal est enlevée par rapport au guide d'ondes plein ce qui rallonge les chemins des lignes de courants durant la propagation et augmente ainsi la résistivité de l'effet de peau. Par ailleurs, les coefficients de réflexion sont inférieurs à - 30 dB dans la bande Ku pour tous les guides d'ondes mesurés.

Le poids total du guide d'ondes avec des perforations de 1 mm est réduit de 30 g à 24,75 g, ce qui correspond à une réduction de poids de 17,5%.



(a)



(b)

Figure 70 : Résultats de simulation et de mesure RF des guides d'ondes perforés, guide d'ondes plein et guide d'ondes conventionnel. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Finalement, cette étude indique le potentiel du procédé de fabrication DMLS à réduire le poids des guides d'ondes et également celui de certaines structures RF à base de guides d'ondes telles que les filtres et les antennes SWA.

2. Twists

La fonction twist joue un rôle très important dans les systèmes RF. Elle permet de modifier efficacement le plan de propagation d'un signal dans le même niveau, ainsi que d'adapter l'impédance de charge des guides d'ondes, pour le cas des twists sectionnés. La fabrication par procédé DMLS semble très adaptée à la réalisation de twists lisses, ainsi que les twists sectionnés et c'est pourquoi cette fonction a été retenue pour notre étude.

Le principe des twists classique sectionnées est décrit dans [5]. Chaque section du twist introduit une inductance shunt pure. Ensuite, en introduisant un pas épais entre les sections rotatives, les sections du twist sont transformées par des capacités pour compenser l'inductance de la section rotative précédente. En outre, les twists conçus dans ce manuscrit sont dits quasi-lisses et pas sectionnés puisqu'il faut un pas d'environ un quart de longueur d'onde guidée, ce qui correspond en bande Ku à un pas d'environ 5 mm, pour avoir des twists sectionnés, alors que dans ce manuscrit, les twists réalisés ont un pas maximal de 0,4 mm, ce qui rend l'inductance shunt introduit par la rotation de chaque section du twist et la capacité introduit par le pas entre chaque deux sections du twist très faible. La Figure 71 illustre la conception d'un twist sur HFSS.

Deux twists ont été conçus avec deux variations de longueur (30 mm et 40 mm). La longueur des twists ne comprend pas la hauteur des deux brides de connexion, qui vaut 5 mm de chaque côté du twist.

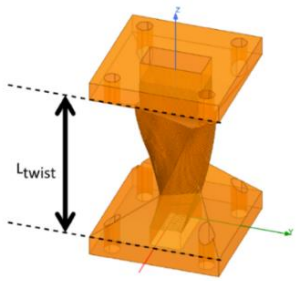
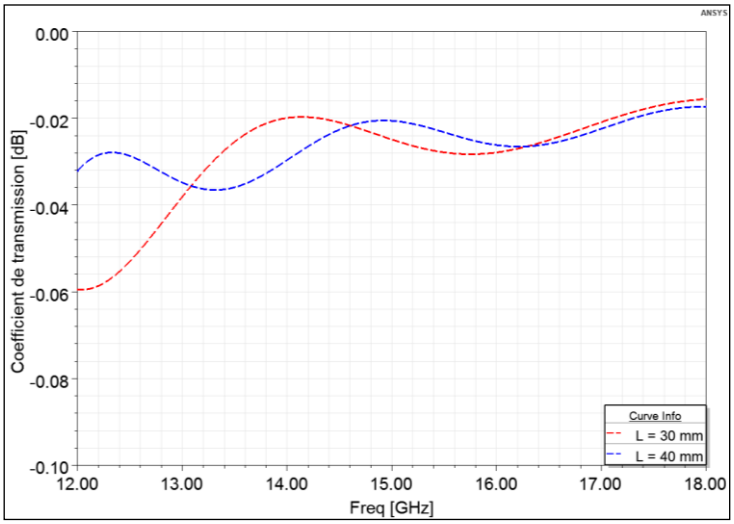
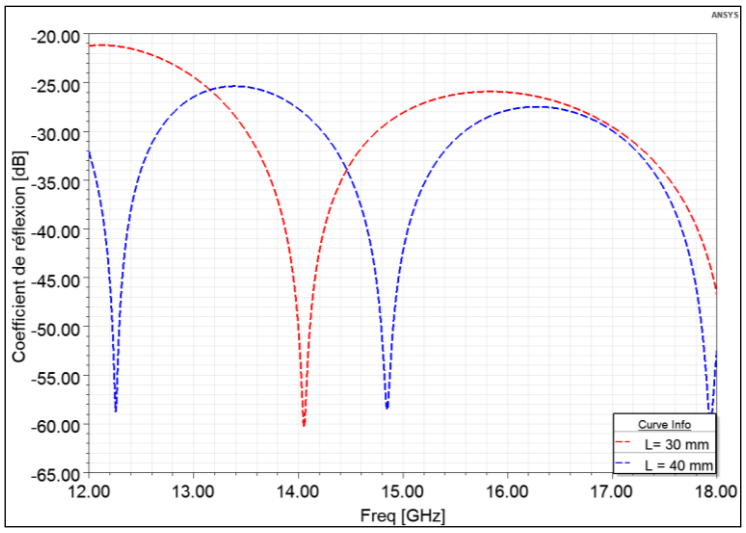


Figure 71 : Conception du twist sur HFSS.



(a)



(b)

Figure 72 : Résultats de simulation des deux twists conçus. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

La Figure 72 montre les résultats de simulation des deux twists prévus. Les pertes d'insertion du twist de 30 mm et de celui de 40 mm ont presque le même niveau et valent ~0,75 dB/m et ~0,6 dB/m, respectivement. Les pertes par réflexion sont inférieures à – 20 dB pour les deux twists. Par ailleurs, le twist de 30 mm de longueur permet une meilleure compacité mais plus le twist est court vis-à-vis la longueur d'onde guidée, plus il présente des pertes d'insertion. Finalement, le twist de 40 mm de longueur (50 mm si on compte les brides) donne la meilleure réponse RF.

La Figure 73 montre les images des twists imprimés, l'un d'une longueur de 30 mm et l'autre de 40 mm. Les deux twists ont été orientés verticalement lors de l'impression et n'ont pas donné de défauts d'impression après le procédé de fabrication DMLS.

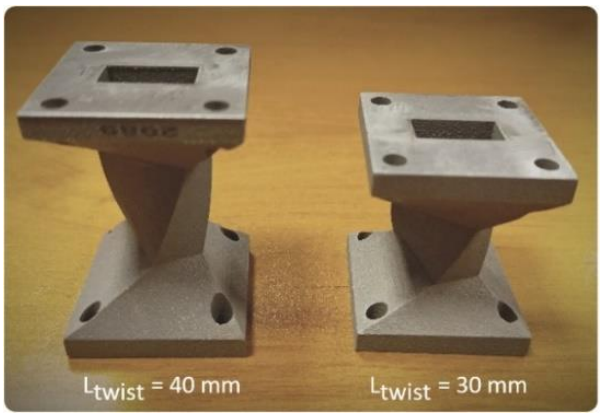
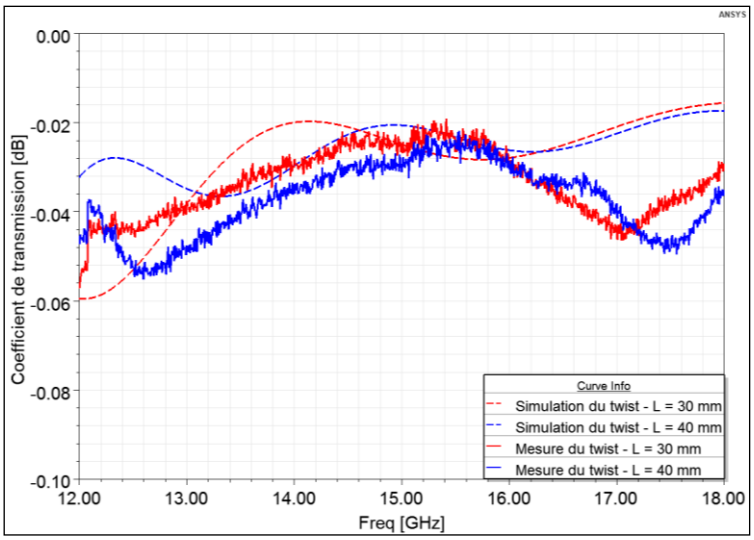
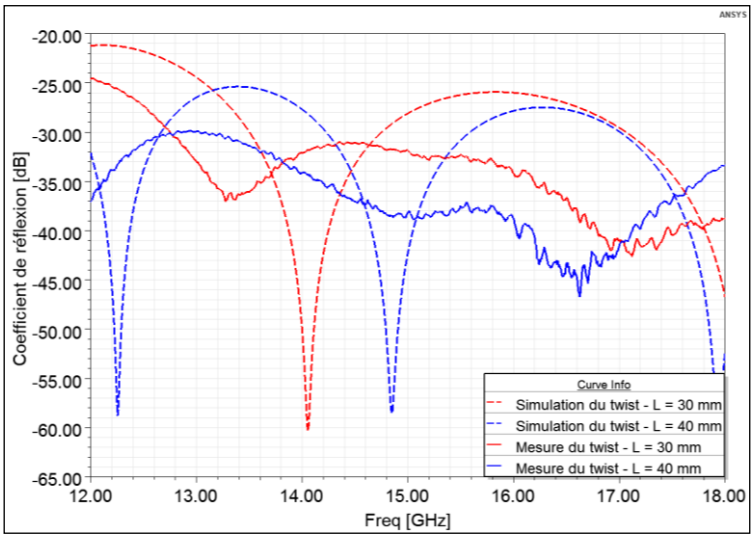


Figure 73 : Photographes des deux twists imprimés.

La Figure 74 montre les résultats de mesures des paramètres S de ces 2 twists. Il faut noter que les résultats de mesure concordent avec les résultats de simulation. Le twist d'une longueur de 40 mm donne le minimum d'écart entre les coefficients de transmission simulés et mesurés. Concernant le twist de 40 mm, le coefficient de transmission est augmenté de ~0,22 dB/m comparé à la simulation tandis que le twist de 30 mm donne un coefficient de transmission augmenté de 0,2 dB/m comparé à la simulation. D'autre part, les pertes par réflexion mesurées sont inférieures à – 25 dB pour les deux twists imprimés.



(a)



(b)

Figure 74 : Résultats de simulation et de mesure RF des twists imprimés. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Finalement, le twist le plus adapté à la technique DMLS est celui qui fait 40 mm de longueur (50 mm si on compte les brides de mesure). Le coefficient de transmission mesuré du twist choisi vaut 0,82 dB/m devant 0,95 dB/m pour le twist de 30 mm de longueur. Les twists imprimés dans cette étude sont quasi-lisses. Par conséquent, les réponses simulées et mesurées de ce type de twist montrent des ondulations surtout en basses fréquences [6]. Cependant, la forme lisse des twists ne perturbe pas les performances RF d'une manière inhabituelle.

3. Coudes

Les coudes permettent de relier facilement les fonctions RF dans le même plan de propagation. Une fois encore ces géométries se prêtent bien à une fabrication via le procédé DMLS. Afin d'optimiser la conception de cette fonction pour la technologie DMLS, quatre coudes en plan E ont été conçus pour deux valeurs d'angle de conformation (φ) (Figure 75 et Figure 76). Pour chaque angle, les coudes ont été réalisés avec deux longueurs différentes (60 mm et 100 mm). La longueur électrique des coudes comporte la hauteur des deux brides de connexion. Toutefois, les dimensions des brides limitent le

choix du rayon de courbure car il faut laisser une place pour pouvoir mesurer les performances RF du coude imprimé.

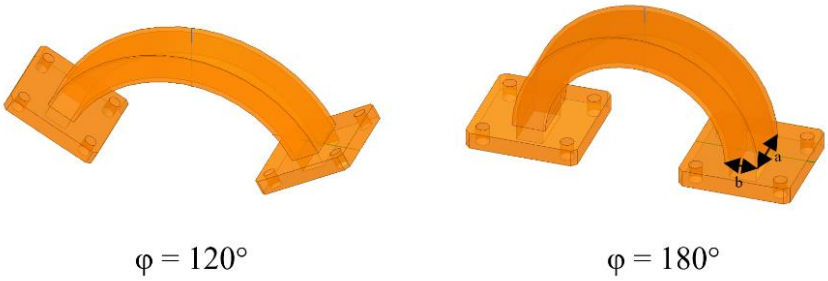


Figure 75 : Coudes de 100 mm conçus sur HFSS pour deux variations de l'angle de conformation.

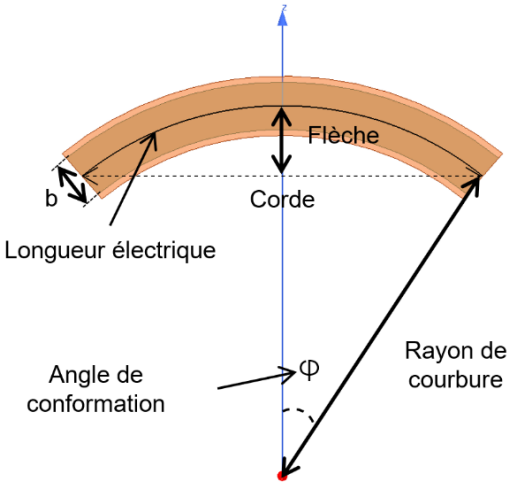


Figure 76 : Paramètres de conception du coude en plan E sur HFSS.

Les deux angles de conformation ont été choisis pour vérifier ce que prédit la théorie RF. Théoriquement, plus l'angle de conformation est petit, plus les pertes par désadaptation sont faibles, jusqu'à ce que la réponse RF converge vers celle d'un guide d'ondes droit de la même longueur. Par conséquent, le rayon de conformation « r » des coudes doit généralement être supérieur à trois fois la hauteur « b » de la section transversale du coude en plan E (Figure 77) afin d'éviter les réflexions supplémentaires [7]. Tous les coudes conçus respectent cette condition sauf le coude de 60 mm de longueur avec un angle de conformation de 180° qui donne un rayon de conformation de 19,1 mm ce qui est inférieure à la limite qu'il faut respecter en bande Ku qui vaut 23,7 mm. D'autre part, le changement de la longueur électrique a été étudié pour vérifier si des coudes plus longs donnent plus de pertes pour le même angle de conformation.

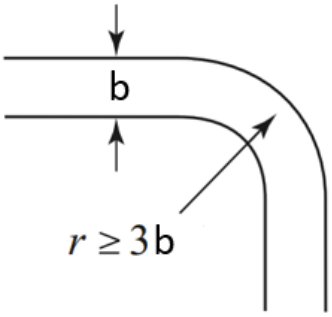
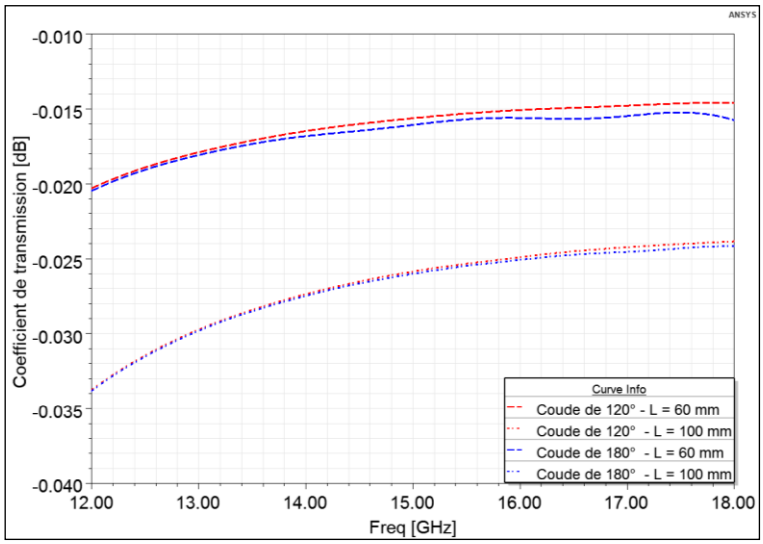


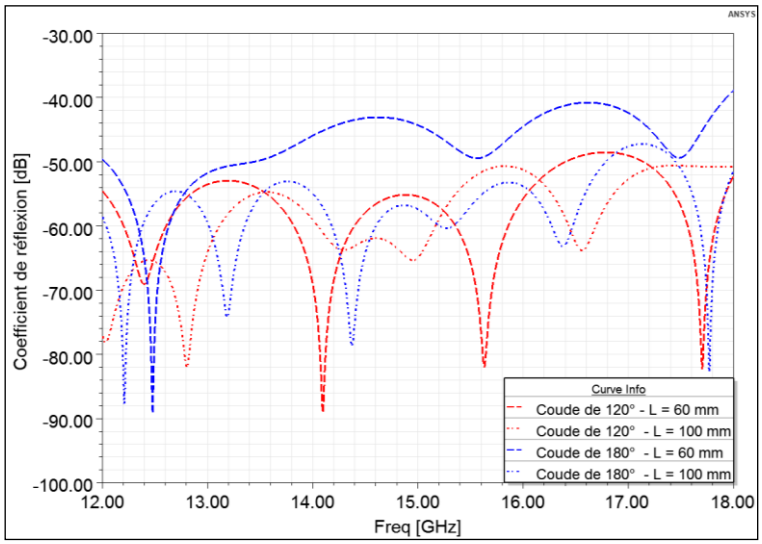
Figure 77 : Limite de conception liée au rayon de courbure/conformation d'un coude balayé [7].

Par ailleurs, nous avons été contraints de respecter une distance limite de 30 mm entre les ports d'excitation afin de pouvoir facilement mettre en place les brides de connexion par la suite. Cette condition a été surtout appliquée au coude avec un angle de conformation de 180° et une longueur électrique de 60 mm.

La Figure 78 illustre les résultats de simulation des coudes. D'après les coefficients de transmission simulés, nous pouvons constater que la longueur des coudes impacte de façon plus importante les performances RF que la variation de l'angle de conformation. En effet, on peut constater une différence d'environ 0,015 dB de pertes d'insertion supplémentaire pour les coudes d'une longueur de 100 mm par rapport à ceux d'une longueur de 60 mm. Donc, les coefficients de transmission des coudes d'une longueur électrique de 60 mm valent ~0,29 dB/m. Le changement d'angle de conformation n'a que peu d'effet sur les coefficients de transmission et entraine une légère augmentation de la réflexion lorsque l'angle de conformation passe de 120° à 180°. Cependant la différence est très faible. Les coefficients de réflexion simulés des quatre coudes sont inférieurs à –50 dB.



(a)



(b)

Figure 78 : Résultats de simulation des coudes conçus. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Finalement, le coude de 60 mm de longueur avec un angle de conformation de 120° donne la meilleure réponse RF (coefficient de transmission le plus faible et meilleure adaptation). Cependant les autres configurations présentent en simulation des résultats assez comparables.

La Figure 79 montre les images des coudes imprimés par la technique DMLS. Ils ont été imprimés en utilisant une orientation double 45° par rapport au plan (Oxy), parallèle au plateau d'impression (Figure 80). Les surfaces en porte à faux ont ainsi une orientation de 60° par rapport à la plateforme d'impression. Les prototypes imprimés n'ont pas donné des défauts d'impression après le procédé de fabrication DMLS.



Figure 79 : Photographies des coudes imprimés.

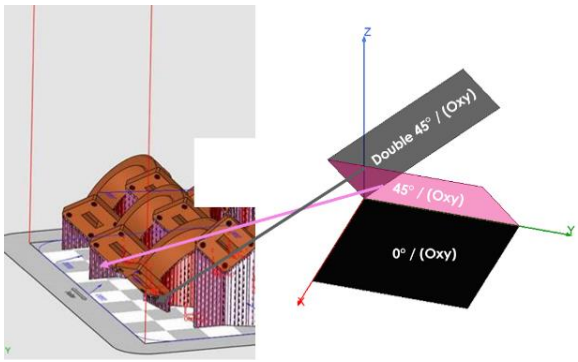
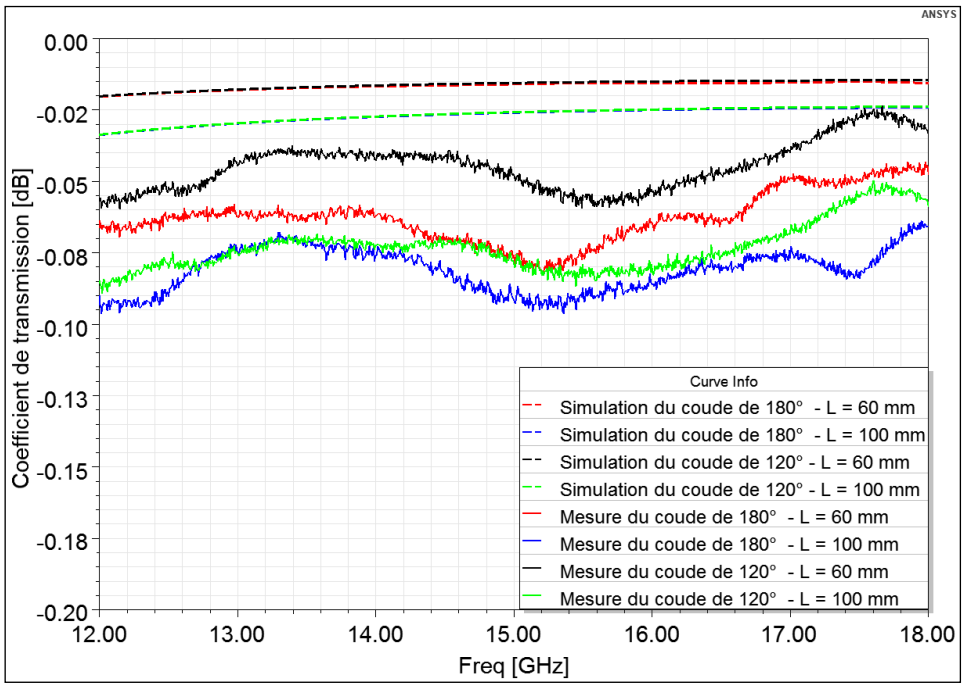
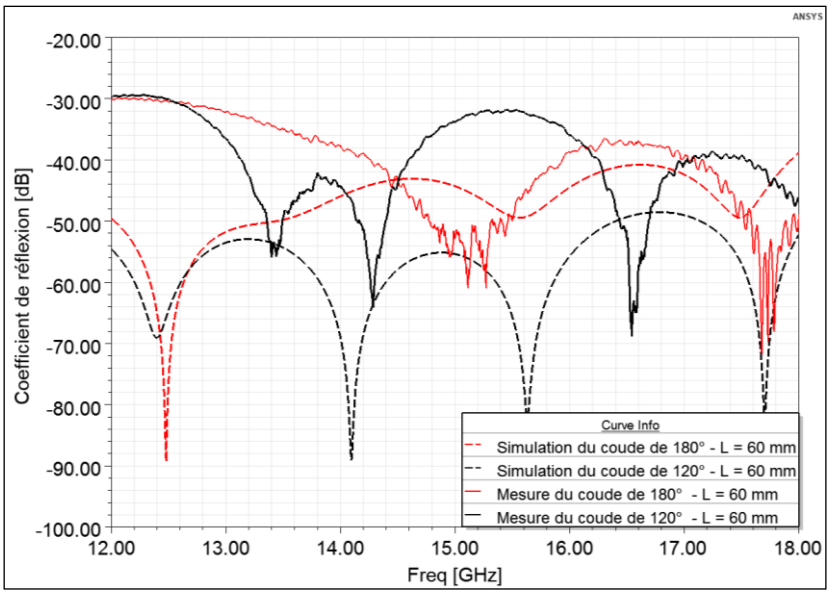


Figure 80 : Orientation double 45°.

La Figure 81 montre les résultats de mesures RF des quatre coudes. On peut noter une bonne concordance entre les paramètres S simulés et mesurés des coudes. En effet, pour chaque valeur de l'angle de conformation, les coudes de 60 mm de longueur présentent des coefficients de transmission inférieurs à ceux des coudes de 100 mm de longueur. Les coefficients de transmission pour les coudes de 60 mm augmentent lorsque l'angle de conformation diminue. Le coefficient de transmission passe de ~0,67 dB/m pour un angle de conformation de 120° à ~1,08 dB/m pour un angle de conformation de 180°, alors que les coefficients de transmission simulés sont superposés pour les deux angles de conformation.



(a)



(b)

Figure 81 : Résultats de simulation et de mesure RF des coudes imprimés. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Finalement, le coude de 60 mm de longueur avec un angle de conformation de 120° présente les meilleures performances RF après le procédé de fabrication DMLS. L'écart entre les coefficients de transmission mesurés et simulés vaut ~0,38 dB/m. Néanmoins, s'il y a un besoin d'un coude avec un angle de conformation de 180° pour relier deux composants RF les pertes restent relativement faibles pour pouvoir l'utiliser.

4. Guides d'ondes hélicoïdaux

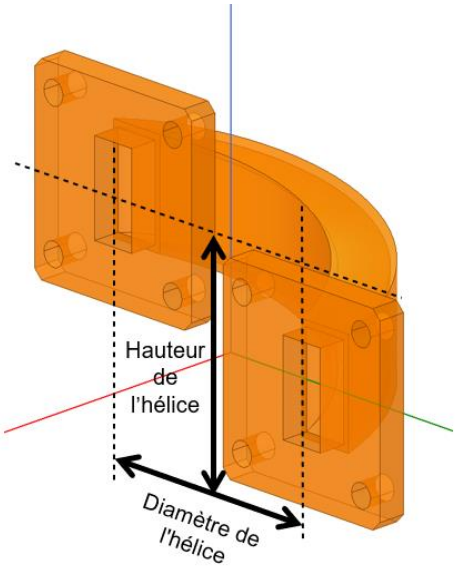
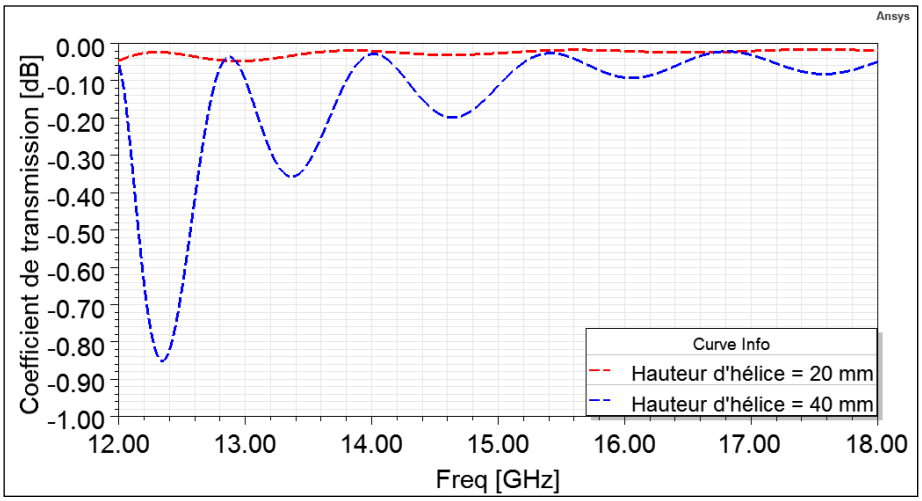


Figure 82 : Conception du guide d'ondes hélicoïdale sur HFSS.

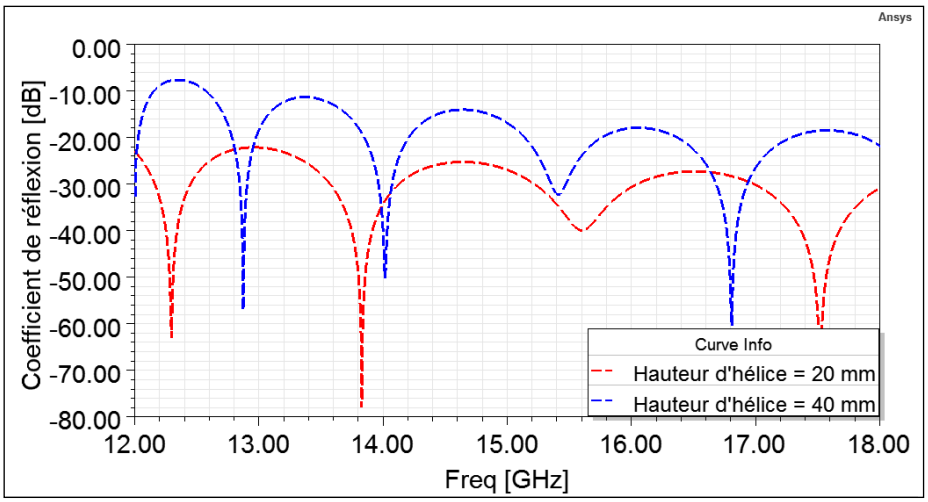
Les guides d'ondes hélicoïdaux permettent de changer la direction du signal propagé dans trois directions. Cela permet de changer le niveau du plan de propagation entre les sous-ensembles RF, contrairement aux coudes. Encore une fois ces dispositifs ont une géométrie plus adaptée à la fabrication additive DMLS qu'à des méthodes de réalisation classiques. La Figure 82 montre la

conception d'un guide d'ondes hélicoïdal réalisée avec l'aide du logiciel HFSS, ainsi que les paramètres de conception correspondants.

Quatre guides d'ondes hélicoïdaux en plan E ont été conçus, pour deux diamètres d'hélice et deux hauteurs d'hélice. Ainsi, pour un diamètre d'hélice de 40 mm, les valeurs de la hauteur d'hélice sont 20 mm et 40 mm et pour un diamètre d'hélice de 60 mm, les valeurs de la hauteur d'hélice sont 25 mm et 50 mm. En plus de la condition limite du paramètre de conception lié à au diamètre d'hélice, qui est la même que celle des coudes, des variations dimensionnelles ont été proposées pour introduire une nouvelle condition limite pour les réflexions supplémentaires qui apparaissent à cause du paramètre de conception lié à la hauteur d'hélice. Comme pour le cas des coudes, les dimensions des brides limitent le choix des dimensions du diamètre d'hélice et de la hauteur d'hélice car il faut laisser une place pour pouvoir mesurer les performances RF de chaque guide d'ondes hélicoïdal imprimé.



(a)

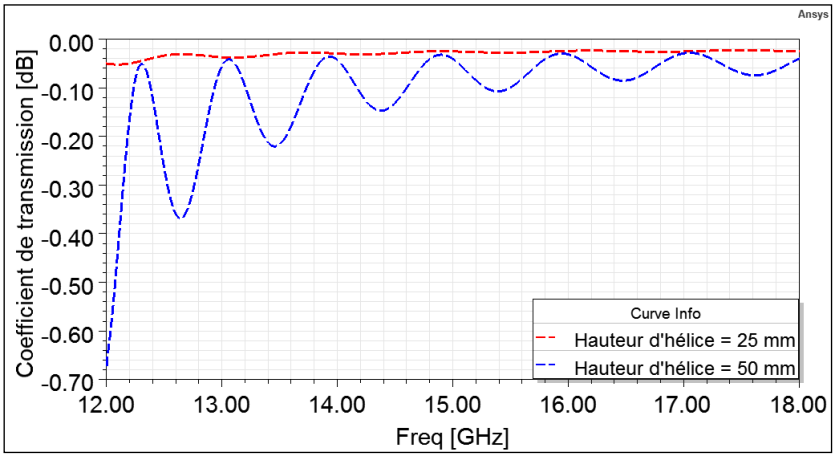


(b)

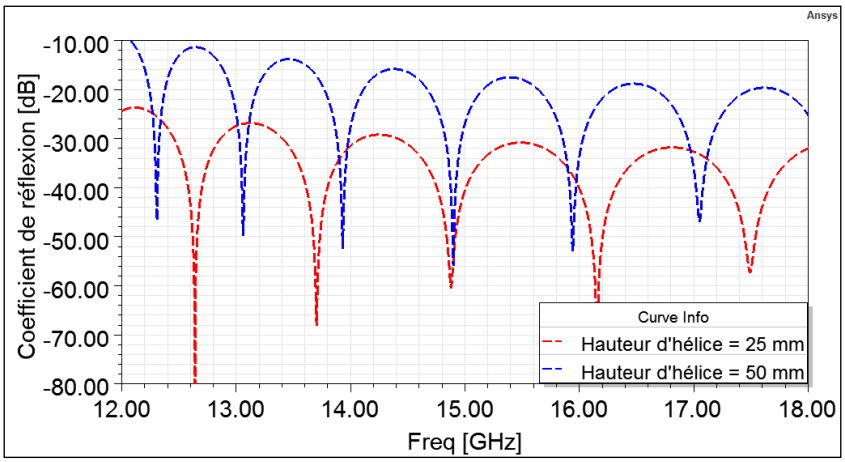
Figure 83 : Résultats de simulation des guides d'ondes hélicoïdaux d'un diamètre d'hélice de 40 mm. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

La Figure 83 présente les résultats de simulation des deux coudes ayant un HD égal à 40 mm. Le coefficient de transmission pour HH égal à 20 mm vaut ~0,53 dB/m tandis que le coefficient de transmission de HH égal à 40 mm est plus important et vaut ~2,64 dB/m. En fait, la réponse simulée présente des ondulations dues aux réflexions supplémentaires causées par la grande valeur HH. Les

coefficients de réflexion sont inférieurs à - 20 dB pour HH égal à 20 mm et seulement inférieurs à - 8 dB pour le HH égal à 40 mm. Nous pouvons conclure qu'un HH égal à 20 mm permet d'éviter les ondulations de la courbe des pertes d'insertion et la désadaptation du signal propagé.



(a)



(b)

Figure 84 : Résultats de simulation des guides d'ondes hélicoïdaux d'un diamètre de 60 mm. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

La Figure 84 présente les résultats de simulation des deux coudes d'un diamètre d'hélice de 60 mm. Le coefficient de transmission pour une hauteur d'hélice de 25 mm est de ~0,38 dB/m, tandis que le coefficient de transmission pour une hauteur d'hélice de 50 mm est plus important et vaut 1,42 dB/m. La réponse simulée présente des ondulations dues aux réflexions supplémentaires causées par la grande valeur de l'auteur d'hélice. Les pertes par réflexion sont inférieures à - 24 dB pour une hauteur d'hélice de 25 mm et inférieure à - 8 dB pour une hauteur d'hélice de 50 mm. Nous pouvons aussi conclure qu'une hauteur d'hélice égale à 25 mm permet d'éviter les ondulations de la courbe des pertes d'insertion et la désadaptation du signal propagé.

Par ailleurs, pour les valeurs de la hauteur d'hélice qui ne perturbent pas la réponse RF (hauteur d'hélice = 20 mm et hauteur d'hélice = 25 mm), les coefficients de transmission pour une longueur électrique faible (diamètre d'hélice = 40 mm) sont plus importants que les coefficients de transmission avec une longueur électrique plus grande (diamètre d'hélice = 60 mm). Cela est dû au non-respect de la condition limite pour les pertes par réflexion qui dépend du diamètre d'hélice et qui a changée avec l'ajout de la hauteur d'hélice. La condition exige que le rayon de courbure d'un coude en plan E doit

normalement être supérieur ou égal à trois fois la hauteur « b » du guide d'ondes, ce qui donne une limite inférieure du diamètre d'hélice qui vaut 47 mm ce qui est le cas. Les résultats de simulation obtenus ont donné une idée sur les proportions qu'il faut choisir pour la hauteur d'hélice et le diamètre d'hélice afin d'éviter l'augmentation des pertes d'insertion. En revanche, des nombreuses simulations RF sont nécessaires pour trouver la formule simulée qui donne avec précision la condition limite de la hauteur d'hélice et le diamètre d'hélice et qui prend en compte la nature de corrélation entre ces deux paramètres de conception.

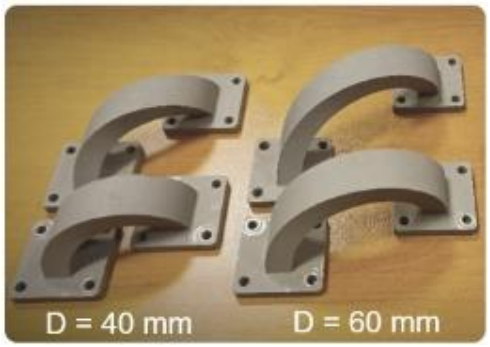


Figure 85 : Photographes des guides d'ondes hélicoïdaux imprimés.

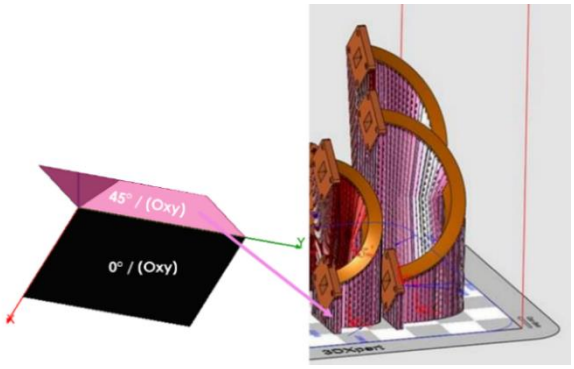
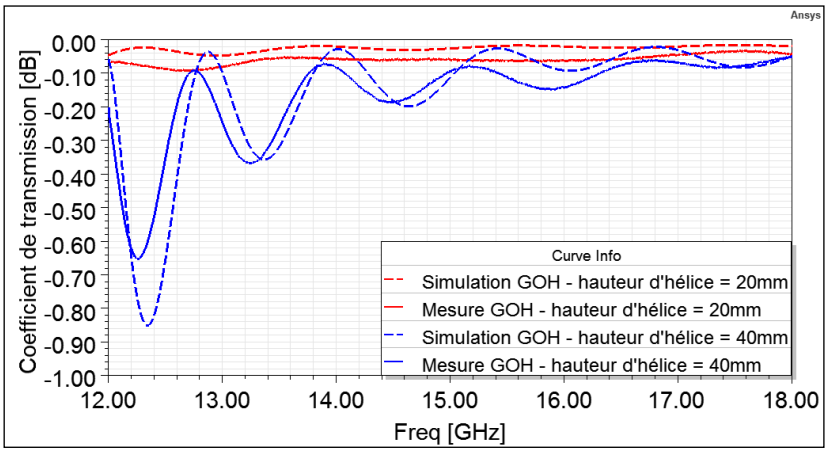
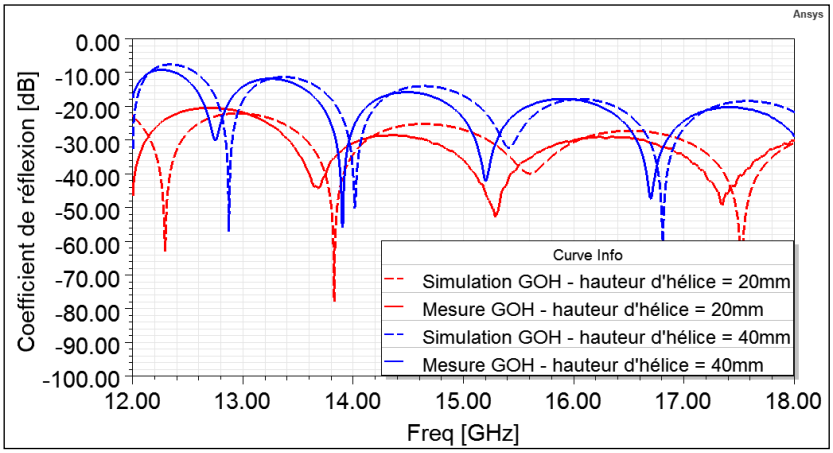


Figure 86 : Orientation 45°.



(a)



(b)

Figure 87 : Résultats de simulation et de mesure RF des guides d'ondes hélicoïdaux (GOH) imprimé d'un diamètre d'hélice de 40 mm. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Finalement, le guide d'ondes hélicoïdal d'un diamètre d'hélice de 60 mm et d'une hauteur d'hélice de 25 mm est celui qui donne la meilleure réponse RF.

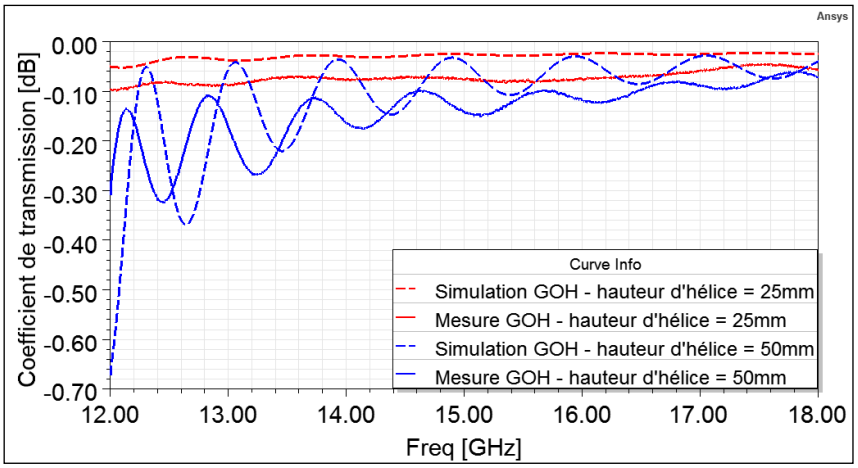
La Figure 85 présente des images des guides d'ondes hélicoïdaux imprimés en utilisant l'orientation 45° (Figure 86) pendant le procédé de fabrication DMLS.

La Figure 87 et la Figure 88 montrent la différence entre les coefficients de transmission simulés et mesurés des guides d'ondes hélicoïdaux imprimés avec un diamètre d'hélice de 40 mm et de 60 mm, respectivement. Aucun des prototypes imprimés ne présente de défauts d'impression.

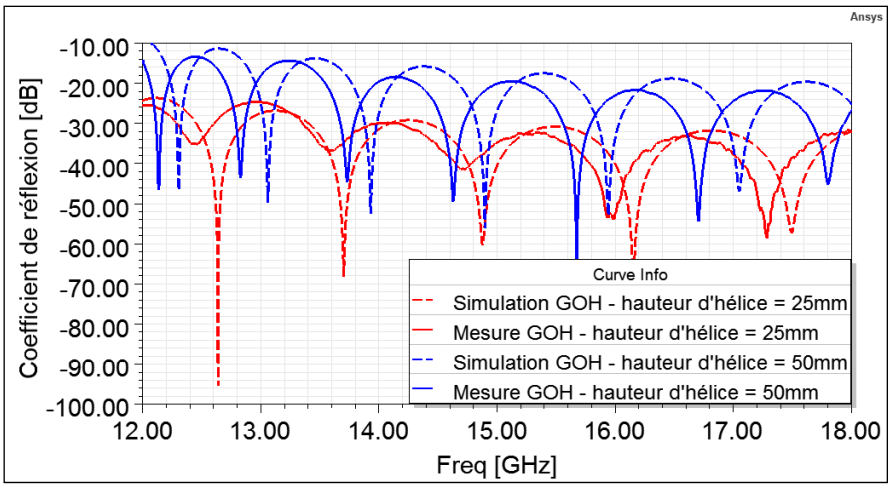
Les résultats obtenus montrent une concordance prometteuse entre les résultats de simulation et de mesure. La plus petite hauteur d'hélice pour chaque valeur du diamètre d'hélice donne les pertes d'insertion les plus faibles avec l'absence d'ondulation aux basses fréquences. Les guides d'ondes hélicoïdaux avec la hauteur d'hélice la plus petite pour chaque valeur du diamètre d'hélice donnent les coefficients de transmission les plus faibles. Les coefficients de transmission mesurés passent de ~1,04 dB/m à ~0,74 dB/m lorsque la hauteur d'hélice le plus petit pour chaque valeur du diamètre d'hélice passe de 20 mm à 25 mm, respectivement. L'écart entre le coefficient de transmission simulé et mesuré du guide d'ondes hélicoïdal avec un diamètre d'hélice de 60 mm et une hauteur d'hélice de 25 mm vaut ~0,36 dB/m. Malgré la longueur électrique faible (diamètre d'hélice = 40 mm et hauteur d'hélice = 20 mm) du guide d'ondes hélicoïdal, le coefficient de transmission est plus important que le guide d'ondes hélicoïdal d'une longueur électrique plus grande (diamètre d'hélice = 60 mm et hauteur d'hélice = 25 mm). Il est possible d'établir la même conclusion que celle énoncé à partir des résultats de simulation. Pour un coude simple le diamètre d'hélice doit être supérieure ou égal à 47 mm (six fois la hauteur b du coude en plan E). Toutefois, lorsque la condition limite de la hauteur d'hélice intervient aussi cela crée forcément une corrélation entre les conditions limites pour ces deux paramètres.

Le décalage systématique des résonances des ondulations entre les simulations et les mesures est dû au changement des dimensions de la section transversale du guide d'ondes hélicoïdal. En fait, la section transversale a subi un élargissement de ces côtés vis-à-vis de ceux simulés durant le procédé de fabrication DMLS. Cette constatation a été validée via des rétro-simulations. Les résonances des ondulations varient vers les basses fréquences en agrandissant les dimensions « a » et « b » de la section transversale simulée de 0,25 mm. Néanmoins, nous n'avons pas obtenu une superposition parfaite des courbes simulées et mesurées.

Par ailleurs, les coefficients de réflexion sont inférieurs à – 20 dB pour les coudes avec la hauteur d'hélice la plus petite pour chaque variation du diamètre d'hélice.



(a)



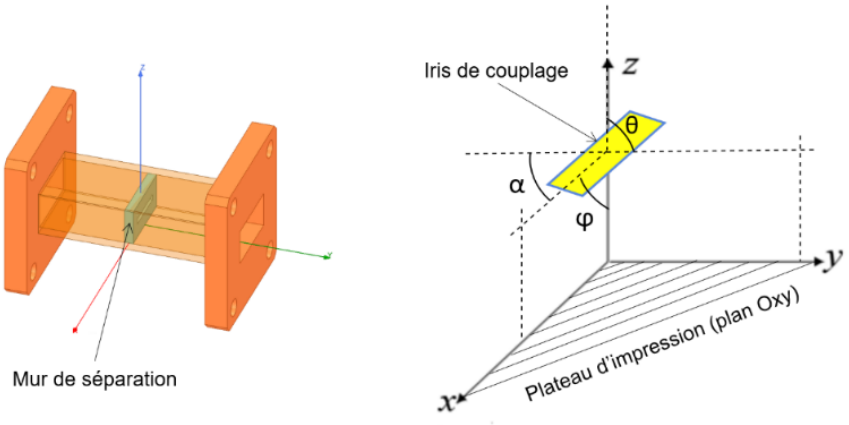
(b)

Figure 88 : Résultats de simulation et de mesure RF des guides d'ondes hélicoïdaux (GOH) imprimés d'un diamètre d'hélice de 60 mm. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Finalement, le guide d'onde hélicoïdal avec un diamètre d'hélice de 60 mm et une hauteur d'hélice de 25 mm présente le moins de pertes RF. Il n'est pas possible d'avoir des bonnes performances RF pour des valeurs de la hauteur d'hélice inférieures à 25 mm. Cette limite permet d'éviter les ondulations de la réponse, aux basses fréquences, des coefficients de transmission et des coefficients de réflexion, pour un diamètre d'hélice de 60 mm.

5. Iris de couplage

Les iris rectangulaires jouent un rôle important pour coupler l'énergie entre les différents niveaux d'un système RF. Normalement, les iris ont une forme rectangulaire un peu arrondis aux quatre coins du rectangle à cause du passage de l'outil. Les dispositifs contenant des iris sont fabriqués en plusieurs morceaux qui sont ensuite assemblés. En revanche, les techniques de FA permettent la réalisation en une seule étape des guides et de l'iris. De plus, grâce à la FA, de nouvelles formes d'iris sont désormais envisageables et nous allons présenter l'analyse de certaines de ces formes ci-après.



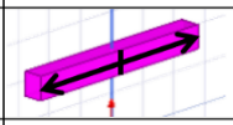
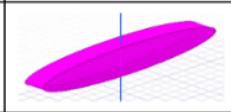
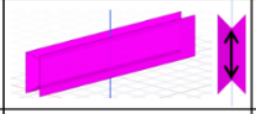
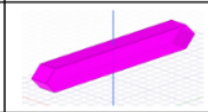
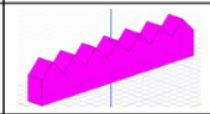
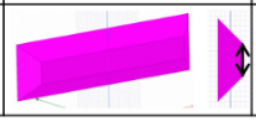
(a) (b)

Figure 89 : Positionnement des iris de couplage dans un filtre en guide d'ordre 1. (a) Conception du filtre d'ordre 1 sur HFSS. (b) Orientation de l'iris sur la surface du plateau d'impression en fonction des angles φ, et α.

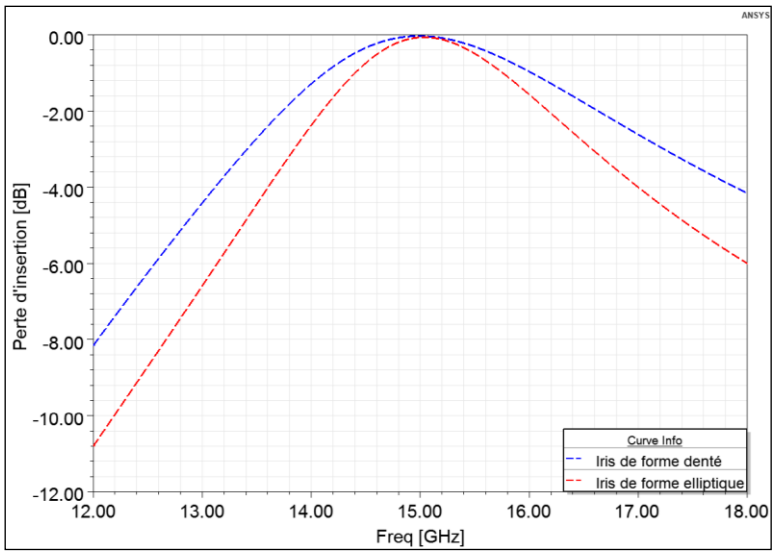
Les iris proposés dans ce manuscrit de thèse ont été conçus en fonction de leur orientation possible par rapport au plateau d'impression. L'orientation des iris a été déterminée par trois angles (Figure 89 (b)). Les six formes d'iris de couplage dont les caractéristiques sont résumées Tableau 7, ont été testées dans des filtres en guide d'ordre 1. Les iris ont été imprimés au centre de la paroi métallique de séparation du filtre comme le montre la Figure 89 (a).

Les formes d'iris ont été choisies en considérant diverses orientations qu'ils pourraient avoir lorsqu'ils sont utilisés dans un système RF complexe. En effet, la forme choisie doit respecter les contraintes d'impression liées à l'orientation sur le plateau. A titre d'exemple, l'iris rectangulaire est moins adapté à la technique DMLS pour un angle θ qui vaut π, alors que l'iris a grand côté denté l'est beaucoup plus. Il sera également possible que plusieurs formes puissent être utilisé pour une même orientation. Les dimensions de chaque iris proposé ont été choisies en fonction des résultats de simulation EM. Le critère de réglage étant une résonance à la fréquence centrale de la bande Ku (15 GHz). Selon la théorie RF, une augmentation de la longueur ou de la largeur d'un iris de couplage entraîne respectivement un déplacement de la fréquence de résonance f_r vers les basses fréquences ou un élargissement de la bande passante.

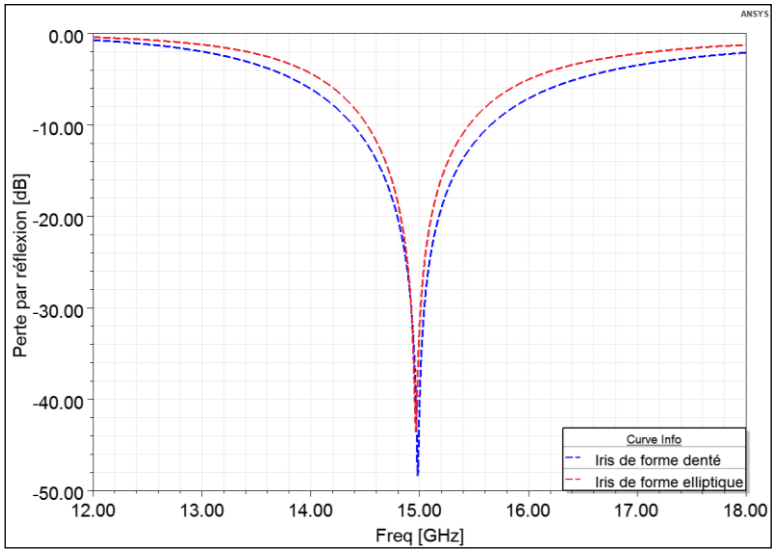
Tableau 7 : Formes d'iris proposées avec limites d'orientations par rapport au plateau d'impression de chaque iris et les dimensions simulées sur HFSS.

φ	θ	α	Forme de l'iris	Longueur [mm]	Largeur [mm]	Epaisseur [mm]
$\frac{\pi}{2}$ ou $-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$ ou $-\frac{\pi}{2}$	$[-\pi\ ;\ \pi]$		10,15	1,2	2
$\frac{\pi}{2}$ ou $-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$ ou $-\frac{\pi}{2}$	$[-\pi\ ;\ \pi]$		11,75	1,2	2
0 ou π	$[-\pi\ ;\ \pi]$	$[-\pi\ ;\ \pi]$		9,9	1,8	2
0 ou π	$[-\frac{\pi}{2}\ ;\ \frac{\pi}{2}]$	$[-\pi\ ;\ \pi]$		10,8	1,3	2
0 ou π	$[0\ ;\ \frac{\pi}{2}]$	$[-\pi\ ;\ \pi]$		9,8	1,4	2
0 ou π	$[-\pi\ ;\ \pi]$	$[-\pi\ ;\ \pi]$		9,8	1,3	2

La Figure 90 présente les paramètres S simulés pour deux formes d'iris de couplage. Les courbes des pertes par réflexion montrent une seule résonance à 15 GHz. La bande passante du filtre avec un iris de grand côté denté est plus importante que celle du filtre avec un iris en forme d'ellipse. Malgré le fait que la distance entre les extrémités de l'iris de grand côté denté est plus petite que celle de l'iris en forme d'ellipse, la bande passante de l'iris en forme d'ellipse est plus faible que celle de l'iris a grand côté denté. Effectivement, les vraies longueurs qu'il faut comparées dans ce cas sont les longueurs électriques qui prennent la forme de l'iris en compte (dents, chanfreins, …).



(a)



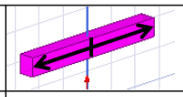
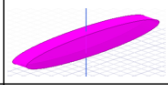
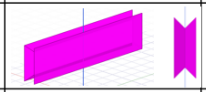
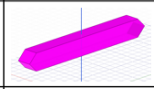
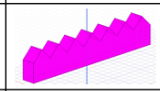
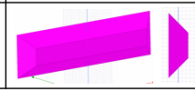
(b)

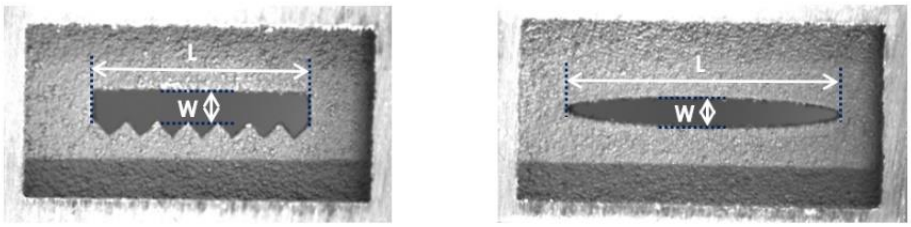
Figure 90 : Résultats de simulation des filtres d'ordre 1 avec un iris de forme dentée et un iris de forme elliptique. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

Les résultats de mesure RF des filtres d'ordre 1 ont permis d'évaluer la sensibilité de la technologie DMLS à imprimer de telles dimensions. La comparaison entre les mesures et les simulations des filtres en guide nous a permis de déterminer quelle forme d'iris donne le décalage minimum de la fréquence de résonance (f_r) et de la bande passante (BP). Le Tableau 8 donne le décalage de la fréquence de résonance et de la bande passante de chaque forme d'iris, ainsi que le classement de toutes les formes, de la moins précise à la plus précise, en fonction des décalages de f_r ou BP. Toutefois, la variation de la fréquence de résonance est, pour nous, plus critique que celle de la bande passante. Comme tous les décalages sont positifs, nous pouvons tout d'abord conclure que pendant le procédé de fabrication DMLS, tous les iris ont subi une légère augmentation de leurs dimensions par rapport à celles simulées. Finalement, la forme d'iris de couplage qui présente la meilleure concordance avec les simulations est celle avec un grand côté denté. Le décalage de la fréquence de résonance vaut 0,05 GHz, soit une variation de 3 %, vers les basses fréquences, avec une variation minimale de la largeur de la bande

passante. Cependant, l'iris en forme d'ellipse a donné des décalages importants de la f_r et de la BP, avec un écart de 0,41 GHz par rapport à la fréquence centrale de la bande Ku (15 GHz).

Tableau 8 : Décalages entre les résultats de mesure et de simulation de la fréquence de résonance (f_r) et de la bande passante (BP) pour chaque forme d'iris, ainsi que le classement des formes d'iris selon leur précision.

Forme de l'iris		Δ(f_r) [GHz]	Δ(BP) [GHz]	Précision croissante		Rang
				f_r	BP	
Rectangulaire		0,12	0,25	5	4	5
Ellipse		0,41	0,24	1	5	1
Largeur en V		0,32	0,38	3	3	3
Denté petit côté		0,2	0,57	4	1	4
Denté grand côté		**0,05**	**0,17**	**6**	**6**	**6**
Biseauté		0,33	0,55	2	2	2



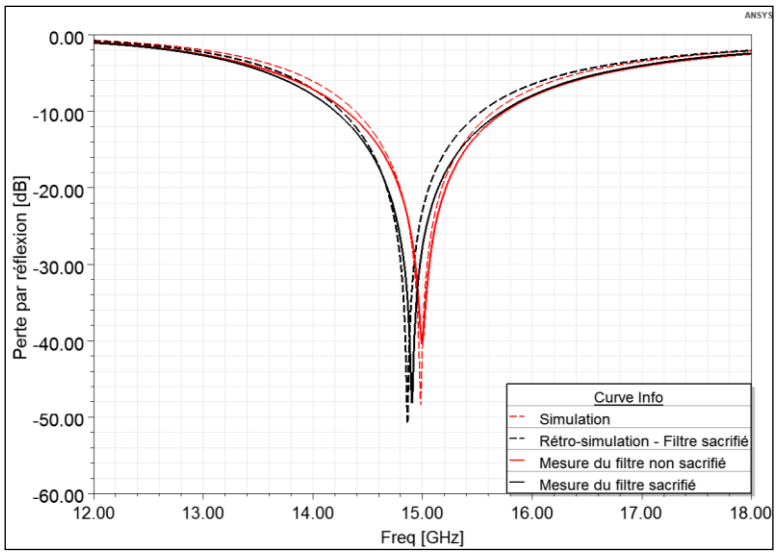
(a) (b)

Figure 91 : Photographies des iris après avoir coupé les deux filtres en guides sacrifiés. (a) Iris denté. (b) Iris elliptique.

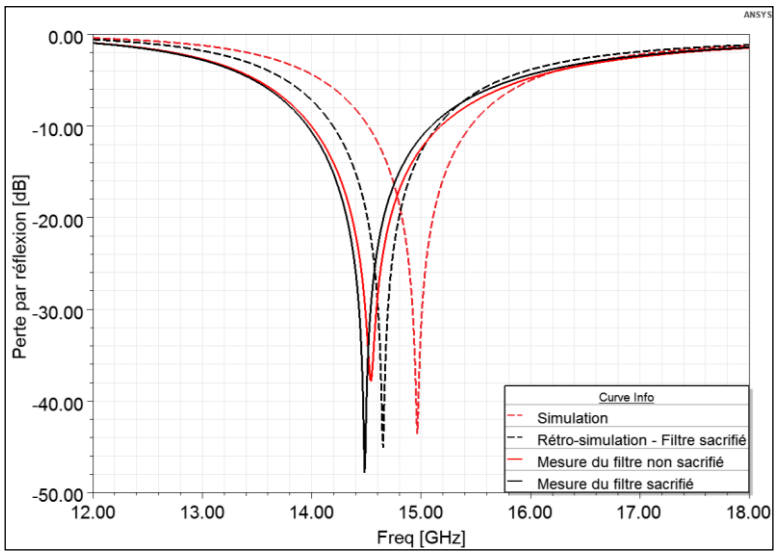
En outre, nous avons imprimés deux prototypes pour chaque une des deux formes d'iris mentionnées ci-dessus (ellipse et denté grand côté) pour en sacrifier un afin de pouvoir effectuer des mesures dimensionnelles. Les mesures dimensionnelles illustrées sur la Figure 91 ont fait apparaitre des écarts importants entre les dimensions des iris conçus et celles mesurées sur les iris réalisés. Ces différences sont résumées dans le Tableau 9. La longueur et la largeur des iris grand côté denté et en ellipse sacrifiés sont plus grandes de 0,42 % et 0,71 %, respectivement par rapport à celles initialement prévues.

Tableau 9 : Mesures dimensionnelles des iris imprimés.

	L simulée [mm]	W simulée [mm]	L mesurée [mm]	W mesurée [mm]
Iris denté grand côté	9,80	1,40	9,87	1,45
Iris en ellipse	11,75	1,20	11,80	1,24



(a)



(b)

Figure 92 : Résultats de simulation, de rétro-simulations et de mesure RF des deux prototypes imprimés pour chaque forme d'iris. (a) Iris denté. (b) Iris elliptique.

La Figure 92 montre que les filtres d'ordre 1 imprimés ont modifié la réponse RF, pour une même forme d'iris, d'une manière inégale. Cela est dû au fait que les filtres en guide ont été imprimés à différentes positions sur la plaque d'impression. Aussi, l'iris qui a donné la meilleure réponse RF était positionné très près du centre de la plaque d'impression, zone d'impression où la forme du spot laser est parfaitement circulaire tandis qu'aux extrémités du plateau, le jeu de miroir qui sert à balayer la couche de poudre change sa forme selon sa position. En outre, les résultats obtenus après les rétro-simulations, en utilisant les dimensions mesurées des iris appartenant aux filtres en guide sacrifiés, concordent bien avec les résultats de mesures RF. Alors, nous avons réussi à confirmer la source des décalages obtenues pour chaque forme d'iris.

Finalement, le procédé de fabrication DMLS rend difficile la fabrication des iris de couplage précis puisque les dimensions dépendent de la position sur le plateau d'impression. De plus, les outils de post-traitement ne permettent pas de rectifier les iris en raison de leur inaccessibilité dans la plupart des cas ainsi que de leur agrandissement.

V. Conclusion

Les résultats présentés dans ce chapitre montrent la capacité du procédé de fabrication DMLS de produire des composants RF fonctionnels avec des niveaux de pertes prometteurs.

Premièrement, le polissage des brides des pièces RF imprimées est crucial pour juger correctement le processus de fabrication DMLS. Ainsi, les deux guides d'ondes imprimés ont donné des pertes d'insertion de ~0.8 dB/m, un résultat très prometteur, qui souligne l'intérêt de la technique DMLS pour la RF. Le modèle analytique de Huray prenant en compte la rugosité mesurée et qui a été utilisé dans le logiciel HFSS a fourni une bonne estimation des pertes RF causées par la rugosité de surface conductrice des guides d'ondes imprimés.

Deuxièmement, les guides d'ondes ajourés indiquent le potentiel attractif de la technique DMLS à réduire le poids des structures RF en guide. Une réduction du poids d'un guide d'onde de 17,5% donne seulement 0,2 dB/m d'augmentation du coefficient de transmission par rapport à celui d'un guide d'ondes plein.

Troisièmement, la technique DMLS donne en un seul block des fonctions de changement de direction et d'orientation du mode de propagation fonctionnelles sans avoir recours à une phase d'assemblage supplémentaire. Effectivement, les fonctions qui ont données des bonnes performances RF seront choisis pour concevoir des systèmes RF complexes à base de guides d'ondes. Un coude en plan E imprimé par la technique DMLS donne un coefficient de transmission de seulement ~0,67 dB/m.

Quatrièmement, les iris de couplage imprimés sont très sensibles à la précision de la technique DMLS en raison de leurs petites dimensions. Nous pouvons conclure que l'utilisation d'iris pour coupler le signal entre les sous-ensembles RF est à éviter, il faudrait ainsi modifier l'approche de conception et trouver des nouvelles méthodes de couplage efficaces offertes par la FA.

Enfin, les niveaux des coefficients de transmission, ainsi que ceux des coefficients de réflexion, sont encourageants pour poursuivre l'étude de l'adéquation du procédé de fabrication DMLS pour les applications RF.

Bibliographie de chapitre II

[1] « Ansys HFSS - INAS S.A. » https://www.inas.ro/en/ansys-electronics-hfss (consulté le juin 29, 2021).

[2] S. PILLOT, « Fusion laser sélective de lit de poudres métalliques : Dossier complet | Techniques de l'Ingénieur », *Technique de l'ingénieur*, oct. 02, 2016. https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/mecanique-th7/procedes-de-fabrication-additive-42633210/fusion-laser-selective-de-lit-de-poudres-metalliques-bm7900/ (consulté le juin 29, 2021).

[3] A. Malladi et K. Karunakaran, « DMLS – An insight for unproblematic production », *Materials Today: Proceedings*, vol. 37, p. 1986-1990, janv. 2021, doi: 10.1016/j.matpr.2020.07.492.

[4] P. G. Huray, « Impact of Copper Surface Texture on Loss: A Model that Works », p. 22.

[5] H. A. Wheeler et H. Schwiebert, « Step-Twist Waveguide Components », *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, n° 5, p. 44-52, oct. 1955, doi: 10.1109/TMTT.1955.1124975.

[6] D. M. Pozar, « Microwave Engineering, 4th Edition », p. 261.

[7] D. M. Pozar, « Microwave Engineering, 4th Edition », p. 209.

Chapitre III : Etude et fabrication d'un réseau antennaire SWA en mode TE20

I. Introduction

Dans le chapitre 2 nous avons montré via des comparaisons entre les résultats de simulation et de mesure RF que le procédé de fabrication DMLS est bien adapté pour la réalisation des fonctions RF élémentaires tels que les guides d'ondes et les fonctions de changement de direction et d'orientation du mode de propagation (twist, coudes et guides d'ondes hélicoïdaux). Néanmoins, les fentes de faibles dimensions telles que les iris de couplage entre cavités ont montrées des réponses RF plus éloignées de la simulation à cause de la sensibilité aux variations dimensionnelles. Celles-ci sont inaccessibles après fabrication et il n'est ainsi pas possible d'appliquer des rectifications de forme et de dimension via les méthodes de fabrication classiques. Cela montre que le procédé de fabrication DMLS n'est pas encore mature pour réaliser avec précision une telle fonction RF. Pourtant, les fentes restent primordiales pour la conception de la majorité des systèmes RF disponibles actuellement sur le marché des produits RF volumiques.

En revanche, ce troisième chapitre détaille une application concrète de la FA métallique, qui vise la réalisation d'un système RF volumique avec une conception adaptée aux limites du procédé de fabrication DMLS, notamment le problème de fabricabilité des fentes. Alors, le système RF volumique conçu et imprimé est une antenne SWA (*Slotted Waveguide Antenna*) en concordance avec le besoin de l'entreprise partenaire dans le cadre de cette thèse (Thales LAS France SAS). Un tel système RF, conçu pour être réalisé par les méthodes classiques, contient deux types de fentes : Les fentes rayonnantes positionnées sur le grand côté de chaque guide d'ondes rayonnant et les fentes de couplage placées ente les guides d'alimentation et les guides rayonnants. À la vue des problèmes de fabricabilité des iris de couplage par la technique DMLS, le réseau antennaire SWA développé dans ce chapitre fonctionne en utilisant le mode TE_{20}. Effectivement, le passage au mode supérieure TE_{20} permet de concevoir un réseau de distribution RF qui alimente les guides rayonnants en utilisant que des géométries RF volumiques et cela en exploitant la largeur importante de la section transversale du mode TE_{20} vis-à-vis de celle du mode TE_{10}. Le système repose sur l'idée d'alimenter via des morceaux de guide (coudes et guides d'ondes) la partie rayonnante du système antennaire, en jouant seulement sur les longueurs électriques (Longueurs parcourues par le champ EM dans la direction de propagation) de chaque chemin d'alimentation pour pouvoir rayonner avec la même phase. Cependant, cette nouvelle stratégie de conception a rendu obligatoire l'utilisation d'un convertisseur de mode pour pouvoir passer du mode fondamentale TE_{10} au mode supérieure TE_{20} (convertisseur TE_{10}-TE_{20}).

Le chapitre 3 est organisé comme suit : Après un bref rappel de la théorie des antennes SWA, nous avons abordé l'étude du système RF volumique adapté au procédé de fabrication DMLS. Dans un premier temps, nous avons sélectionné la section transversale qui a servi à concevoir tous les éléments du système RF étudié, opérants sous le mode TE_{20}, puis nous avons conçu la transition entre les modes TE_{10} et TE_{20}. Ensuite, nous avons conçu et fabriqué deux sous-réseaux rayonnants de quatre et seize fentes rayonnantes, qui ont été alimentés directement par la transition TE_{10}-TE_{20}, ainsi qu'une double transition TE_{10}-TE_{20} pour permettre les mesures RF de ses paramètres S.

Par la suite, nous avons commencé à développer le réseau de distribution de l'énergie, qui a servi à alimenter un réseau de 64 fentes rayonnantes ou bien 16x4 fentes rayonnantes puisque le sous-réseau de seize fentes a été dupliqué quatre fois pour obtenir le réseau antennaire SWA avec quatre chemins d'alimentation. Le couplage de l'énergie vers les quatre sous-réseaux de seize fentes a été effectué en utilisant quatre coudes en plan H.

A la fin de ce chapitre une conclusion et des perspectives de ce travail de thèse sont reportés.

II. Généralités sur les antennes SWA

Une antenne SWA est constituée d'un ou plusieurs guides d'ondes rectangulaires comportant des fentes rayonnantes. Les fentes sont situées généralement sur le grand côté et rayonnent l'énergie transportée par le ou les guides rayonnants. Si les guides d'ondes rayonnants sont plusieurs, comme pour le cas d'un réseau antennaire, alors ils sont accolés entre eux par leur petit côté. Chacun des guides rayonnants est alimenté par l'une des fentes de couplage situées sur le guide d'alimentation comme illustré sur la Figure 93. Les deux parties (rayonnante et d'alimentation) sont superposées l'une sur l'autre. Une antenne SWA est un type d'antenne très apprécié pour la qualité de ses diagrammes de rayonnement (gain élevé, différence entre lobe principal et lobe secondaire important) ainsi que la capacité de supporter des puissances importantes [1]. L'optimisation du diagramme de rayonnement d'une antenne SWA s'effectue à l'aide du logiciel de simulation HFSS en jouant sur les paramètres qui figurent sur la Figure 93. La longueur des fentes rayonnantes (L_f) détermine la fréquence de fonctionnement de l'antenne et la largeur des fentes rayonnantes (l_f) optimise sa bande passante. La distance « D » entre les fentes rayonnantes et l'écart « E » entre les fentes rayonnantes et le centre des guides rayonnants agissent aussi sur les performances d'une antenne SWA et nécessitent d'être optimisés.

Dans ce chapitre nous nous intéressons surtout à la qualité des diagrammes de rayonnement puisque l'application envisager par le partenaire industriel nécessite une puissance de quelques centaines de watts avec un gain réalisé dans l'axe entre 20 dB et 25 dB.

La question de l'alimentation d'un guide se pose au départ pour les guides rayonnants. Dans la mesure où les guides rayonnants sont eux-mêmes alimentés par des guides dits « d'alimentation », il faut aussi alimenter ces guides. On dispose donc, suivant la nature des guides (rayonnant/alimentation) et de l'environnement géométrique, de plusieurs méthodes [1].

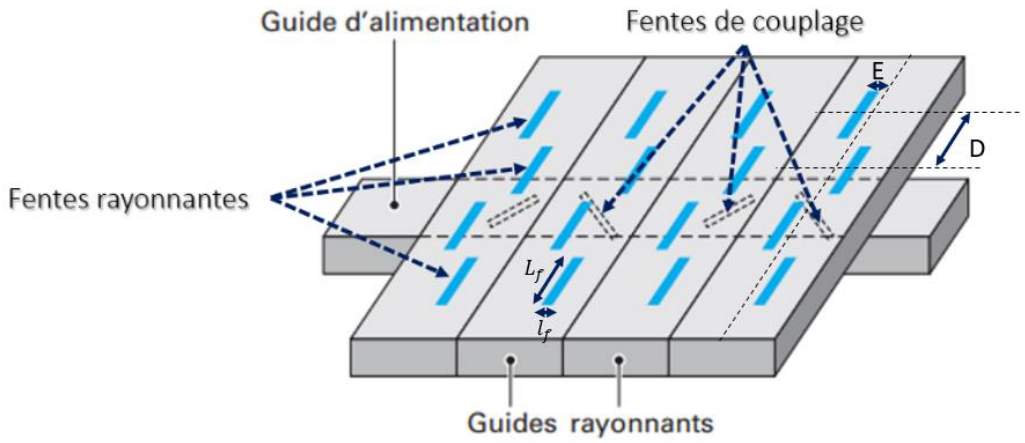


Figure 93 : Quatre guides rayonnants alimentés par un guide transversal d'alimentation [1].

Dans ce chapitre, l'alimentation du réseau antennaire final sera effectuée par un distributeur de puissance situé sous le réseau rayonnant et communiquant avec celui-ci via des coudes en plan H de mode TE_{20} au lieu d'une fente taillée dans la paroi commune aux deux guides (le cas général). Le guide rayonnant étant alimenté en un point donné, il s'établit dans celui-ci une onde qui alimente les fentes rayonnantes avec un retard proportionnel à l'éloignement du point d'alimentation. Il faut donc compenser ces différents retards en alimentant les guides rayonnants en leur milieu afin que toutes les sources rayonnent avec la phase voulue. Les fentes rayonnantes sont utilisées en général pour des fréquences variant de 300 MHz à 25 GHz [1]. Elles sont courantes dans les radars de navigation maritime et aérospatiale.

L'entreprise Thales LAS France SAS utilise les antennes SWA sur la partie dite « front-end » des têtes de leurs radars en bande Ku, i.e. la partie située au bout de la chaine de communication du système radar. Leur but est de réduire le cout de leur fabrication en exploitant des nouvelles technologies telle que la fabrication additive métallique et de rester compétitif sur le marché RF. Ainsi, ce projet vise le déploiement de cette nouvelle technologie afin de réaliser un réseau antennaire qui sera testé sur un démonstrateur opérationnel du partenaire industriel.

III. Optimisation de la section transversale du guide d'ondes en bande Ku

Afin de concevoir le réseau antennaire SWA en mode TE_{20}, nous avons tout d'abord déterminé la section transversale appropriée qui sera ensuite utilisée durant la conception des différents composants constituant le système RF volumique complexe. Une optimisation des dimensions de cette section va nous permettre d'assurer la propagation du mode TE_{20} dans les supports de propagation (guides rayonnants, diviseurs de puissance, coudes …) à 15 GHz tout en restant loin des modes TE_{10} et TE_{30}.

La Figure 94 donne une comparaison dans la même bande de fréquence entre une section transversale standard dans la bande Ku et la section transversale optimisée pour la propagation du mode TE_{20}. La section transversale optimisée à une hauteur b' moins importante que celle de la section standard ainsi qu'une largeur a' plus importante que la largeur a de la section transversale standard. Les dimensions de ces deux sections transversales sont reportées dans le Tableau 10.

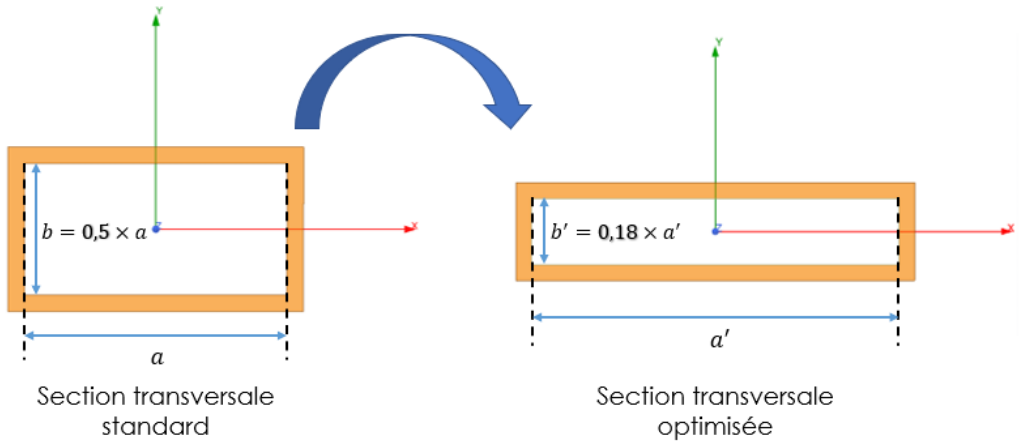


Figure 94 : Conception sur HFSS des deux sections transversales. (À gauche) section standard. (À droite) section optimisée.

Tableau 10 : Dimensions des deux sections transversales (standard et optimisée).

	a [mm]	b [mm]	a' [mm]	b' [mm]
Section transversale standard	15,8	7,9	-	-
Section transversale optimisée	-	-	23	4,14

Le Tableau 11 donne les valeurs de la fréquence de coupure, des trois premiers modes de propagation, calculées théoriquement à l'aide de l'équation 1 (Chapitre II, page 29) en utilisant les dimensions de la section transversale optimisée. Dans la bande d'intérêt (entre 14 et 16 GHz) seul les modes TE_{10} et TE_{20} peuvent se propager.

Les diagrammes de dispersion des trois premiers modes dans la section transversale optimisée sont illustrés sur la Figure 95. Comme le mode TE_{10} est dominant alors sa présence est sur toute la bande Ku. Toutefois, les trois premiers modes présents dans la bande Ku sont des modes TE_{X0} car la hauteur b' est très faible devant la largeur a' de la section simulée. Le mode TE_{20} auquel nous nous intéressons commence sa propagation à partir de 13 GHz ce qui est un bon compromis vis-à-vis d'une application à 15 GHz. Ainsi, le réseau antennaire SWA qui va contenir la section transversale optimisée sera conçue pour opérer à la fréquence centrale de la bande Ku (15 GHz).

Tableau 11 : Modes propagés dans la section transversale optimisée classés par ordre croissant d'apparition.

Mode	Fréquence de coupure [GHz]
TE_{10}	6,52
TE_{20}	13,04
TE_{30}	19,56

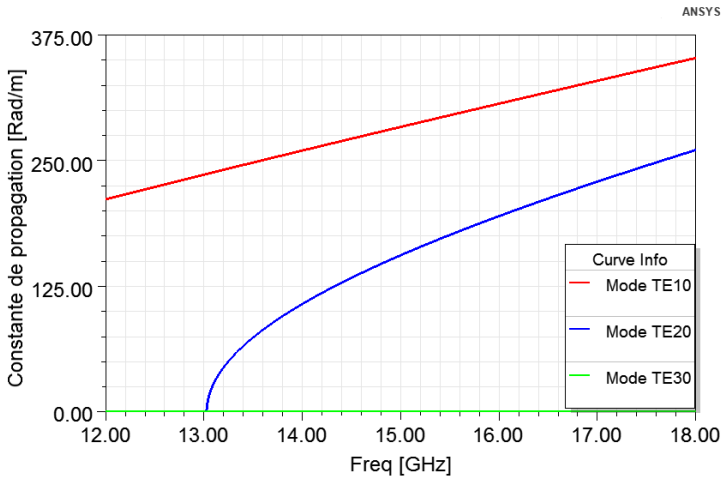


Figure 95 : Diagramme de dispersion des trois premiers modes qui se propage dans la section adaptée à la propagation du mode TE_{20}.

Le mode TE_{30} qui est un mode évanescent dans notre application sera rejeté dans le réseau antennaire SWA et les sous-réseaux préliminaires conçus. Le mode TE_{10} sera atténué puisque la position des fentes rayonnantes pour une application en mode TE_{20} sera défavorable pour son rayonnement.

IV. Conception de la transition TE10-TE20

Les convertisseurs des modes de propagation ont été développés pour de nombreuses applications HF [2], [3]. Sur la base des travaux rapportés dans [4], [5], nous avons développé un convertisseur de mode TE_{10} vers TE_{20} dans un guide d'ondes en bande Ku. Ce convertisseur est conçu pour transformer un guide d'ondes rectangulaire classique WR-62 (15,8 mm x 7,9 mm) en un guide d'ondes non conventionnel avec des dimensions de 23 mm x 4,14 mm.

La conception de la transition TE_{10}-TE_{20} est présentée dans la Figure 96. La transition est composée de quatre tronçons de guide d'ondes rectangulaire décalés dans le plan H les uns par rapport aux autres, comme le montre la Figure 96 (b). Le premier tronçon, L4, correspond à un guide d'ondes WR-62 standard, les tronçons L3 et L2 permettent la conversion entre le mode TE_{10} dans le tronçon L4 et le mode TE_{20} à l'extrémité du morceau L2. Enfin, le dernier tronçon, L1, permet d'ajuster les dimensions du guide d'ondes à 23 mm x 4,14 mm. Les différents paramètres (longueur, largeur et hauteur) ont été optimisés à l'aide du solveur HFSS™ pour obtenir le coefficient de réflexion le plus faible et le meilleur rapport de conversion entre le mode TE_{10} et TE_{20} à 15 GHz.

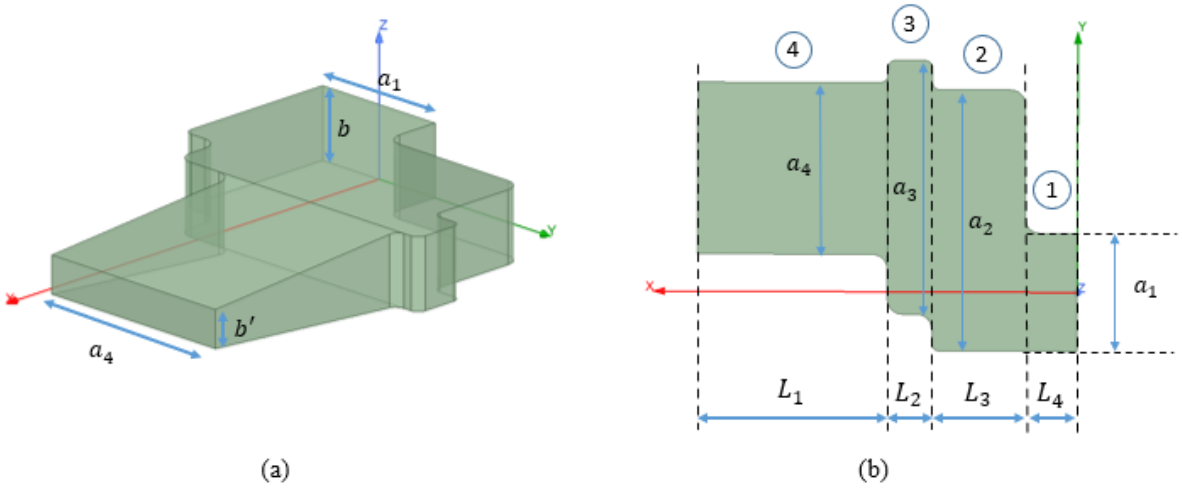


Figure 96 : Structure de la transition TE_{10}- TE_{20}. (a) Vue 3D. (c) Vue de dessus contenant les paramètres de conception.

Les dimensions optimisées sont résumées dans le Tableau 12.

Tableau 12 : Dimensions du convertisseur.

Section	Longueur [mm]	Largeur [mm]	Hauteur [mm]	Z_{TE10} [Ω]	Z_{TE20} [Ω]	Z_{TE30} [Ω]
1	7	15.8	7.9	300	-	-
2	12.5	34	7.9	113	133	237
3	6	35	7.9	109	127	205
4	25.5	22	4.14	98	209	-

Les impédances de mode sont également rapportées afin de montrer les capacités des différents guides d'ondes à supporter les différents modes de transmission. Les valeurs calculées à l'aide du logiciel HFSS donnent, en amont, une idée sur la largeur de la bande d'intérêt puisque les écarts entre les impédances adjacentes est important.

La distribution du champ électrique à 15 GHz dans la structure optimisée est présentée dans la Figure 97. La transition permet bien de transformer un mode de propagation TE_{10} en entrée en un mode de propagation TE_{20} en sortie de convertisseur, en passant par un tronçon supportant la propagation d'un mode quasi-TE_{30}.

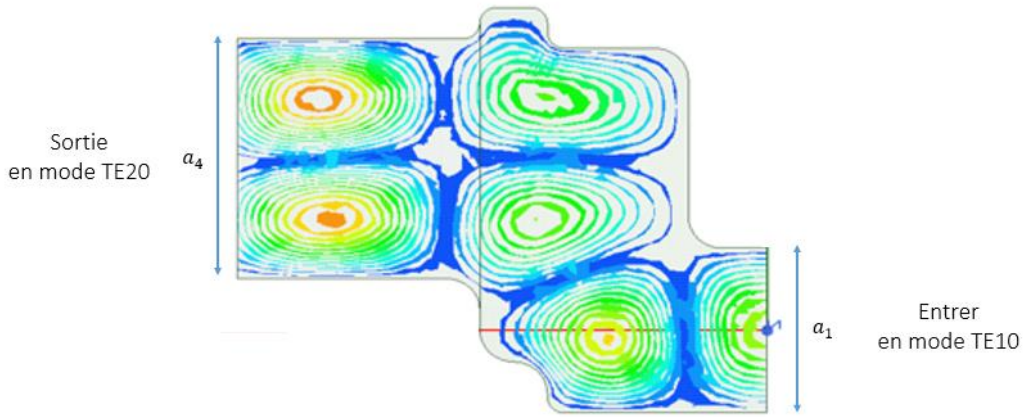
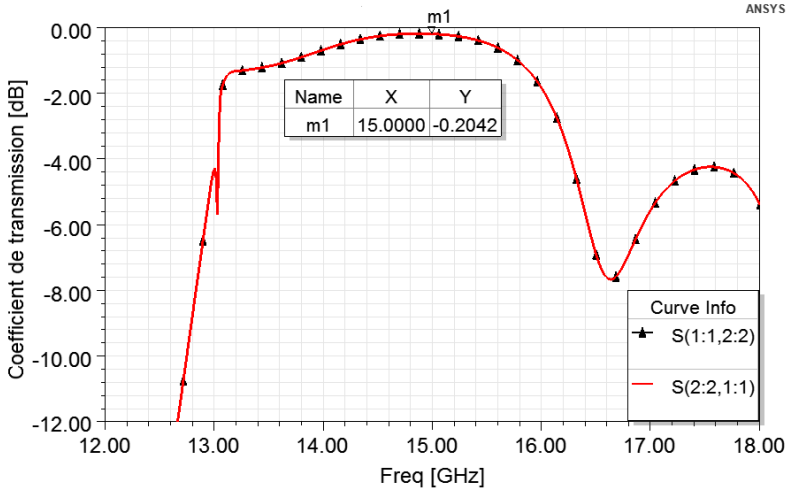


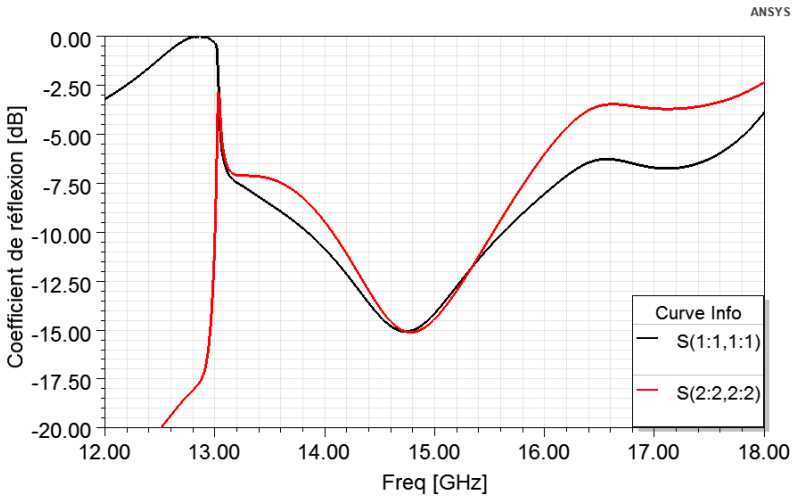
Figure 97 : Plot du champs E dans le convertisseur à 15 GHz.

La Figure 98 présente les résultats de simulation du convertisseur, qui laisse propager un signal EM sous la forme du mode TE_{20}. Les paramètres S (1:1 , 2:2) et S (2:2 , 1:1) déterminent la qualité de conversion du mode TE_{20} entre les ports 1 et 2. Les paramètres S (1:1 , 1:1) et S (2:2 , 2:2) réfèrent à la réflexion du mode 1 (TE_{10}) et le mode 2 (TE_{20}), respectivement, au niveau des ports 1 et 2, respectivement.

A 15 GHz, les coefficients de transmission valent – 0,2 dB et les coefficients de réflexion sont inférieures à – 13 dB. Par conséquent, les résultats simulés sont encourageants pour pouvoir continuer le développement du réseau antennaire SWA.



(a)



(b)

Figure 98 : Résultats de simulation de la transition TE10-TE20. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

De plus, nous pouvons constater la présence du mode fondamental après une simple analyse des paramètres S simulés. Effectivement, la courbe du coefficient de réflexion du mode TE_{10} est inférieure à – 15 dB à 15 GHz ce qui montre sa propagation dans la transition. Le mode TE_{20} commence à s'établir dans le convertisseur à partir de 13 GHz et cela se présente sous forme d'un pic dans ses courbes de réflexion et de transmission.

Pour valider la conception du convertisseur TE_{10}-TE_{20} et ainsi évaluer sa fabrication par la technique DMLS, une double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10} a été conçue comme le montre la Figure 99. En réalité, le VNA ne mesure que des sections transversales standard tel que la WR-62 en utilisant les kits prédéfinis dans les normes rattachées aux mesures RF, c'est pourquoi nous avons utilisé le double convertisseur.

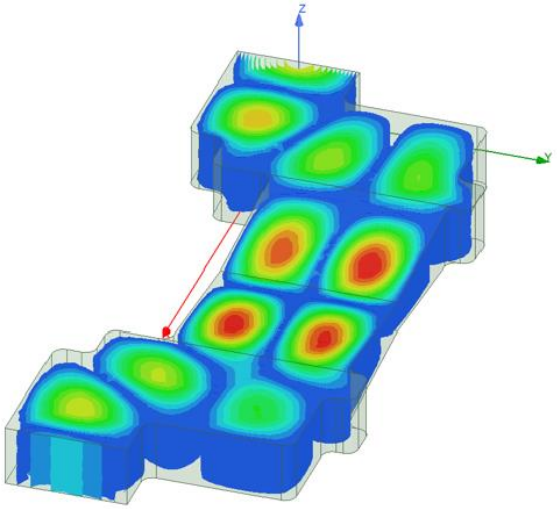
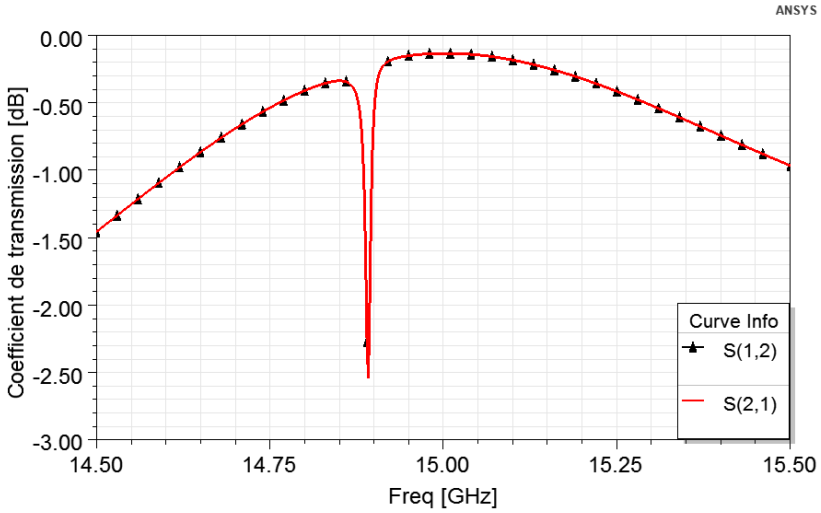
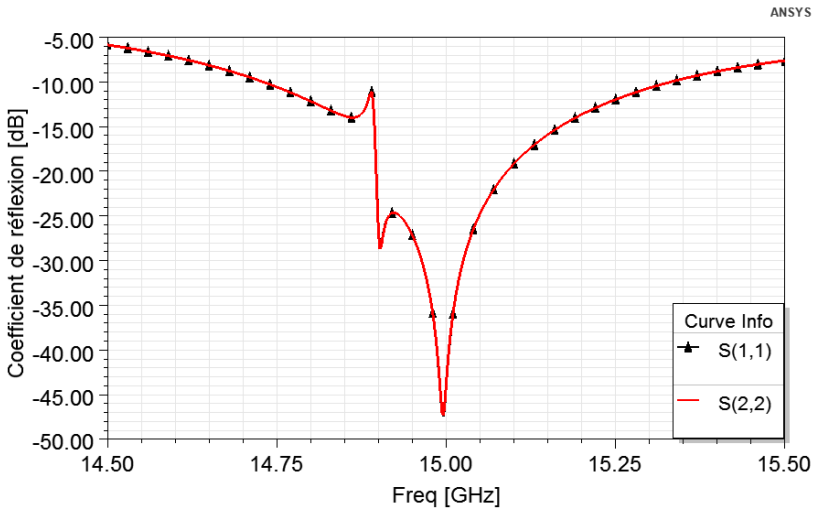


Figure 99 : Conception de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10} avec visualisation du plot du champ E à 15 GHz.

La Figure 100 illustre les résultats de simulation de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10}. À la fréquence centrale de la bande Ku (15 GHz) la double transition donne de très bons résultats RF avec une superposition parfaite des paramètres S puisque la double transition est conçue d'une façon symétrique par rapport au plan E.



(a)



(b)

Figure 100 : Résultats de simulation des paramètres S de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10}. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

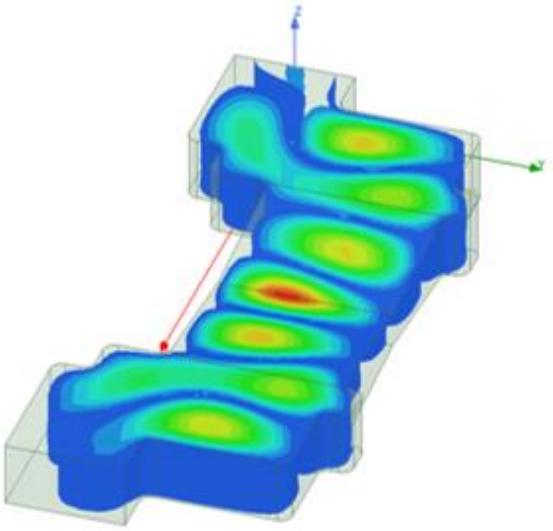


Figure 101 : Double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10} avec visualisation du plot du champ E à 14,87 GHz.

Néanmoins, un pic est apparu sur la courbe du coefficient de transmission qui est dû à l'excitation du mode TE_{20} à la fréquence de 14,87 GHz comme le montre la Figure 101. Effectivement, Cette excitation est due à la faible longueur du guide supportant le mode TE_{20} aux discontinuités de la double transition. Pour des fréquences plus élevées le mode TE_{20} à plus le temps de s'établir. Finalement, les résultats de simulation sont concluants.

V. Conception des sous-réseaux SWA à quatre et seize fentes alimentées par le convertisseur TE_{10}-TE_{20}

La Figure 102 illustre la conception des deux sous-réseaux SWA conçus de la même manière. À 15 GHz, les dimensions optimisées des guides d'ondes rayonnants sont de 28,64 mm x 23 mm pour le sous-réseau à quatre fentes et de 128 mm x 23 mm pour le sous-réseau à seize fentes. Les deux sous-réseaux ont été alimentés directement, en leur centre, par la transition optimisée TE_{10}-TE_{20}. Les fentes rayonnantes ont été positionnées à proximité des zones où le champ électrique sous forme du mode TE_{20} est maximal comme le montre la Figure 102 (b), par conséquent les fentes coupent le maximum des lignes de courants. La position des fentes rayonnantes est alternée successivement deux à deux suivant la longueur électrique, entre celles les plus proches du centre et celles les plus proches des extrémités des guides d'ondes rayonnants comme le montre la Figure 102 (a). La distance entre les fentes rayonnantes adjacentes les plus proches est de e_1 = 7,4 mm, la distance entre les plus éloignées est de e_2 = 15,6 mm et la distance entre chaque alternation des fentes est de d = 14,3 mm et cela pour les deux sous-réseaux ainsi que le réseau antennaire SWA qui sera conçu par la suite.

La largeur et la longueur ainsi que la position des fentes, ont été optimisées à l'aide du logiciel HFSS afin de maximiser le rayonnement des deux sous-réseaux et avoir ainsi la même phase rayonnée, ce qui contribue positivement au diagramme de rayonnement en espace libre.

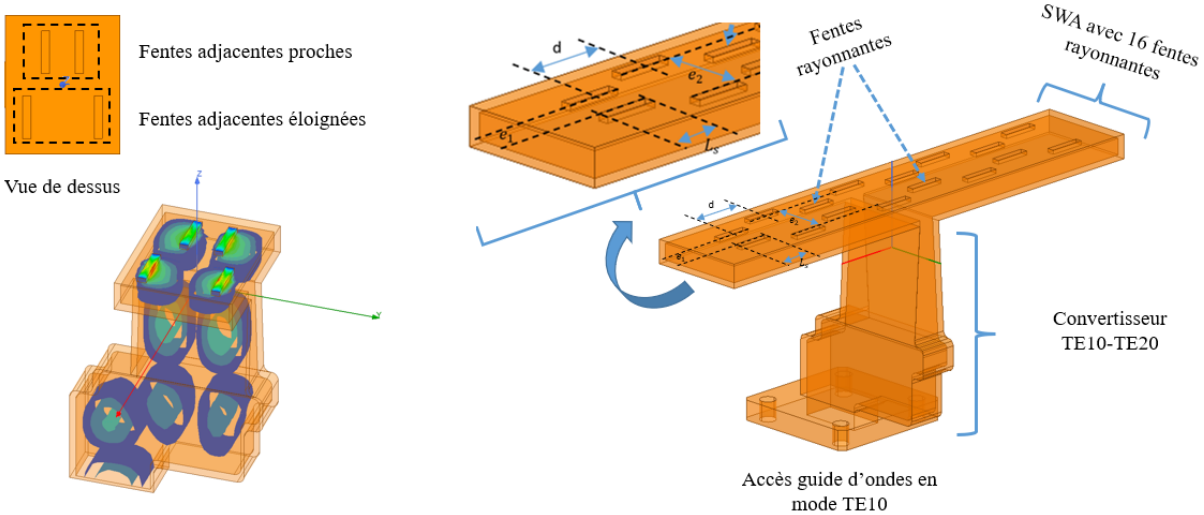


Figure 102 : Conception des deux sous-réseaux SWA sur HFSS. (a) Sous-réseau de quatre fentes avec visualisation du plot du champ E à 15 GHz et l'alternation des fentes rayonnantes. (b) Sous-réseau de seize fentes avec visualisation des composants qui le constituent.

Après optimisation, la longueur des fentes rayonnantes est passée de Ls = 10 mm qui est la moitié de la longueur d'onde guidée dans le vide (λ_g(15GHz) = 20 mm) à Ls = 9,4 mm sa valeur optimale à 15 GHz. La largeur optimale des fentes rayonnantes est de 1,8 mm.

La Figure 103 donne les coefficients de transmission simulés des deux sous-réseaux SWA conçus. A 15 GHz, le coefficient de réflexion est inférieur à – 17 dB pour le sous-réseau à quatre fentes et inférieur à – 21 dB pour le sous-réseau à seize fentes. Nous pouvons conclure que les deux sous-réseaux SWA sont bien adaptés à 15 GHz.

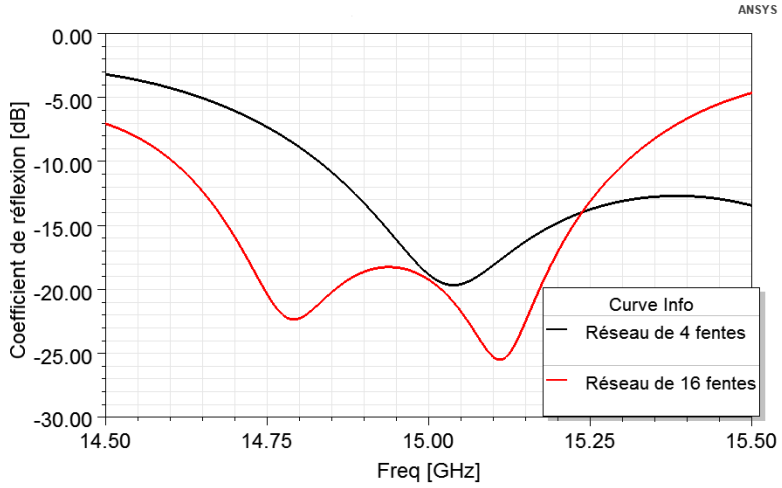
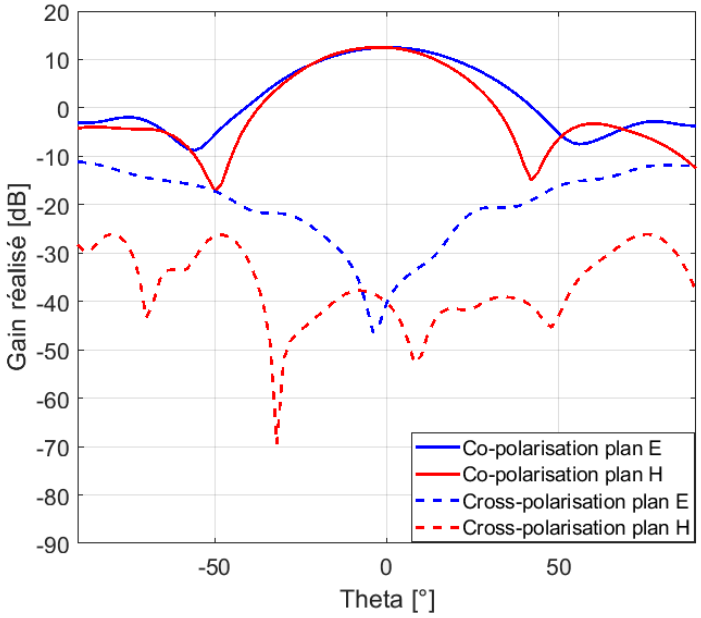
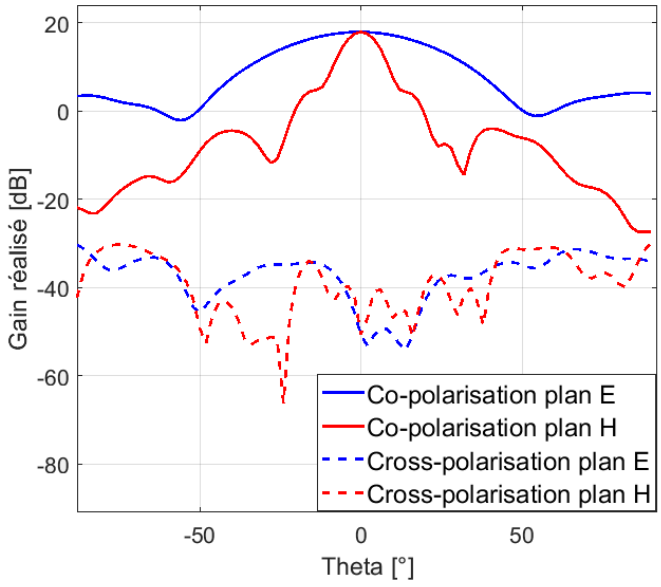


Figure 103 : Coefficients de transmission des deux sous-réseaux SWA conçus.

La Figure 104 montre les résultats de simulation des diagrammes de rayonnement des deux sous-réseau SWA conçus dans les plans E et H. Le sous-réseau à quatre fentes a donné un gain réalisé dans l'axe de 12,51 dB dans les plans E et H avec des lobes secondaires inférieurs de 13,6 dB comparés aux lobes principaux. Le gain réalisé récupéré dans l'axe du sous-réseau à seize fentes est de 18 dB dans les plans E et H avec des lobes secondaires inférieurs de 23 dB comparés aux lobes principaux. La cross-polarisation simulé dans les plans E et H est inférieure à – 10 dB pour le sous-réseau à quatre fentes et inférieure à – 30 dB pour le sous-réseau à seize fentes.



(a)



(b)

Figure 104 : Diagrammes de rayonnement simulés des sous-réseaux conçus dans les plans E et H. (a) Sous-réseau à quatre fentes. (b) Sous-réseau à seize fentes.

Finalement, les deux sous-réseaux SWA simulés ont donnés des bons résultats RF qui vont nous permettre de continuer le développement du réseau antennaire SWA complexe. Les mesures sont présentées dans le paragraphe suivant afin de valider les résultats de simulation obtenus jusqu'ici.

VI. Résultats de mesure RF de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10} et des deux sous-réseaux SWA à quatre et seize fentes rayonnantes

La Figure 105 montre des photographies des prototypes réalisés par la technique DMLS. Les trois prototypes ont été fabriqués couche par couche à partir d'un lit de poudre métallique, en utilisant une imprimante 3D Prox DMP 300B pareil à celle utilisée pour réaliser les prototypes du chapitre II. L'orientation des antennes pendant le processus DMLS a été choisie pour assurer la meilleure précision des fentes rayonnantes ainsi que pour respecter les limitations de la technique DMLS comme illustré sur la Figure *106*. Après la réception des prototypes imprimés, nous avons seulement effectué un polissage des brides de raccordement avant de faire les mesures RF.



(a) (b) (c)

Figure 105 : Prototypes réalisés par la technique DMLS. (a) Double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10}. (b) Sous-réseau SWA à quatre fentes rayonnantes. (c) Sous-réseau SWA à seize fentes rayonnantes.

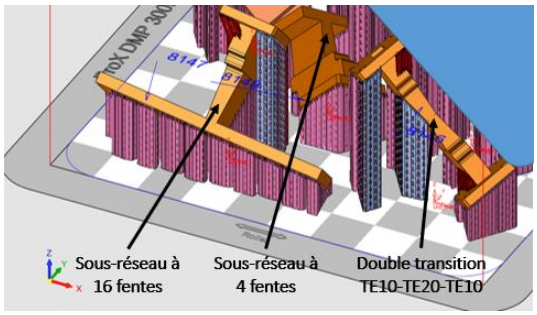
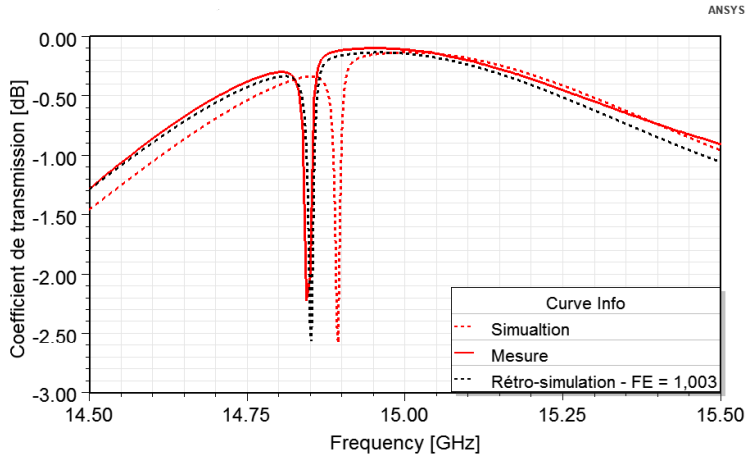
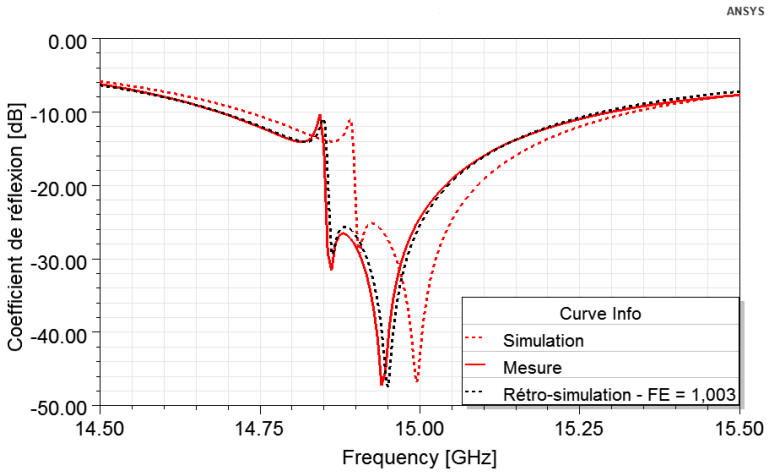


Figure 106 : Orientations lors du procédé de fabrication DMLS.



(a)



(b)

Figure 107 : Résultats de simulation, de mesure et de rétro-simulation RF (facteur d'échelle « FE » = 1,003) de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10}. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficients de réflexion.

La Figure 107 montre une bonne concordance des résultats de simulation et de mesure de la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10}. Toutefois, un décalage fréquentiel de 50 MHz vers les basses fréquences (environ 0,3 % de la fréquence centrale) des paramètres S mesurés a été observé. Néanmoins, le coefficient de transmission mesuré à 15 GHz est de seulement 0,11 dB et le coefficient de réflexion mesuré est inférieur à - 20 dB.

Une rétro-simulation a été effectuée afin de déterminer l'origine du décalage fréquentiel entre les paramètres S simulés et mesurés de la double transition. Un facteur d'échelle de 1,003 a été appliqué

à la géométrie simulée. En effet, le facteur d'échelle augmente les dimensions simulées de la géométrie de 0,3 % dans les trois axes x, y et z du logiciel HFSS. Par conséquent, nous avons conclu que pendant le procédé de fabrication DMLS la double transition à subit une légère augmentation des dimensions simulés qui est introduite par la nature du processus DMLS. Cependant, le processus a très peu d'impact sur les performances RF simulées.

Ces résultats montrent que la transition TE_{10}-TE_{20} est adaptée pour l'alimentation d'un sous-réseau SWA.

Par ailleurs, pour le cas des sous-réseaux SWA, la Figure 108 compare les coefficients de réflexion simulés et mesurés des deux réseaux rayonnants. Les résultats de mesure RF concordent bien avec les résultats de simulation. Le niveau d'adaptation mesuré est inférieur à -18 dB pour des deux réseaux. En revanche, nous avons constaté le même décalage fréquentiel (environ 50 MHz) que pour la double transition TE_{10}-TE_{20}-TE_{10} imprimée. La Figure 109 illustre le résultat de la rétro-simulation du sous-réseau à seize fentes, qui a permis une adéquation entre la réponse RF simulée et celle mesurée. Cependant, cette fois-ci le facteur d'échelle qui a été appliqué à la géométrie simulée est de 1,01. Ce changement de facteur d'échelle appliqué entre les deux cas est dû aux spécificités du processus DMLS tels que la position sur le plateau d'impression et la forme du spot laser qui change en fonction de cette position.

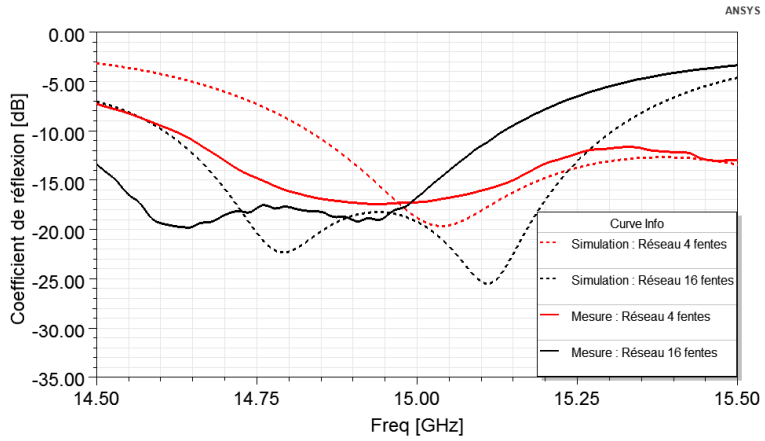


Figure 108 : Coefficients de réflexion simulés et mesurés des deux sous-réseaux SWA.

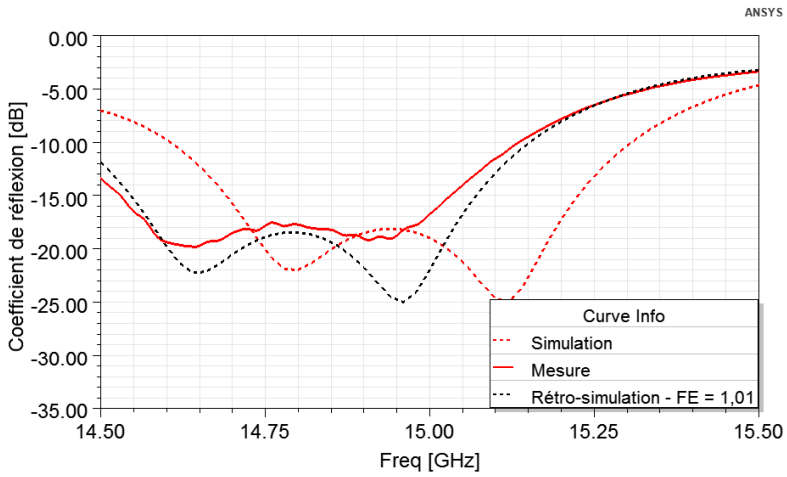
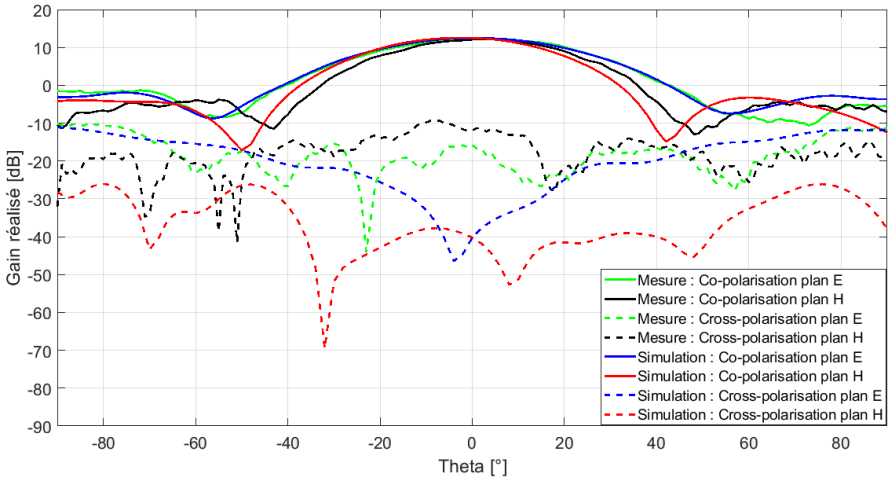
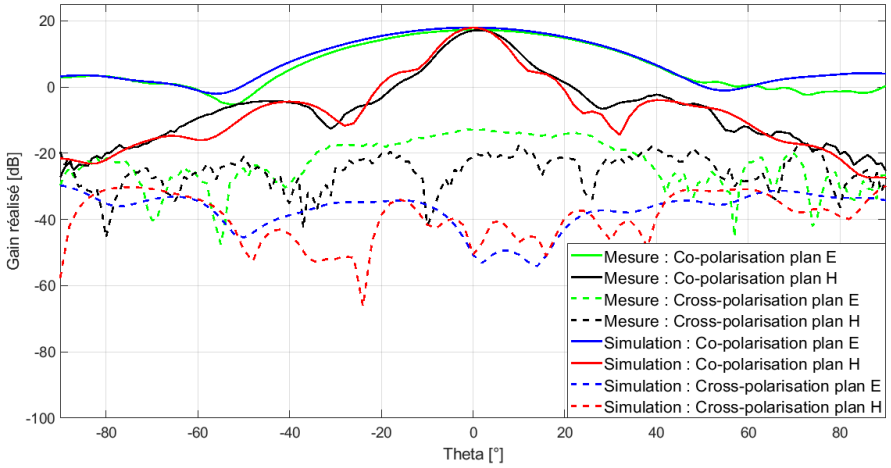


Figure 109 : Coefficients de réflexion simulé, mesuré et rétro-simulé (facteur d'échelle « FE » = 1,01) du sous-réseau à seize fentes.

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à 15 GHz des deux sous-réseaux SWA sont présentés dans la Figure 110. Les résultats simulés et mesurés concordent bien. Pour le sous-réseau à quatre fentes, un gain réalisé mesuré dans l'axe de 12,34 dB est obtenu dans les plans E et H avec une faible cross-polarisation dans les deux plans (inférieure à - 10 dB). Le niveau des lobes secondaires est inférieur de 17 dB par rapport aux lobes principaux. Le gain réalisé a diminué de 0,17 dB par rapport à la simulation RF.

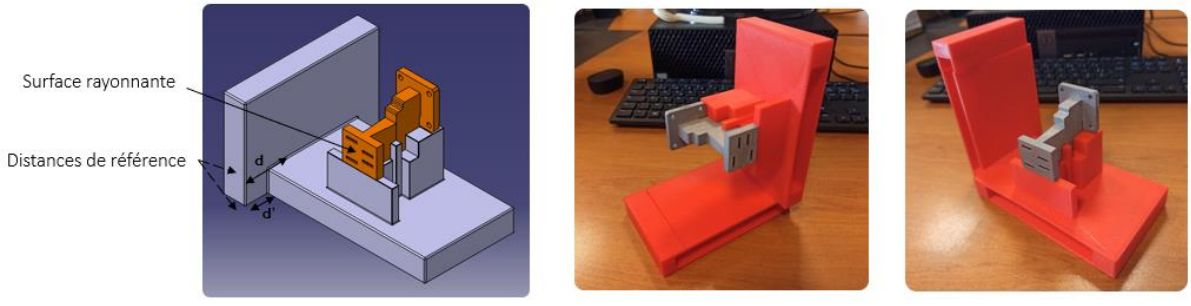


(a)



(b)

Figure 110 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés des deux sous-réseaux SWA. (a) Sous-réseau à quatre fentes. (b) Sous-réseau à seize fentes.



(a) (b) (c)

Figure 111 : Support de mesure du sous-réseau à quatre fentes. (a) Conception sur le logiciel de CAO. (b) Positionne de mesure du plan E. Position de mesure du plan H.

Les mesures ont été effectuées à l'aide des supports imprimés en plastique pour basculer entre les deux plans de mesure. La Figure 111 illustre le support de mesure du sous-réseau à quatre fentes rayonnantes. Les dimensions du support qui se situent après la surface rayonnante (d et d') sont les mêmes pour tous les supports conçus pour garder la même position de la surface rayonnante par rapport à l'antenne de référence.

Le gain réalisé du sous-réseau à seize fentes mesuré dans l'axe est de 17,24 dB et le niveau de cross-polarisation est inférieur à - 13 dB dans les plans E et H. Le niveau des lobes secondaires est inférieur de 19,5 dB par rapport au lobe principal. Le gain réalisé a diminué de 0,76 dB par rapport à celui obtenu en simulation. La diminution du gain est probablement liée à des problèmes d'alignement et de positionnement de l'antenne.

Finalement, les niveaux des gains réalisés, des cross-polarisation et des lobes secondaires mesurés pour les deux sous-réseaux SWA imprimés sont en adéquation avec les simulations et afin d'augmenter le gain réalisé de l'antenne le développement d'un réseau antennaire SWA plus complexe est proposé par la suite.

VII. Conception et simulation du réseau de distribution de la puissance RF

Pour aller plus loin, dans ce paragraphe nous allons concevoir un réseau de distribution RF en mode TE_{20} basé uniquement sur des composants RF volumiques dans le but d'alimenter sans déphasage du signal EM un réseau antennaire SWA de 64 fentes rayonnantes. Le réseau à alimenter est constitué de quatre sous-réseaux SWA à seize fentes assemblées comme nous allons le montrer plus tard.

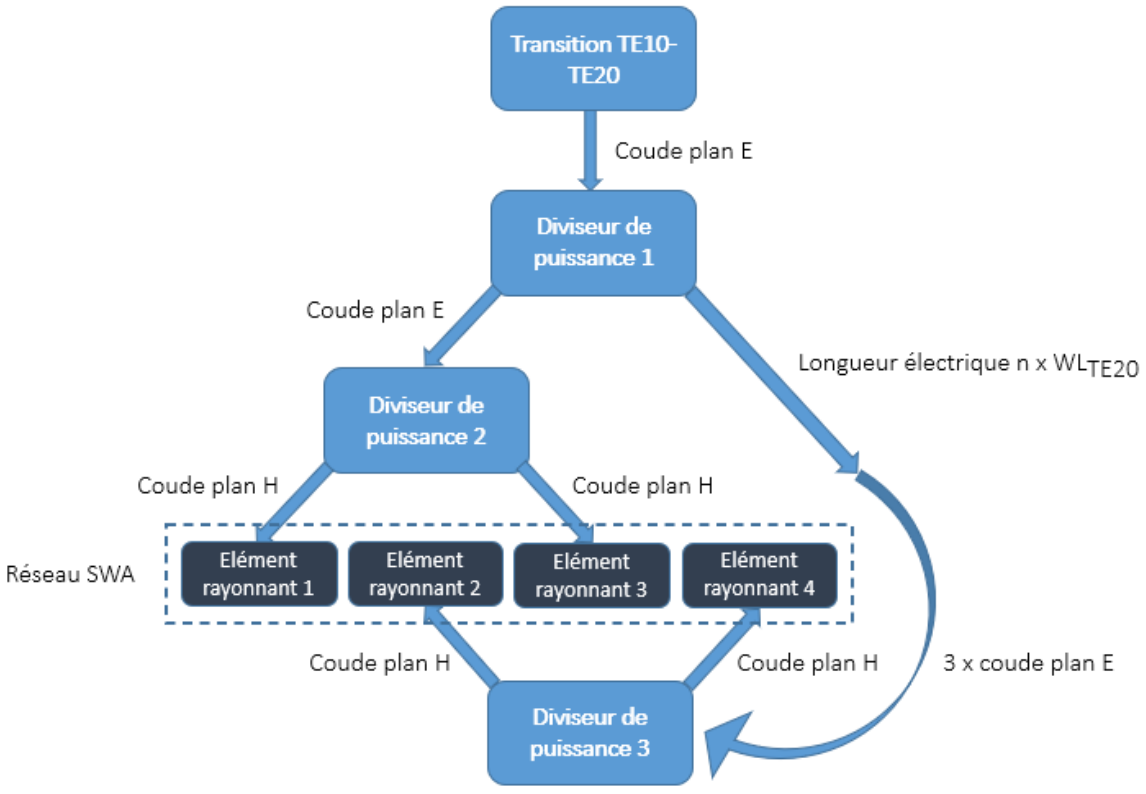
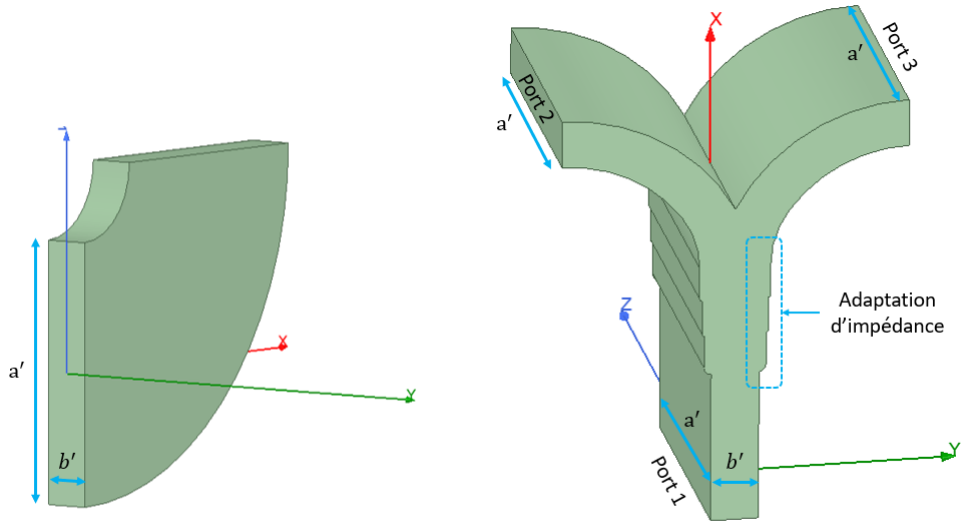


Figure 112 : Synopsis du réseau de distribution de la puissance RF.

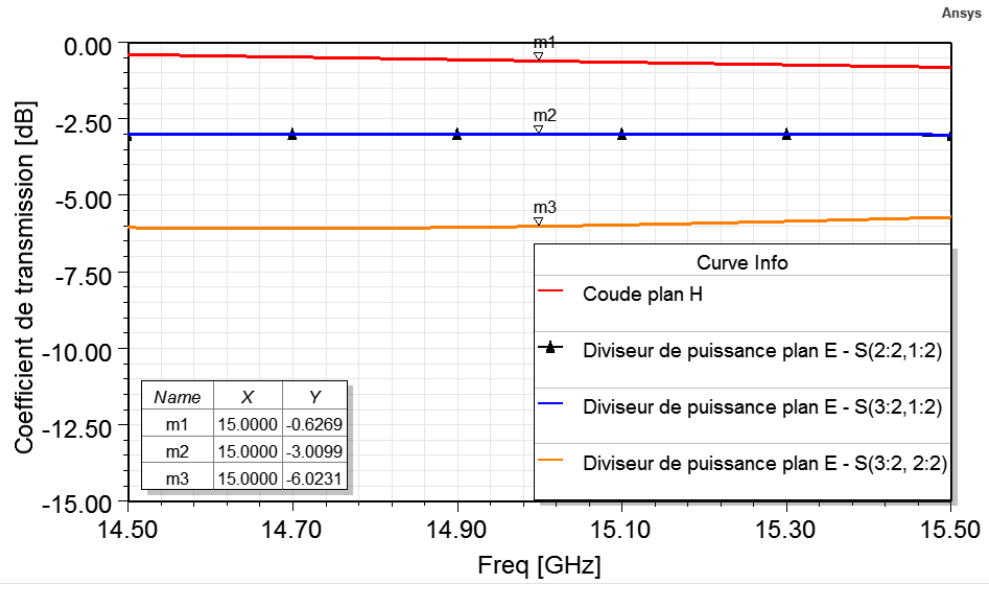
Le réseau de distribution de la puissance RF, quant à lui, est composé de trois diviseurs de puissance identiques dans le plan E reliés entre eux par des coudes en plan E et des guides d'ondes comme le montre la Figure 112. A la fin de chaque extrémité du distributeur RF un coude en plan H est placé pour pouvoir alimenter un des quatre sous-réseaux SWA à seize fentes.



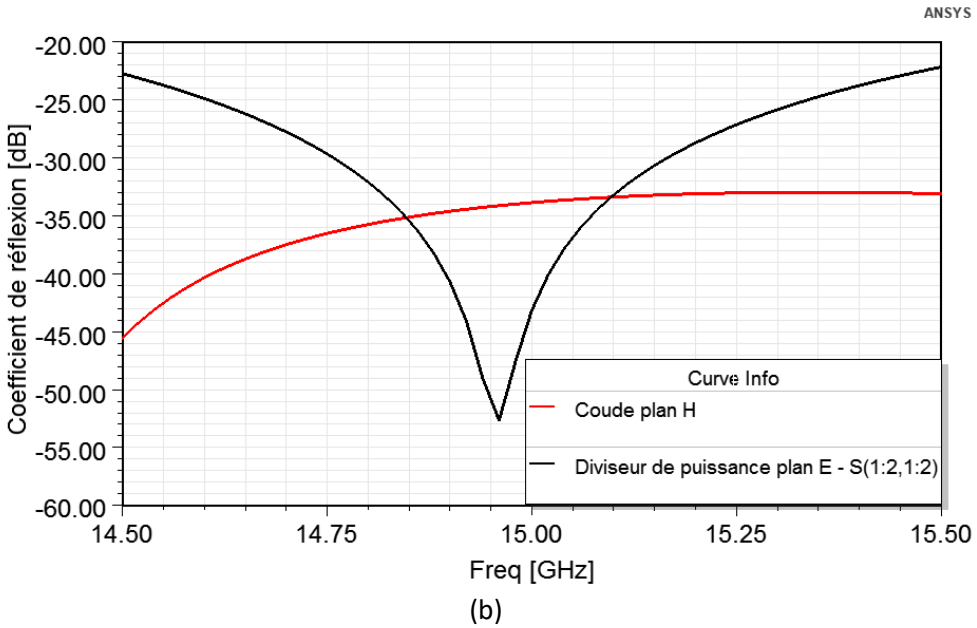
(a) (b)

Figure 113 : Conception de principales composants volumiques constituant le réseau de distribution RF. (a) Coude en plan H. (b) Diviseur de puissance en plan E.

Tout d'abord, nous avons optimisé la conception du coude en plan H et du diviseur de puissance en plan E via des simulations HFSS dans le but de baisser les pertes RF à 15 GHz le maximum possible. La Figure 113 illustre leur conception dans le logiciel HFSS et la Figure 114 donne leurs paramètres S simulés. D'une part, pour le coude en plan H, les résultats de simulation montrent un coefficient de transmission à 15 GHz qui vaut 0,62 dB et un coefficient de réflexion inférieur à – 33 dB. D'autre part, le diviseur de puissance en plan E permet une division de puissance parfaite puisque, les coefficients de transmission entre les ports 1 et 2 et les ports 1 et 3 respectivement, valent – 3 dB chacun.



(a)



(b)

Figure 114 : Résultats de simulation des paramètres S du coude en plan H et du diviseur de puissance en plan E. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficient de réflexion.

Cependant, la transmission entre les ports 1 et 3 vaut seulement – 6,02 dB à 15 GHz. Néanmoins, ce niveau d'isolation va sûrement s'améliorer quand le diviseur de puissance sera intégré dans la conception finale du distributeur de puissance RF car les deux ports seront très éloignés l'un par rapport à l'autre. Les coefficients de réflexion du diviseur de puissance et du coude en plan H sont inférieures à – 35 dB à 15 GHz comme présenté sur la Figure 114 (b).

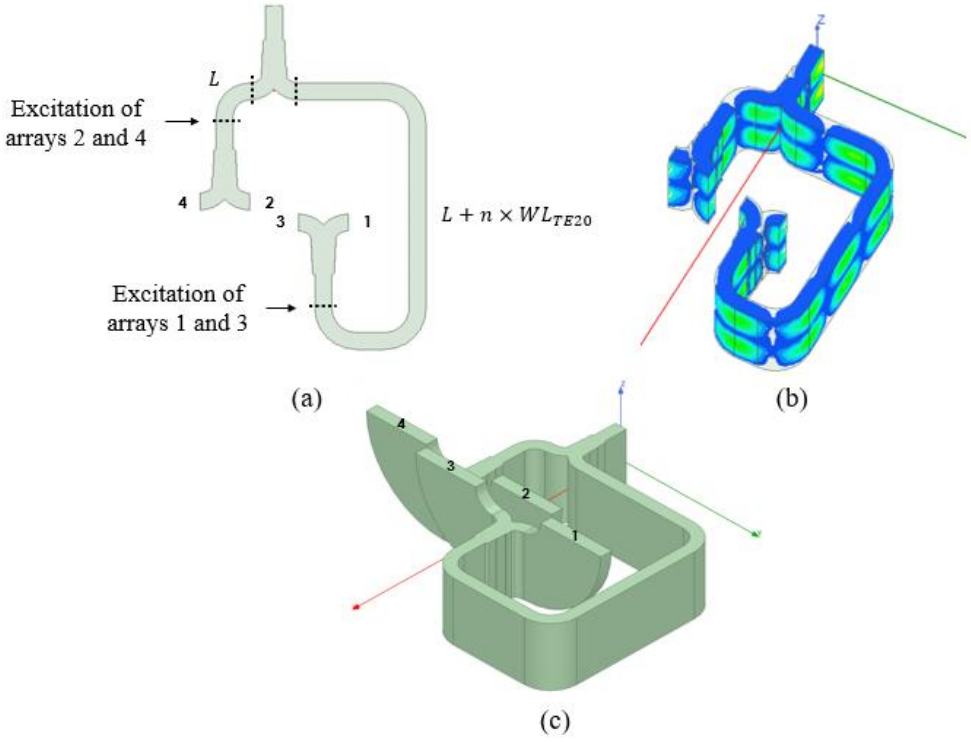
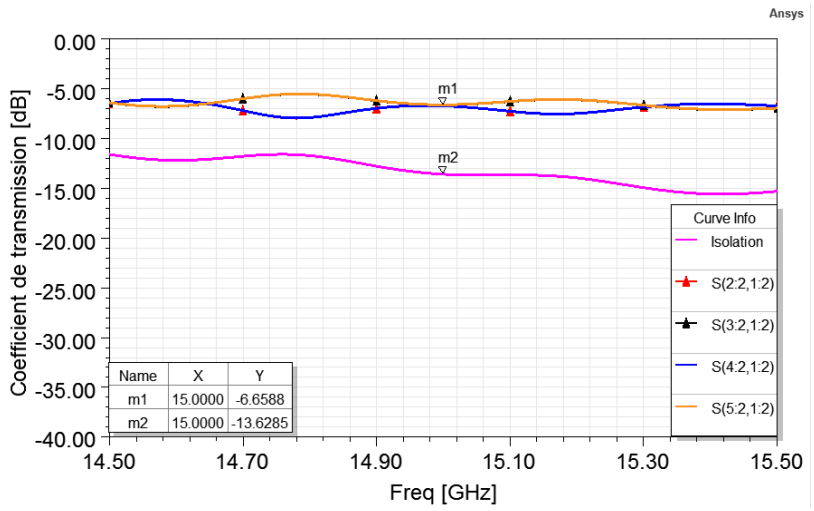


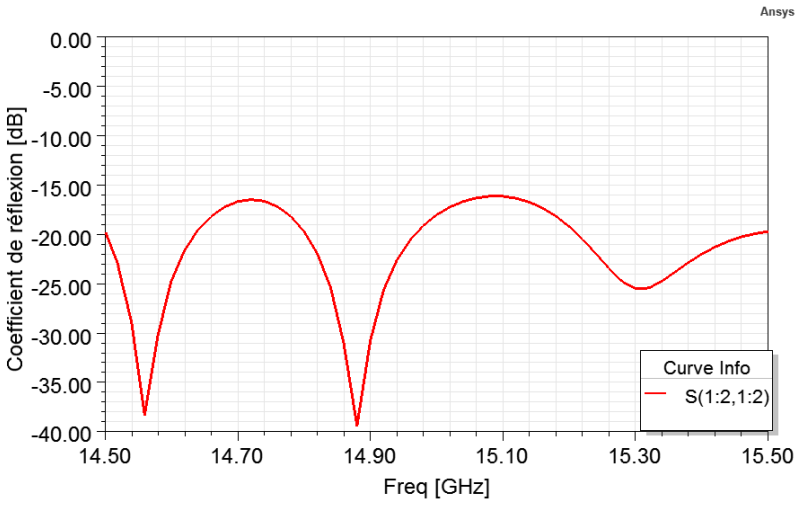
Figure 115 : Conception du réseau de distribution RF. (a) Vue de dessus du réseau sans les coudes en plan H. (b) Plot du champ E sans visualisation des coudes en plan H. (c) Vue 3D du réseau de distribution avec les coudes de couplage en plan H.

Ensuite, nous avons conçu le distributeur de la puissance RF comme illustré dans la Figure 115. Le réseau de distribution fonctionne en utilisant le mode TE_{20}. Juste après la transition TE_{10}-TE_{20} qui est placé à l'entrée du réseau, nous trouvons le premier diviseur de puissance qui présente à ses sorties deux voies séparées, qui vont nous permettre d'alimenter les sous-réseaux SWA à 16 fentes n°2 et n°4 d'un côté et n°1 et n°3 de l'autre côté, comme le montre la Figure 115 (a). Un autre diviseur de puissance est placé à chaque extrémité des deux voies séparées pour obtenir finalement quatre voies qui vont aller vers les quatre sous-réseaux à seize fentes. Ensuite, les coudes en plan H sont utilisés pour coupler les signaux EM vers chaque sous-réseau à 16 fentes et au même endroit, comme le montre la Figure 115 (c).

Pour s'assurer que les signaux EM sont en phase aux quatre sorties (n°1 à n°4), une différence de longueur électrique correspondant à nπ radians ($n \in \mathbb{N}$) est introduite après le premier diviseur de puissance dans le sens des voies n°1 et n°3 (π correspond à une longueur électrique guidée). La longueur électrique supplémentaire a été calculée en fonction de la longueur d'onde guidée du mode TE_{20} à 15 GHz. Cette différence permet aux quatre sous-réseaux à seize fentes d'être alimentés par un signal de la même phase.



(a)



(b)

Figure 116 : Résultats de simulation du réseau de distribution de la puissance RF. (a) Coefficients de transmission. (b) Coefficient de réflexion.

La Figure 116 présente les résultats de simulation HFSS du réseau de distribution de la puissance RF. La division de puissance vers les quatre voies (n°1 à n°4) est bien établie puisque les coefficients de transmission à 15 GHz de chaque voie valent 6,65 dB ce qui est un niveau satisfaisant (Figure 116 (a)) comparé à la théorie qui aurai donné 6 dB dans le cas idéal. L'isolation entres les différentes voies est inférieure à - 13,5 dB et le coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'alimentation, i. e. paramètre S (1:2 , 1:2), est inférieure à – 15 dB comme illustré à la Figure 116 (b).

VIII. Conception et simulation du réseau antennaire SWA complexe.

Le réseau antennaire complexe SWA a été conçu selon les étapes suivantes. Au départ, quatre sous-réseaux à 16 fentes ont été placés les uns à côté des autres en introduisant des décalages suivant l'axe x du logiciel HFSS afin de faire de la place pour les coudes de couplage en plan H, comme le montre la Figure 117 (a). Ensuite, le réseau de distribution RF a été placé sous le réseau antennaire SWA en vue de coupler l'énergie vers celui-ci comme illustré sur la Figure 117 (b).

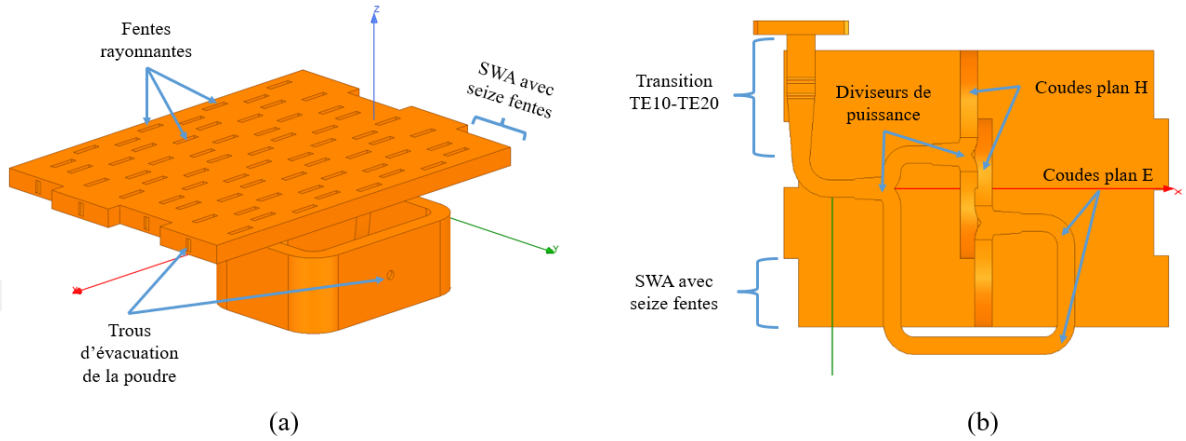


Figure 117 : Conception du réseau antennaire SWA complexe. (a) Vue 3D. (b) Vue de dessous.

Les fentes rayonnantes ont été placées comme pour le cas du sous-réseau à 16 fentes. Le positionnement des fentes rayonnantes a été choisi en plaçant deux fentes adjacentes près du centre du guide d'ondes rayonnant en mode TE_{20}, puis les deux fentes adjacentes suivantes dans la direction de propagation sont positionnées près des bords du guide d'ondes rayonnant.

Les résultats de simulation du réseau antennaire SWA sont très encourageants. Le coefficient de réflexion du réseau antennaire simulé à 15 GHz est inférieur à - 20 dB comme montré dans la Figure 118. Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont parfaitement symétriques par rapport à l'axe de rayonnement ($\theta = 0°$) et donnent un gain réalisé dans cet axe de 23,59 dB comme illustré dans la Figure 119.

Par ailleurs, le niveau des lobes secondaires est inférieur de 13,51 dB comparé au lobe principal et la cross-polarisation dans les plans E et H est inférieure à – 19 dB.

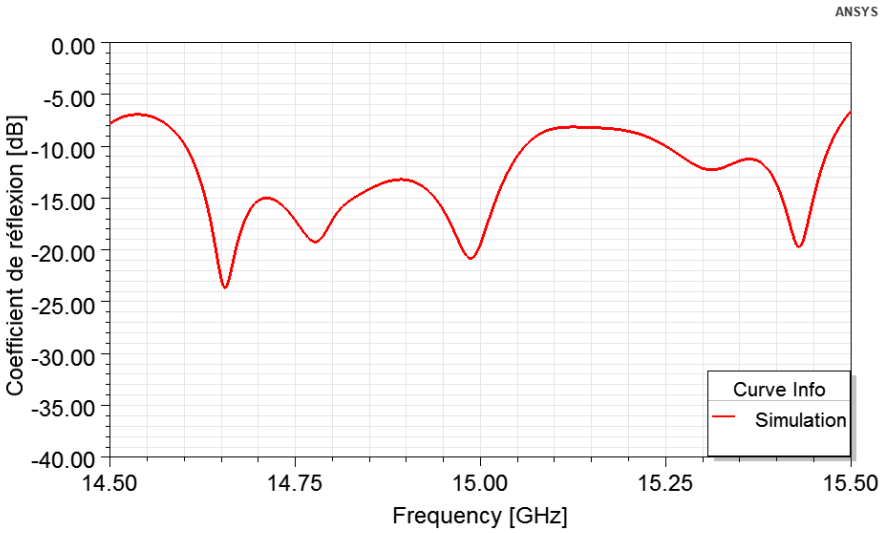


Figure 118 : Coefficient de réflexion du réseau antennaire SWA.

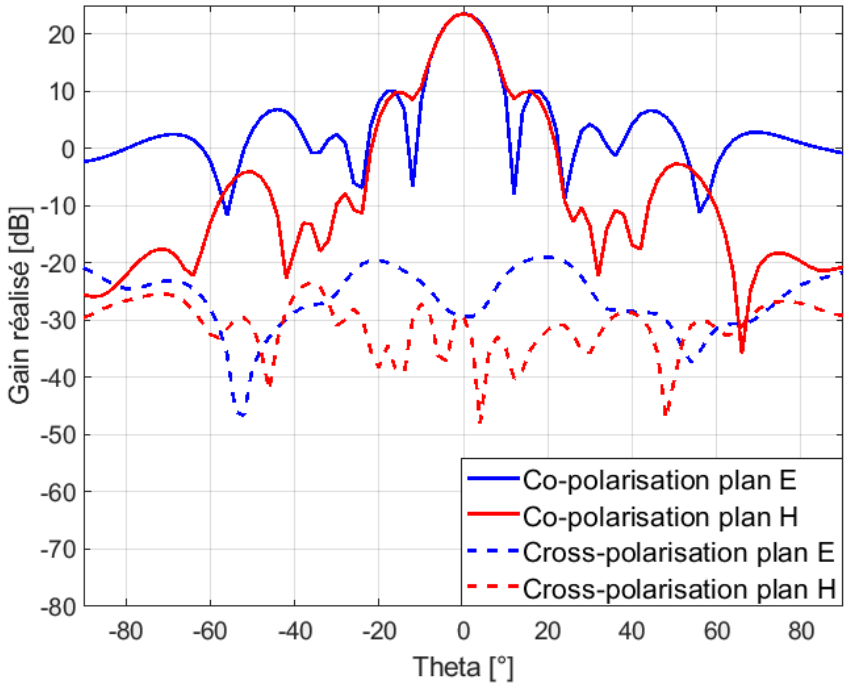


Figure 119 : Diagrammes de rayonnement simulés du réseau antennaire SWA.

IX. Fabrication et mesure RF du réseau antennaire SWA complexe

Le système antennaire SWA proposé dans ce chapitre a été imprimé par le procédé de fabrication DMLS (Figure 120). Le prototype a été fabriqué couche par couche à partir d'un lit de poudre métallique en utilisant une imprimante 3D Prox DMP 300B. L'épaisseur de chaque couche est de 40 µm. Le matériau utilisé sous forme de poudre est un alliage d'aluminium AlSi7Mg0,6.

Lors de la conception, des trous ont été positionnés là où le champ électrique est faible afin d'évacuer facilement la poudre piégée dans la structure imprimée à la fin du procédé de fabrication DMLS, comme le montre la Figure 120.

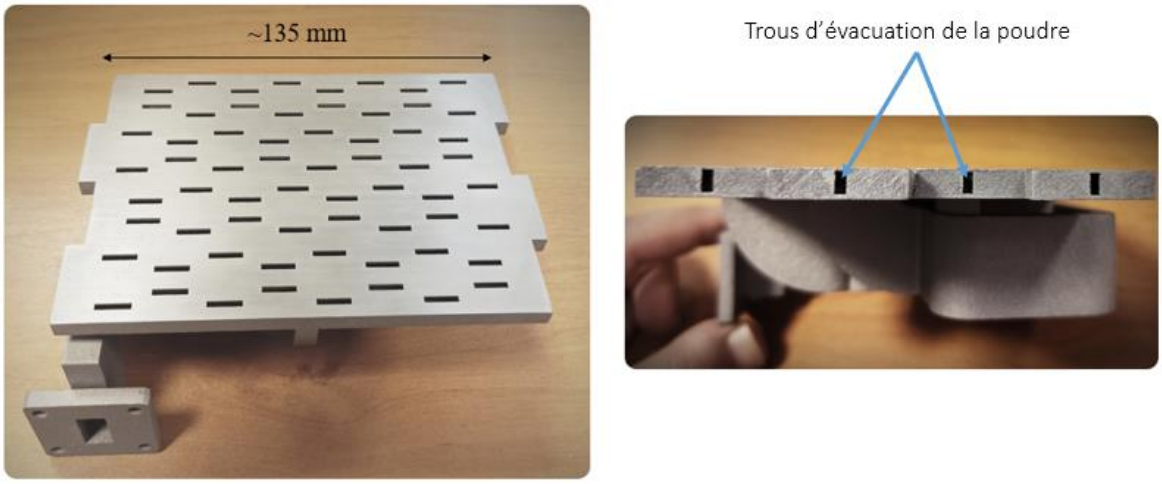


Figure 120 : Photographes du réseau antennaire SWA imprimé par le procédé de fabrication DMLS.

L'orientation du réseau antennaire SWA pendant le processus DMLS a été choisie pour assurer la meilleure précision des fentes rayonnantes tout en respectant les limites du procédé de fabrication DMLS. La Figure 121 montre l'orientation du réseau antennaire SWA dans la chambre d'impression. Nous pouvons constater qu'il y a des zones du prototype qui ont été maintenues pendant l'impression à l'aide des supports d'impression. En effet, cette orientation permet de contrôler la position ainsi que, les dimensions des fentes rayonnantes qui sont d'ailleurs les éléments RF les plus sensibles au processus DMLS. Ensuite, un usinage classique est effectué pour retirer les supports d'impression et avoir ainsi un bon état de surface du plan rayonnant et une meilleure précision des fentes rayonnantes.

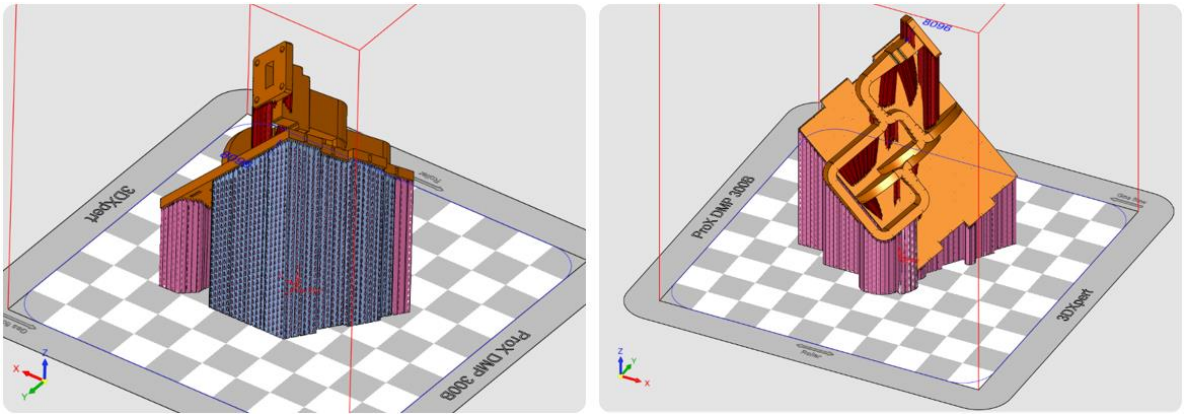


Figure 121 : Orientation du réseau antennaire SWA dans la chambre d'impression.

La Figure 122 présente une photographie du réseau antennaire SWA lors des mesures de rayonnement dans la chambre anéchoïque. Un support de mesure a été conçu pour chaque sous-réseau et réseau SWA développés dans ce manuscrit en vue de mesurer efficacement leurs diagrammes de rayonnement suivant les plans E et H. Les supports ont été placés sur le positionneur de la chambre anéchoïque qui, quant à lui, balaye les plan E et H sur une plage de 180° (de - 90° à 90°) dans le plan d'azimute de l'antenne cornet de référence.

Par ailleurs, une comparaison entre les coefficients de réflexion simulés et mesurés du réseau antennaire SWA est illustrée dans la Figure 123. Le coefficient de réflexion mesuré à 15 GHz est inférieur à - 12,6 dB. L'absence de superposition parfaite entre la réponse RF simulée et mesurée est due à l'imprécision du processus DMLS. Comme le système antennaire est complexe, les rétro

simulations n'ont pas permis de faire correspondre la réponse simulée à celle mesurée, en raison des résonances dues à la présence de plusieurs longueurs électriques.



Figure 122 : Réseau antennaire SWA encours de mesures RF dans la chambre anéchoïque.

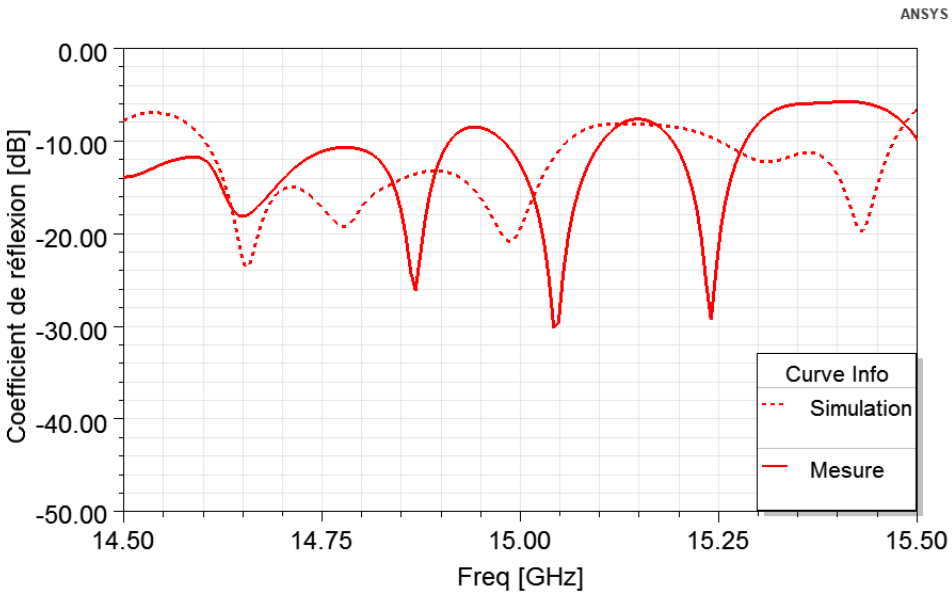


Figure 123 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré du réseau antennaire SWA.

Néanmoins, nous pouvons conclure que le processus DMLS donne toujours des dimensions plus grandes que celles prévues, ce qui implique des décalages systématiques vers les basses fréquences de la réponse RF mesurée. Cependant, la quantification de l'accroissement reste très compliquée à

réaliser surtout pour des structures monolithiques complexes, car elle dépend de différents paramètres comme la position du dispositif sur le plateau lors de l'impression qui ne sera pas forcément toujours la même.

Les diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans E et H sont comparés à ceux simulés comme illustré sur la Figure 124. Les résultats de simulation et de mesure RF présentent une bonne concordance. Le gain réalisé dans l'axe est de 22,26 dB dans les plans E et H. Le niveau des lobes secondaires est inférieur de 10,1 dB comparé au lobe principal dans les 2 plans.

En revanche, La différence entre les résultats de simulation et de mesure RF de la cross-polarisation dans les plans E et H est due principalement au léger désalignement entre l'antenne de référence (antenne cornet) et le réseau antennaire SWA pendant la procédure de mesure. Néanmoins, la cross-polarisation mesurée dans les plans E et H reste inférieure à – 4,2 dB.

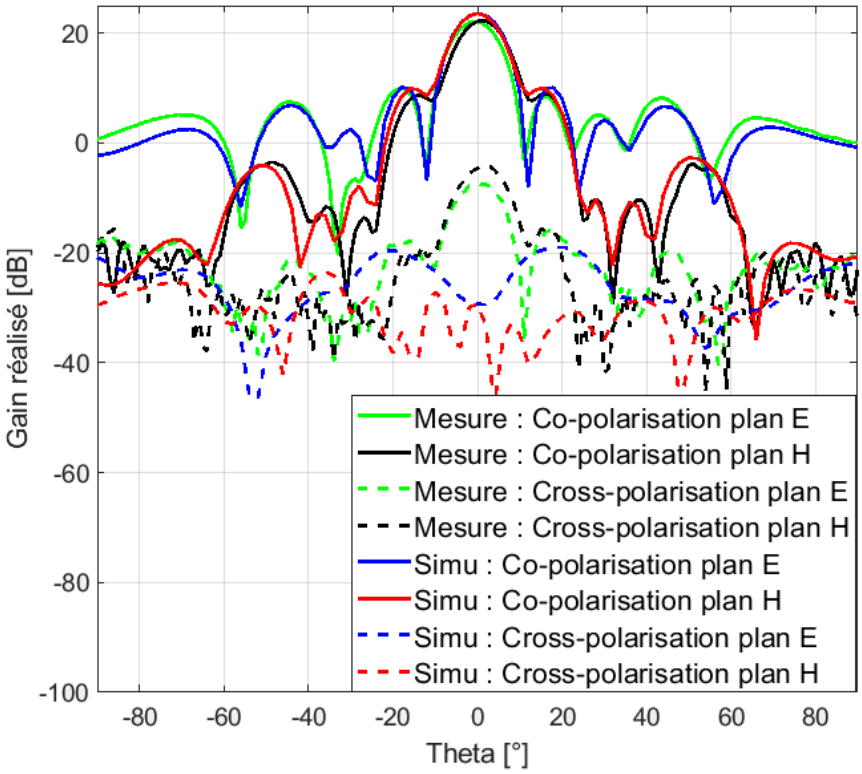


Figure 124 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du réseau antennaire SWA dans les plans E et H.

X. Conclusion et perspective

Dans ce chapitre, nous avons démontré que l'utilisation d'un mode de propagation non conventionnel (TE_{20}) pour réaliser un réseau antennaire SWA complexe est une solution intéressante pour surmonter certaines imperfections ou défauts de fabrication du processus DMLS, notamment, le problème d'effondrement des fentes de couplage et la précision dimensionnelle des fentes rayonnantes.

Dans ce sens, le réseau antennaire SWA était adapté à la technique DMLS, c'est-à-dire qu'il ne contenait pas de fentes de couplage ni de postes inductifs, aux vues de leur sensibilité importante au

processus DMLS. Alors, le réseau étudié a été fabriqué correctement. Premièrement, le convertisseur TE_{10}-TE_{20} a été conçu et validé après les mesures RF. Deuxièmement, deux sous-réseaux SWA ont été conçu et validé par les mesures RF après la phase de fabrication par la technique DMLS. Les résultats de mesure RF des deux sous-réseaux SWA à quatre et seize fentes ont été prometteurs. Troisièmement, un réseau de distribution de la puissance RF a été conçu ce qui a permis d'alimenter quatre sous-réseaux SWA à seize fentes rayonnantes. Après fabrication et mesure RF, il a été démontré que le gain réalisé dans l'axe est de 22,26 dB avec une adaptation inférieure à - 12,6 dB à 15 GHz. Cela a confirmé que le réseau de distribution de la puissance RF fonctionne bien et que sa conception est réussie. Aussi, le seuil de précision des dimensions des fentes rayonnantes est très satisfaisant.

La perspective de ce travail, consiste à utiliser l'approche de conception présentée dans ce chapitre afin de concevoir un système monopulse compact avec une structure de comparaison (somme et différence) intégrée, qui sera compatible avec la technique DMLS. Le réseau antennaire conçu dans le chapitre III sera le point de départ. Il faut ajouter à celui-ci des Tés magiques et des diviseurs de puissance comme illustré dans la Figure 125. Cependant, une modification du réseau antennaire peut s'avérer essentielle pour l'adapter à la fonction d'un quadrant dans le système monopulse qui, lui contiendrait quatre quadrants, en plus du comparateur RF.

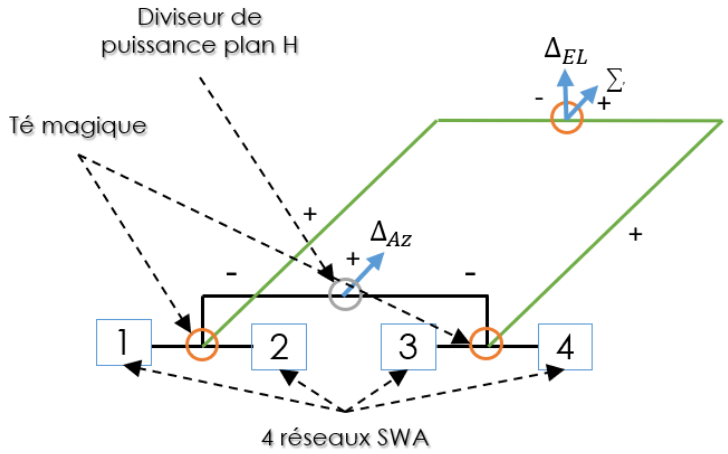


Figure 125 : Synopsis du système monopulse.

Bibliographie du chapitre III

[1] G. DEBIONNE, « Antennes à fentes », Technique de l'ingénieur, oct. 11, 2005. https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/electronique-photonique-th13/antennes-42280210/antennes-a-fentes-e3300/#:~:text=L'antenne%20%C3%A0%20fentes%20est,par%20le%20ou%20les%20guides. (consulté le septembre 26, 2021).

[2] P. Zhao, Q. Wang, and J. Deng, "A Novel Broadband Rectangular Waveguide TE01-TE20 Mode Converter," IEEE Microw. Wirel. Components Lett., vol. 28, no. 9, pp. 747–749, 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2852148.

[3] P. Zhao, Q. Wang, and J. Deng, "A Novel Broadband Rectangular Waveguide TE01-TE20 Mode Converter," IEEE Microw. Wirel. Components Lett., vol. 28, no. 9, pp. 747–749, 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2852148.

[4] V. A. Dolgashev, S. G. Tantawi, and C. D. Nantista, "Design of a Compact , Multi-Megawatt , Circular TE 01 Mode Converter," pp. 431–438, 2006.

[5] A. Sarkar, A. Sharma, M. Adhikary, A. Biswas, and M. J. Akhtar, "Bi-directional SIW leaky-wave antenna using TE20 mode for frequency beam scanning," Electron. Lett., vol. 53, no. 15, pp. 1017–1019, 2017,

Conclusion générale

La finalité du projet de recherche dans lequel s'inscrivent ses travaux de recherche est la définition d'une méthodologie de co-conception radiofréquence (RF) et fabrication additive (FA). Les résultats rapportés dans ce manuscrit de thèse donnent une base solide pour l'élaboration des études sur les critères de fabricabilité, reproductibilité et fiabilités des dispositifs RF réalisés par FA métallique. L'antenne SWA (*Slotted Waveguide Antenna*) conçue et testée dans ce manuscrit pourra faire l'objet d'une production de démonstrateur de sous-systèmes RF entiers qui pourra être testé sur des pièces opérationnelles.

Le chapitre I de ce manuscrit de thèse a abordé le contexte dans lequel s'inscrivent ces travaux de Recherche. Notre état de l'art a montré que la FA était une famille de procédés de fabrication récents qui présentaient de nouvelles caractéristiques par rapport aux procédés de fabrication conventionnels, tels que la réalisation de géométries complexes, la fabrication de pièces en un seul bloc, ou la possibilité de concevoir des fonctions RF imbriquées.

À la suite de ses observations, une présentation des spécificités du procédé de fabrication DMLS (*Direct Metal Laser Sintering*), ainsi que celles des autres procédés de FA a été menée. En outre, les paramètres machine du procédé de fabrication DMLS constituent une barrière devant le déploiement de la FA métallique pour la réalisation des dispositifs RF fonctionnels. Par conséquent, la maitrise de la précision d'impression et la qualité de surface en fonction des paramètres de frittage laser, tels que la puissance laser et la stratégie de balayage du spot laser, est primordiale.

Par ailleurs, les procédés de FA, ne permettent pas encore de s'affranchir d'une phase de validation, au regard du cahier des charges spécifié, du dispositif RF réalisé. Un contrôle dimensionnel et géométrique est bien entendu nécessaire mais à celui-ci s'ajoute des aspects métallurgiques, mécaniques et surtout électriques liés au fait que la matière mise en œuvre est à l'état de poudre et qu'elle est partiellement ou totalement liquéfiée lors de la fabrication. Des contrôles non destructifs semblables à ceux réalisés en fonderie (ressuage, radiographie, ultrasons …) doivent être menés pour vérifier l'intégralité du dispositifs RF. Cet aspect de la FA n'est pas à négliger, la maîtrise des essais, tests ou le recours à des organismes compétents est essentiel et inévitable pour pouvoir se développer dans le domaine de la FA.

Dans le chapitre II, deux guides d'ondes ont été sacrifiés pour permettre des mesures de la qualité de surface à l'intérieure des guides d'ondes imprimés. Quelle que soit l'orientation du guide d'ondes lors du procédé de fabrication DMLS, la rugosité quadratique obtenue reste importante vis-à-vis la rugosité de surface obtenue par les procédés de fabrication classiques. Néanmoins, l'écart entre les résultats de simulation et de mesure RF n'est pas importants, et ceci, grâce à l'opération de polissage des brides de raccordement qui s'est montrée essentielle avant d'entamer les mesures RF. Pourtant, une optimisation des paramètres machine du procédé de fabrication DMLS et/ou une application d'un traitement de surface à postériori pourra réduire l'écart dû aux pertes RF additionnelles. Ces pertes sont d'ailleurs directement liées à la nature de l'opération du frittage laser de la poudre métallique.

Cependant, la conductivité électrique issue du procédé de fabrication DMLS et ces spécificités nécessitent aussi une étude approfondie pour connaitre son impact sur les écarts entre les résultats de simulation et de mesure RF et apporter encore plus de réalisme aux simulations RF. En effet, le

calcul de la conductivité électrique effective par les méthodes de test électromagnétiques (méthode des courants de Foucault, méthode électromagnétique infrarouge, …), d'une surface imprimée par le procédé de fabrication DMLS, donnera des simulations RF plus réalistes. Cette constatation fera l'objet d'une perspective de ce travail de thèse.

En outre, le chapitre II consistait aussi à étudier et identifier les fonctions RF de base les plus sensibles à la fabrication DMLS, tels que les coudes, les twists, les guides d'ondes hélicoïdaux et les iris, à partir des réalisations par le procédé de fabrication DMLS. Parmi les fonctions RF étudiées, les iris, testés dans des résonateurs en guide d'ondes, sont les seuls a donnés des résultats de mesure RF différents de la simulation. Toutefois, des rétro-simulations effectuées en utilisant les dimensions mesurées des irises imprimés ont permis de retrouver la réponse RF mesurée. Par conséquent, l'utilisation des iris pour coupler le signal entre les sous-ensembles RF est à éviter, et il faudrait ainsi modifier l'approche de conception et trouver une nouvelle méthode de couplage en exploitant la liberté de conception offerte par la FA.

L'expérimentation du chapitre III, qui portait sur la conception d'un système RF passif avec plus de souplesse, a permis de fabriquer un réseau antennaire SWA complexe qui fonctionne en utilisant le mode TE_{20}. En utilisant une conception RF adaptée, l'utilisation des irises pour coupler l'énergie vers les guides d'ondes rayonnants n'est plus nécessaire. Effectivement, des coudes en plan H qui fonctionne en utilisant le mode TE_{20} sont suffisants pour satisfaire cette fonction. Après avoir effectué des mesures RF, il a été démontré que le gain réalisé dans l'axe du réseau antennaire SWA complexe est supérieur à 22 dB avec une adaptation inférieure à – 12 dB à 15 GHz. Ainsi, le système antennaire SWA une fois réalisé a démontré des performances RF tout à fait acceptables.

Par ailleurs, des études préliminaires sur un système monopulse ont données des résultats de simulation intéressants. Cependant, il reste un travail important d'optimisation de la réponse RF à effectuer par la suite. De plus, la conception doit être, postérieurement, adaptée au procédé de fabrication DMLS.

Néanmoins, une méthodologie de conception pour la FA s'avère primordiale dans le but d'associer les caractéristiques conception-HF-procédé nécessaires à considérer pour conférer au dispositif RF les propriétés exigées par le cahier des charges une fois le dispositif fabriqué. L'utilisation d'une méthodologie de conception innovante, basée sur les exigences fonctionnelles données par un cahier des charges RF, ainsi que les caractéristiques globales du procédé de fabrication DMLS, permettra d'appliquer des stratégies de conception et de fabrication, des dispositifs RF, généralisables sur toutes les bandes millimétriques (X, Ku, Ka, Q, voire W, …). Entre autres, à des fréquences faibles dans le domaine millimétrique, l'épaisseur de peau étant plus importante que les irrégularités de la surface conductrice imprimée, il se pourrait donc que l'influence de l'état de surface soit moins forte en basses fréquences.

Titre : Conception, optimisation et réalisation de sous-ensembles RF à base de technologie additive métal

Mots clés : Dispositifs Radiofréquences, Fabrication Additive, Frittage Laser Direct du Métal, Guide d'ondes, Réseau d'Antennes et Rugosité de Surface.

Résumé : Les composants hyperfréquences (HF) notamment ceux composés d'alliages métallique sont omniprésents dans différents domaines tels que les télécommunications, la défense et le spatial en raison de leurs avantages de faibles pertes et leur capacité élevée de tenue en puissance. Pourtant, avec l'énorme concurrence sur le marché de composants HF, les clients sont de plus en plus demandeurs d'équipements avec des performances HF toujours plus élevées.
Ces dernières années, la fabrication additive fournit une alternative aux procédés de fabrication soustractive classique. Ses procédés prometteurs vont au-delà de l'usinage conventionnel pour fabriquer des pièces complexes et imbriquées. Le procédé de fabrication par frittage laser direct de métal (DMLS) semble être le mieux adapté à la réalisation de composants industriels de structures métalliques complexes.
Néanmoins, comme tout procédé de fabrication, le procédé de fabrication DMLS possède ces propres spécificités et contraintes dont il est nécessaire de tenir compte au cours de la phase de conception pour tirer pleinement profit des avantages qu'il offre.
Par conséquent, ce projet de thèse porte sur la technologie additive métal appliquée à la réalisation de sous-ensembles HF suivant deux axes. Le premier consiste à étudier la faisabilité des sous-ensembles HF traditionnels par le procédé de fabrication DMLS en identifiant les écarts de performances entre les résultats de simulation et de mesure HF. Le second porte sur la conception d'un système antennaire innovant avec une structure à la fois complexe, monolithique et adaptée au procédé de fabrication DMLS tout en restant conforme au cahier des charges HF.

Title: Design, optimisation and realisation of RF sub-assemblies based on metal additive technology

Keywords: Additive Manufacturing, Antenna Array, Direct Metal Laser Sintering, Microwave Devices, Waveguide and Surface Roughness.

Abstract: Microwave components, especially those made of metal alloys, are omnipresent in various fields such as telecommunications, defense, and space because of their low loss advantages and their high-power handling capacity. However, with the huge competition in the microwave component market, customers are increasingly demanding equipment with higher performance.
In recent years, additive manufacturing provides an alternative to conventional subtractive manufacturing processes. its promising technologies go beyond conventional machining to produce complex and monolithic parts. The Direct Metal Laser Sintering (DMLS) manufacturing process seems to be the most suitable to produce industrial components of complex metal structures.
However, like any manufacturing process, DMLS has its own specificities and constraints that need to be considered during the design stage to take full advantage of the benefits it offers.
Therefore, this thesis project focuses on the metal additive technology applied to the realization of microwave sub-assemblies along two axes. The first one consists in studying the feasibility of traditional sub-assemblies with the DMLS manufacturing process by identifying the performance gaps between simulation and measurement results. The second is the design of an innovative antenna system with a structure that is complex, monolithic, and adapted to the DMLS manufacturing process while still complying with the microwave specifications.