HAL open science

Étude de nouvelles technologies d'antennes pour applications 5G dans la bande millimétrique.

Wassim Saleh

▶ **To cite this version:**

Wassim Saleh. Étude de nouvelles technologies d'antennes pour applications 5G dans la bande millimétrique.. Electronique. UNIVERSITE DE NANTES, 2021. Français. ⟨NNT : ⟩. ⟨tel-03430428⟩

HAL Id: tel-03430428

https://hal.science/tel-03430428v1

Submitted on 16 Nov 2021

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

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

Autorisation HAL

HAL Authorization

DOCTORAT BRETAGNE LOIRE / MATHSTIC

UNIVERSITÉ DE NANTES

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE DE NANTES

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

Par

Wassim SALEH

Étude de nouvelles technologies d'antennes pour applications 5G dans la bande millimétrique

Thèse présentée et soutenue à Polytech Nantes site de la Chantrerie, le 28 octobre 2021
Unité de recherche : IETR UMR CNRS 6164

Rapporteurs avant soutenance :

Thierry MONEDIERE	Professeur des Universités, Université de Limoges
Claire MIGLIACCIO	Professeur des Universités, Université Université Côte d'Azur

Composition du Jury :

Président :	Thierry MONEDIERE	Professeur des Universités, Université de Limoges
Examinateurs :	Claire MIGLIACCIO	Professeur des Universités, Université Côte d'Azur
	Jean-François CARPENTIER	HDR, Architecte RF, ST Microelectronics
Dir. de thèse :	Eduardo MOTTA CRUZ	HDR, Université de Nantes
Co-dir. de thèse :	Ronan SAULEAU	Professeur des Universités, Université de Rennes I
Encadrant :	Yoann LETESTU	Responsable R&D, Radio Frequency Systems (RFS) - Trignac
Invité :	Jean-Pierre HAREL	Responsable R&D, Radio Frequency Systems (RFS) - Lannion

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma sincère gratitude à mes encadrants à Monsieur Eduardo MOTTA CRUZ, directeur de la chaire Télécoms et Réseaux de l'Université de Nantes, Monsieur Ronan SAULEAU, Professeur à l'Université de Rennes 1, et Monsieur Yoann LETESTU, responsable R&D de l'unité Microwave Antenna Solutions chez Radio Frequency Systems (RFS). Je tiens à les remercier de m'avoir offert cette opportunité extraordinaire d'apprendre et de grandir au cours de ces trois années, tant sur le plan scientifique que personnel. Vos connaissances, votre sagesse et votre expérience ont été mes sources d'inspiration.

Je remercie Madame Claire MIGLIACCIO, Professeur à l'Université Côte d'Azur, et Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté d'évaluer ce manuscrit de thèse et de faire partie du jury.

Je tiens à exprimer ma gratitude à Monsieur Jean-François CARPENTIER, architecte RF chez ST Microelectronics, pour avoir accepté de participer à la soutenance et de faire partie du jury, et à Monsieur Jean-Pierre HAREL, responsable R&D chez Radio Frequency Systems (RFS) à Lannion pour avoir accepté l'invitation à ma soutenance.

J'adresse également mes remerciements à mes chers collègues du département R&D Microwave Antenna Solutions de RFS, Denis TUAU pour son excellent support technique et ses brillantes propositions, Jose ENRIQUES GONZALEZ et Doudou BA pour ses précieux conseils et discussions techniques intéressantes, Armel LE BAYON pour son soutien avec les logiciels de simulation et, pour toutes l'équipe R&D. Merci à tous.

Un grand remerciement à Robert STARAJ et à Laurent BROCHIER de l'équipe du LEAT (Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications) à Sophia Antipolis (Nice, France) pour la réalisation des mesures des prototypes d'antennes en bande D.

Je voudrais exprimer ma gratitude à mes amis Gayelle FAHED et Abdul Kader EL-HAJ, pour avoir toujours été présents à mes côtés dans les moments difficiles. Je n'aurais pas pu surmonter les défis sans votre soutien et vos encouragements.

Je tiens également à remercier mes collègues du bureau à l'IETR, Maxime MROUE et Gildas BENGLOAN, pour leur bonne humeur. Nous avons partagé des très bons moments.

Mes pensées se tournent vers l'ensemble de mes amis avec qui j'ai pu partager un bout de chemin : Mohammad, Habib, Nadine, Sara, Bachar, Jessica, Lara, Ali, Nehme, Elie, Hassan, Bilal, Bachar, Nassib, Sako, Marwan, Hadi et Rami.

Je souhaite terminer en remerciant mon père qui a toujours été à mes côtés et qui m'a permis d'en arriver là où je suis. Je remercie également ma famille pour leurs encouragements permanents. Les mots ne peuvent exprimer ma gratitude pour vous.

Table des matières

Table des matières 5
Liste des figures.....9
Liste des tableaux 17
Glossaire.....19
Chapitre 1 : Introduction : le cadre et le contexte de la thèse.....21
1.1. Cadre de la thèse 21
1.2. L'évolution des réseaux 5G 22
1.3. Spécifications des bandes de fréquences pour les communications 5G point-à-point 26
1.4. La portée des liaisons hertziennes en bande millimétrique.....27
1.4.1. Atténuation atmosphérique 27
1.4.2. Atténuation due à la pluie 28
1.4.3. Evanouissement de la liaison due au dépointage de l'antenne.....29
1.4.4. Bilans de liaison 29
1.5. Exigence des antennes « Backhaul ».....32
1.6. Conclusions et présentation des chapitres suivants.....33
Chapitre 2 : État de l'art sur les technologies d'antennes pour les communications point-à-point en bande millimétrique 35
2.1. Les principales structures d'antennes.....35
2.2. Les antennes à alimentation directe.....36
2.2.1. Les réseaux phasés alimentés par lignes microruban 36
2.2.2. Les réseaux phasés alimentés par guides d'ondes 38
2.2.3. Les réseaux Stub transversal continu, ou « CTS » 47
2.3. Les antennes focalisantes ou quasi-optiques.....49
2.3.1. Les antennes lentilles.....50
2.3.2. Réseaux transmetteurs « Transmitarrays » 55
2.3.3. Les antennes paraboliques 59
2.3.4. Réseaux réflecteurs « Reflectarray » 68
2.4. Choix de la technologie d'antenne 73
2.5. La cellule unitaire d'un réseau transmetteur.....76
2.5.1. Les cellules à multicouches sélectives en fréquence (MFSS) 77
2.5.2. Les cellules réceptrices/émettrices (Rx-Tx).....85
2.5.3. Choix de la cellule unitaire 88
2.7. Conclusion 90
Chapitre 3 : Conception et optimisation du « Transmistarray » en bande D.....91

3.1. Introduction.....91
3.2. Principe de fonctionnement du « Transmitarray » 92
3.2.1. Analyse du réseau transmetteur.....93
3.3. Cellule unitaire à double polarisation linéaire 95
3.3.1. Architecture.....96
3.3.2. Réponse en fréquence 98
3.4. Conception du « Transmitarray » 101
3.4.1. Choix des dimensions de l'antenne.....102
3.4.2. Choix de la cellule centrale 105
3.4.3. Source focale 106
3.4.4. Simulation du Transmitarray 108
3.5. Conclusion 112
Chapitre 4 : Réalisation et mesures de « Transmistarrays » en bande D 115
4.1. Introduction.....115
4.2. Réalisation, contrôle et mesures du TA 1600 116
4.2.1. Contrôle dimensionnel du prototype TA 1600.....117
4.2.2. Dispositif de mesure en chambre anéchoïde 120
4.2.3. Source focale : le cornet étagé.....121
4.2.4. Antenne complète TA 1600 (40x40 UC's) 123
4.3. Réalisation, contrôle et mesures du TA 6400 (80 x 80 UC's) 126
4.4. Discussion des résultats et automatisation du code de conception des TA's.....129
4.5. Conclusion 131
Chapitre 5 : « Transmitarray » à double bande et à double polarisation linéaire en bandes E et D.....133
5.1. Introduction.....133
5.2. Le choix de l'antenne double bande.....134
5.3. Etat de l'art sur les solutions TA's double bande.....135
5.4. Contraintes.....140
5.5. Cellule unitaire à double polarisation linéaire en bande E 141
5.6. Cellules unitaires modifiées en bande D 142
5.7. Choix des dimensions de l'antenne 143
5.8. Source focale.....144
5.8.1. Cornet en bande D 145
5.8.2. Cornet en bande E.....146
5.9. Conception de la lentille en bande D.....147
5.10. Conception de la lentille en bande E.....149
5.11. Solution du TA double bande.....150
5.11.1. Solution de remplacement.....151

5.11.2. Solution hybride 154
5.12. Conclusion 160
Conclusion générale et perspectives 163
Annexe : Procédure d'automatisation de conception avec Visual Basic (VB) script 167
Bibliographie 169
Liste des publications 179

Liste des figures

Figure 1 : Antenne lentille de Fresnel repliée (FFZPA-Folded Fresnel Zone Plate Antenna), en monopolarisation et en bande V [2] ; (a) Principe de fonctionnement ;(b) vue du prototype. 22
Figure 2 : Catégories d'usages de la 5G [3]. 23
Figure 3 : Prévisions de l'évaluation du trafic mondial de données mobiles (EB par mois) [4]. 24
Figure 4 : Scenarios au-delà de la 5G(B5G); (a) Kiosque de données pour le téléchargement de données; (b) Point d'accès radio en zone très dense ; (c) « Backhaul » maillé urbain [5]. 24
Figure 5 : Exemple d'un réseau d'accès radio ultra-dense composé d'une macrocellule et de plusieurs petites cellules. 25
Figure 6 : Spectre de fréquences millimétriques. 26
Figure 7 : Spectre de fréquences disponible de la bande D [7]. 26
Figure 8 : Atténuation spécifique due aux gaz atmosphériques [8]. 27
Figure 9: Affaiblissement dû à la pluie en bande millimétrique [9]. 28
Figure 10 : Taux de pluie en Europe [10]. 28
Figure 11 : Balancement des supports causé par le rayonnement solaire et le vent [11]. 29
Figure 12: Bilans d'une liaison de 500 m de distance aux fréquences de 23 GHz, 80 GHz et 150 GHz. 30
Figure 13: Gain du réseau d'antennes microruban en fonction du nombre d'éléments pour différentes pertes de ligne microruban à 150 GHz.....37
Figure 14: Vue d'un réseau microruban de 256 éléments avec réseau d'alimentation en arborescence [16].....37
Figure 15:Le réseau d'alimentation avec les commutateurs (à gauche) et les antennes patch (à droite) [18]. 38
Figure 16 : Réseau d'antennes de 8×8 cornets: (a) vue éclatée (dimensions en mm) ; (b) cellule unitaire à cornet échelonné en 3D et en 2D montrant un outil de fraisage de 0,2 mm d'épaisseur; (c) comparaison du gain simulé entre les réseaux d'antennes et l'élément unique [19]. 39
Figure 17 : Réseau d'antennes de 16x16 cornets: (a) Réseau d'alimentation pour réseau de cornes 16 × 16, (b) vue de l'antenne complète [20]. 40
Figure 18 : Diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes; (a) : 8 × 8 dans le plan H [19] ; (b) : 16×16 plans E et H [20]. 40
Figure 19 : Réseau 4x4 de cornets phasés; (a) : vue en coupe du modèle 3D ; (b) : antenne assemblée [21].....40
Figure 20 : Exemple d'antenne réseau à fente avec une alimentation :(a) en série (b) en parallèle [22] 41
Figure 21 : Comportement des réseaux à fentes ; (a) : variation de gain et de l'efficacité en fonction de la fréquence ; (b) : dépointage des faisceaux en fonction de la fréquence [22]. 42
Figure 22 : Réduction du niveau des lobes secondaires en utilisant un algorithme génétique [22].....42
Figure 23 : Réseau de fentes alimentées en arborescence ; (a) : vue du réseau 32 x 32 éléments, (b) : gain et l'efficacité de l'antenne en fonction de la fréquence des deux réseaux 32 x 32 et 64 x 64 éléments [23]. 43
Figure 24 : Différents types de structures de guide d'ondes à « gap » [24] : (a) guide d'ondes à rainure ; (b) guide d'ondes à rainure, ; c) guide d'ondes à microruban inversé ; (d) guide d'ondes à microruban. 44
Figure 25 : réseau de fentes de guide d'ondes 16×16 (a) : vue éclatée ; ; (b) : diagrammes de rayonnement simulés à 132, 142 et 152 GHz [29].....44

Figure 26 : Réseau de fentes à alimentation hybride « ridge » et « groove » de 16 x 16 ; (a) : diviseur de puissance ; (b) : diagrammes de rayonnement simulée dans le plan E à 127, 140 et 155 GHz [30]. 45
Figure 27 : Réseau d'antennes basée sur le guide d'onde à « gap » en double polarisation ; (a) 2×2 cellules unitaires à double polarisation, (b)Gain et efficacité mesurés pour les deux polarisations, (c) Diagramme de rayonnement dans le plan V ,(d) Diagramme de rayonnement dans le plan H [31].....45
Figure 28 : Guide d'ondes intégré au substrat (à gauche) et guide d'ondes rectangulaire équivalent (à droite) [32].....46
Figure 29 : Réseau d'antennes 16x16 SIW pour bande E ; (a) Schéma de l'antenne réseau intégrée proposée, (b) Photographie de l'antenne réseau intégrée 16 16 fabriquée; Diagramme de rayonnement à 73.5 GHz, (c) Plan E, (d) Plan H, (e) Directivité et gain de l'antenne [41].....47
Figure 30 : Fonctionnement du rayonnement d'un réseau d'antennes CTS [45]. 48
Figure 31 : Réseau d'antennes CTS : (a) vue 3D ; (b) vue en coupe transversale du réseau à 32 fentes [53].....48
Figure 32 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau CTS à : 78,5 GHz ; (a) : plan E ; (b) : plan H, (Co polarisation mesurée (courbes bleu), Co polarisation calculée (courbe rouges pointées) et cross polarisation (courbes noires) [53].....49
Figure 33 : Fonctionnement de l'antenne lentille ; (a) Antenne lentille en mode émission (b) Antenne lentille en mode de réception.....50
Figure 34 : Différents types de lentilles diélectriques (a) (b) (c) : lentilles concaves n<1 ; (d) (e) (f): lentilles convexes n>1 [70].....51
Figure 35 : (a) Surface courbe zonée, (b) Surface plane zonée. 52
Figure 36 : Exemple d'antenne à lentille homogène développée pour la bande E (71-76/81-86 GHz) ;(a) Structure de la lentille ; (b) vue du prototype ; diagrammes de rayonnement à (c) 71 GHz, (d) 86 GHz [79]. 53
Figure 37 : Tracé de rayon d'une onde plane entrante pour illustrer les propriétés de focalisation à l'intérieur ; (a) : lentille de Luneburg ; (b) : lentille « fish-eye » de Maxwell.....53
Figure 38 : Antenne lentille en bande Q; (a) Architecture hyperbolique classique (gauche) à structures de sous-longueurs d'onde hybrides(droite), (b) Lentille intégré dans le radome,(c) gain mesuré en fonction de la fréquence, (d) Diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans E et H à 41.5 GHz [84]. 54
Figure 39 : Antenne F-GFL (Folded Grooved Fresnel Lens) fonctionnant en bande V ; (a) Structure et fonctionnement de l'antenne, (b) Prototype fabriquée , Diagramme de rayonnement normalisées dans les plans (c)E et (d) H [2].....55
Figure 40 : Principe d'un réseau transmetteur [86].....56
Figure 41 : Réseau transmetteur conçu en bande V ; (a) Prototype fabriqué, (b) Structure de la cellule unitaire, (c) Gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence, (d) diagrammes de rayonnement aux fréquences 57, 61.5 et 66 GHz [94].....58
Figure 42 : vue du réseau transmetteur en bande D ; (a) Prototype fabriqué, (b) Structure de la cellule unitaire, (c) Gain et efficacité (simu/mesure) en fonction de la fréquence, (d) diagrammes de rayonnement simulés et mesurés [95].....58
Figure 43 : Antennes paraboliques(a) à réflecteur simple centré et décalée (b) à double réflecteur Grégorien et Cassegrain.....59
Figure 44 : Parabole à double réflecteur : (a) : source primaire ; (b) : antenne complète [105].....60
Figure 45 : Schéma d'une source primaire du type « splash-plate » [111]. 61
Figure 46 : schéma de l'antenne parabolique du type "ring focus" [112].....61
Figure 47 : Antenne parabolique en bande E développée par RFS : (a) : vue avec coupe ; (b) gain mesuré en bande E ; (c) diagrammes de rayonnement mesurés et gabarit [110].....62
Figure 48 : antenne parabolique SFA ;(a) : surface de la SFA par rapport à une antenne parabolique circulaire ; (b) : vue 3D de l'antenne SFA pour les bandes de fréquences V et E ; (c) : antenne fixé sur un support de mât.....63

Figure 49 : Coupe transversale de l'antenne parabolique SFA. 64
Figure 50 : Dispositif d'illumination (« feed ») de l'antenne parabolique SFA ; (a) : vue 2D du diélectrique ; (b) : vue 3D du diélectrique et du sous-réflecteur métallique ; (c) : vue de profil.....64
Figure 51 : Coefficient de réflexion simulé du feed de l'antenne parabolique SFA avec les logiciels CST et HFSS. 65
Figure 52 : Prototype de l'antenne parabolique SFA en bande D ; (a) vue de l'antenne complète ; (b) support diélectrique.....65
Figure 53 : Résultats des simulations et des mesures en réflexion de l'antenne parabolique SFA en bande D réalisées à l'IETR ; (a) : vue de l'antenne complète sur banc réflectométrique ; (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré.....66
Figure 54 : Vue de l'antenne SFA en bande en chambre anéchoïde du LEAT. 66
Figure 55 : Résultats des mesures en rayonnement de l'antenne parabolique SFA en bande D simulés et mesurés au LEAT en plans E et H ; (a) : résultats à 140 GHz ; (b) : résultats à 150 GHz ; (c) : résultats 170 GHz. 67
Figure 56 : Gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence de l'antenne parabolique SFA en bande D. 68
Figure 57 : schémas de principe d'une antenne réflecteur ; (a) : parabolique ; (b) : à réseau réflecteur. 69
Figure 58 : Exemple d'une antenne à réseau réflecteur passif circulaire fonctionnant à 75 GHz [119]. 69
Figure 59 : Configurations d'alimentation des réseaux réfleteurs ;(a) alimentation offset ; (b) alimentation Cassegrain [118].....70
Figure 60 : Technique de balayage mécanique [126]. 70
Figure 61 : Principe de fonctionnement d'une surface réfléchissantes intelligente, ou IRFS [127].....71
Figure 62 : Principe de l'antenne réflectrice repliée avec une rotation de phase de 90°. 71
Figure 63 : Réseau réflecteur replié à 94 GHz ; (a) : prototype fabriqué, (b) : diagramme de rayonnement mesuré à 94 GHz, (c) gain et efficacité d'ouverture mesurés en fréquence [129].....72
Figure 64 : Approche pour les implémentations de réflecteurs : (a) à double polarisation [130], (b) à double bandes [131].....73
Figure 65 : Configuration d'une unitaire ; (a) : FSS multicouche ; (b) : réception/transmission [132]. 76
Figure 66 : Cellule unitaire MFSS ; (a) : vue transversale de la structure du réseau; (b) : géométrie des cellules unitaires [139]. 77
Figure 67 : Cellules unitaires MFSS pour réseaux transmetteurs;(a) [140], (b)[141] , (c) [142], (d) [143].....78
Figure 68 : Cellule unitaire MFSS pour réseaux transmetteurs [144].....79
Figure 69 : Cellules unitaires MFSS pour les réseaux transmetteurs ; (a) à 3 couches [145], à 4 couches [146]. 79
Figure 70 : Cellules unitaires MFSS pour les réseaux transmetteurs ; (a) : 2X3 couches métalliques [147] ;(b) 2x2 couches métalliques [148].....80
Figure 71 : Cellules à deux couches métalliques (a) : type 1, en fente rectangulaire ; (b) : type 2, fente en forme d'anneau rectangulaire ; (c) : type 3, double fente en forme d'anneau rectangulaire [149] . .80
Figure 72 : Cellules MFSS à deux couches métalliques ; (a) : à fentes annulaires [150], (b) à anneaux circulaires [151].....81
Figure 73 : Vue de dessus et vue 3D de cellules MFSS à dipôles ; (a) : dipôle croisé ; (b) : dipôle en spirale [137].....81
Figure 74: Cellules unitaires MMFSS à 5 couches métalliques pour les réseaux transmetteurs ; (a) : Vue éclatée ; (b) : couche d'ouvertures; (c) : couche des patches [152].....82
Figure 75 : Cellules unitaires à 7 couches métalliques avec des éléments non résonants pour les réseaux transmetteurs [134].....82
Figure 76 : Cellule unitaire MFSS avec grilles polarisantes pour les réseaux transmetteurs [155].....83

Figure 77 : Géométries FSS proposés avec des configurations différentes pour obtenir les 4 état de phases;(a) :0° ; (b) :90° ; (c) : 180° ;(d) 270° [156]. 83
Figure 78: cellules unitaires MFSS en diélectrique pur pour les réseaux transmetteurs ; (a) : structure à 6 couches [157]; structure à 3 couches [158]. 84
Figure 79 : Cellules unitaires MFSS métalliques pures pour les réseaux transmetteurs ; (a) : à fentes annulaires sur 3 couches [159], (b) : en graphène sur 4 couches [160], (c) : à fentes annulaires sur 3 couches [161], (d) : à fentes en peigne [162]. 84
Figure 80 : Cellules unitaires Rx-Tx à 3 couches; (a) patchs chargés de fentes et liés par vias [163], (b) patchs liés par vias ou couplés par des ouvertures [164] 85
Figure 81 : Cellules unitaires Rx-Tx sans vias ; (a) : structures à fentes ; (a) [165], [166] (b) structures à fentes et ouvertures [167]. 86
Figure 82 : cellules unitaires Rx-Tx symétriques à double polarisation ; (a) : couplage fente en croix [138],(b) couplage fente en croix de Jérusalem [168]. 87
Figure 83 : Cellules unitaires hybrides FSS/Rx-Tx à 3 couches métalliques [169]. 87
Figure 84 : Cellules unitaires retenues ; (a) cellule Rx-Tx à fente de couplage [164] ; (b) cellule MFSS avec de l'air entre les couches. 89
Figure 85 : vue schématique du rayonnement d'une antenne à réseau transmetteur. 92
Figure 86 : Système de coordonnées du Transmitarray ; (a) : vue de côté ; (b) : vue en perspective de la surface éclairée par la source primaire. 94
Figure 87 : Coordonné d'un « Transmitarray ». 95
Figure 88 : vue transversale de la structure commune de la cellule unitaire Rx-Tx choisie. 96
Figure 89 : vue de dessus des 6 cellules unitaires Rx-Tx choisies. 97
Figure 90 : modèle de simulation de la cellule unitaire sous Ansys HFSS, suivant une incidence normale avec des ports de Floquet. 98
Figure 91 : Simulation sous Ansys HFSS des paramètres S en transmission et réflexion des six cellules unitaires dimensionnées ; (a) : réponse S21 en phase; (b) : réponse S21 en en amplitude ; (c) : réponse S11 en amplitude. 99
Figure 92 : Nombre de bits équivalents et perte d'insertion moyenne en fonction de la fréquence pour les UC. 100
Figure 93 : simulation sous Ansys HFSS de la variation de la phase du coefficient de transmission sous incidence normale (θ =0°) et oblique (θ =40° pour chacun des 6 UC's dimensionnés. 100
Figure 94: Diagramme de rayonnements simulés sous Ansys HFSS des six cellules unitaires en 2D (plan E et H) et 3D. 101
Figure 95 : Simulation Analytique de la variation du gain isotrope du TA en fonction de bande passante selon plusieurs ouvertures rayonnantes. 102
Figure 96 : performances théoriques d'illumination simulées de l'antenne réseaux transmetteur 40 x 40 éléments (40 x 40 mm^2 à 150 GHz) en fonction de rapport F/D suivant plusieurs lois d'illumination ; (a) : pertes par débordement (b) : pertes par apodisation ; (c) gain isotrope ; (d) : efficacité d'ouverture. 103
Figure 97 : Simulation analytique de l'impact de quantification des UC's sur le gain et de l'efficacité de l'ouverture du TA de 40 x 40 UC's, 2-bit + représente la quantification 2-bit en ajoutant les pertes d'insertion des cellules. 104
Figure 98 : Attribution des phases sur la lentille du TA de 40 x 40 UC à 150 GHz ; (a) : cellule 45° au centre, (b) : cellule 90° au centre ; (c) : cellule 270° au centre. 105
Figure 99 : Simulation des variations du gain et de la bande passante pour différentes valeurs de phase au centre de l'ouverture du TA 40 x 40 à 150 GHz. 105
Figure 100 : Diagrammes de rayonnement calculées et normalisés du TA à 150 GHz, suivant 3 distributions de phase ; (a) : cellule 45° au centre, (b) : cellule 90° au centre, (c) : cellule 270° au centre. 106
Figure 101 : Vue transversale du TA avec une lentille illuminée par une antenne cornet pyramidale étagé. 107

Figure 102 : Cornet étagé : (a) vue 3D ; (b) vue en 2D.....107
Figure 103 : performances simulées sous Ansys HFSS du cornet étagé ; (a) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence ; (b) diagramme de rayonnement dans les plans E et H à 150 GHz.....108
Figure 104 : Gain isotrope simulé du cornet étagé pour le TA 40 x 40 UC's. 108
Figure 105 : Vues du TA de 1600 éléments à 150 GHz pour F/D = 0.75. (a) : vue 3 D de l'antenne complète ; (b) : distribution optimale des UC's selon leur contribution de phase.....109
Figure 106 : Performance simulé électromagnétiquement du TA ; (a) Gain et efficacité de l'ouverture, (b) coefficient de réflexion. 110
Figure 107: Diagrammes de rayonnement simulés analytiquement et sous Ansys HFSS ; (a) 137 GHz plan E ; (b) 137 GHz plan H ; (c) 150 GHz plan E, (d) 150 GHz plan H ; (e) 176 GHz plan E, (f) 176 GHz plan H.....111
Figure 108 : Diagramme de rayonnement du TA dans les plans E et H ; (a) polarisation x, (b) polarisation y. 112
Figure 109 : Vue de la lentille du TA 1600, composé de 40 x 40 cellules unitaires : (a) Distribution de phase simulée à 150 GHz. (b) Vue de dessus du réseau fabriqué.....116
Figure 110 : vue du prototype TA 1600 ; (a) : composants du TA ; (b) : antenne assemblée. 117
Figure 111 : vues des étapes du contrôle dimensionnel réalisé sur les pièces du prototype TA 1600 ; (a) : tête de mesure avec palpeur intégré, (b) : mesure de parallélisme entre les pièces de source, (c) : mesure de parallélisme du boitier, (d) : source primaire assemblé, (e) : source primaire intégrée dans le boitier. 118
Figure 112: Vues des patches des motifs ; (a) cellule 45° ; (b) cellule 90° ; (c) cellule 135° ; (d) cellule 180° ; (e) cellule 225°. 119
Figure 113: Gain en fonction de la fréquence pour des valeurs nominale et pour une sur-gravure uniforme de 30 µm.....120
Figure 114: Epaisseur d'une cellule unitaire : (a) cellule théorique, (b) cellule fabriquée.....120
Figure 115: Système de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne en bande D avec son support mécanique. 121
Figure 116 : Prototype de la source primaire. (a) vue de la surface supérieure ; (b) vue de dessous ; (c) Vue de face des sept transitions de cornet étagé.....121
Figure 117 : Coefficients de réflexion S11 simulé et mesuré du cornet d'alimentation étagé.....122
Figure 118 : Source primaire du TA 1600 et diagrammes de rayonnement calculés et mesurés en plans E et H ; (a) vue de face du boitier contenant la source primaire et la lentille plane ; (b) à 140 GHz, (c) à 150 GHz, (d) à 170 GHz. 122
Figure 119 : Gain mesuré et simulé de la source en fonction de la fréquence. 123
Figure 120 : Coefficients de réflexion S11 simulés et mesurés du prototype TA1600.....124
Figure 121 : Gain simulé et mesuré du prototype TA 1600 en fonction de la fréquence.....124
Figure 122 : Diagrammes de rayonnement co-polarisés et croisés simulés et mesurés du prototype TA 1600 : (a) 140 GHz plan E ; (b) 140 GHz plan H ; (c) 150 GHz plan E, (d) 150 GHz plan H ; (e) 170 GHz plan E, (f) 170 GHz plan H. 125
Figure 123 : Prototype assemblé du TA 6400. 126
Figure 124 : Distribution optimale des cellules du TA 6400 (80x80 UC's) à 150 GHz pour F/D = 0,75. 126
Figure 125 : coefficient de réflexion S11 mesuré du prototype TA 6400. 127
Figure 126 : Gain mesuré et simulé analytiquement et efficacité de l'ouverture en fonction de la fréquence du Transmitarray 80 x 80. 127
Figure 127 : Diagrammes de rayonnement co-polarisés et croisés simulés et mesurés du prototype TA 6400 : (a) 145 GHz plan E ; (b) 145 GHz plan H ; (c) 150 GHz plan E, (d) 150 GHz plan H ; (e) 160 GHz plan E, (f) 160 GHz plan H. 128
Figure 128 : Comparaison entre les gains isotropes théoriques et expérimentaux des TA 1600 et TA 6400 en fonction de la fréquence. 129

Figure 129 : Liaison hertzienne double bande entre deux pylônes : (a) deux jeux d'antennes séparées, (b) un seul jeu d'antennes double bande. 134
Figure 130 : Spectre de fréquences millimétriques avec l'identification des bandes E et D. 135
Figure 131 : Exemples de cellules unitaires métalliques MFSS pour réseaux transmetteurs double bande;(a) fentes orthogonales [174], (b) fentes rectangulaires[175] , (c) fentes et « I » et « L » [176]. 136
Figure 132 : Exemple de cellules unitaires MFSS pour réseaux transmetteurs doubles bandes ; (a) trame d'éléments à 3 dipôles[177], (b) croix à crochets entourée [178] , (c)[179].....137
Figure 133 : TA à double bande ; (a) Vue schématique de la technique d'entrelacement, (b) Cellule unitaire, (c) Vue en coupe [180]. 138
Figure 134 : TA à double bande ; (a) Vue schématique de la technique d'entrelacement, (b) Cellule unitaire[181]. 139
Figure 135 : vue de dessus des 2 cellules unitaires Rx-Tx retenues pour la bande E ; (a) : UC1, déphasage=45° ; (b) : UC2, déphasage=225°.....141
Figure 136 : simulation sous Ansys HFSS des paramètres S en transmission et réflexion des deux cellules unitaires dimensionnées ; (a) : réponse S21 en phase ; (b) : réponse S11 et S21 en en amplitude.....142
Figure 137 : vue de dessus des 6 cellules unitaires Rx-Tx en bande D. 143
Figure 138 : Simulation analytique en gain et efficacité en fonction des rapports F/D du TA double bande D/E: (a) en bande D et (b) en bande E. 144
Figure 139 : Coupe transversale du TA double bande D/E avec les ouvertures θ1 Edge = 38.6° en bande D et θ2 Edge = 26.5° en bande E.....144
Figure 140 : nouveau cornet étagé en bande D pour le TA double bande D/E : (a) vue 3D ; (b) coupe transversale.....145
Figure 141 : Performances simulées sous Ansys HFSS du nouveau cornet étagé en bande D ; (a) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence ; (b) diagramme de rayonnement dans les plans E et H à 150 GHz. 145
Figure 142 : Gain du cornet étagé en bande D. 146
Figure 143 : Vue 3D du cornet en bande E. 146
Figure 144 : Performances simulées sous Ansys HFSS du cornet étagé en bande E ; (a) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence ; (b) diagramme de rayonnement dans les plans E et H à 78.5 GHz.....147
Figure 145 : Gain simulé du cornet étagé en bande E du TA double bande. 147
Figure 146 : Distribution optimale des six cellules de TA en bande D à 150 GHz pour F/D = 1. 148
Figure 147 : Performances RF du TA en bande D simulées sous Ansys HFSS ; (a) Gain isotrope et efficacité d'ouverture, (b) coefficient de réflexion. 148
Figure 148 : Diagrammes de rayonnement simulés analytiquement et sous Ansys HFSS du TA en bande D, plans E et H ; (a) : 139 GHz ; (b) : 150 GHz ; (c) : 175 GHz. 149
Figure 149 : Distribution optimale des cellules unitaires (225° et 45°) du TA en bande E à 78.5 GHz pour F/D = 0.625, (a) : Module analytique, (b) : Module HFSS. 149
Figure 150 : Performances RF du TA en bande E simulées sous Ansys HFSS ; (a) Gain isotrope et efficacité d'ouverture, (b) coefficient de réflexion. 150
Figure 151 : Diagrammes de rayonnement simulés analytiquement et sous Ansys HFSS du TA en bande E, plans E et H ; (a) : 71 GHz ; (b) : 78.5 GHz ; (c) : 86 GHz. 150
Figure 152 : Problématique de superposition des UC des bandes E et D ; (a) : UC 1 en bande E ; (b) : UC 2 en bande E entrelacée avec 4 cellules en bande D.....151
Figure 153 : Solution de remplacement pour le TA double bande D/E. Cellules en vert : bande E ; Cellule en rouge : bande D. 151
Figure 154 : Simulation de l'impact de la réduction du gain isotrope en bande D par la solution de remplacement. 152
Figure 155 : Digrammes de rayonnement à 150 GHz, plans E et H ; (a) TA 1600 ; (b) TA 1200. 152

Figure 156 : Solution de remplacement pour le TA double bande D/E. Cellules en vert : bande E ; Cellule en rouge : bande D. 153
Figure 157 : Simulation de l'impact de la réduction du gain isotrope en bande E par la solution de remplacement. 153
Figure 158 : Digrammes de rayonnement à 78.5 GHz, plans E et H ; (a) TA 1024 ; (b) TA 834. 154
Figure 159 : Solution hybride pour le TA double bande D/E. Cellules en vert : bande D ; Cellules en rouge : bande E. 155
Figure 160 : Simulation de l'impact de la réduction du gain isotrope en bande D des solutions hybride et de remplacement (1200) par rapport au TA initial (TA 1600). 155
Figure 161 : Coefficient de réflexion des cellules en bandes E, (a) UC 1 (45°), (b) UC2 (225°). 156
Figure 162 : Digrammes de rayonnement à 150 GHz, plans E et H ; (a) TA 1600 ; (b) TA hybride. ..156
Figure 163 : Solution de TA hybride complète, cellules bande E en rouge et cellule bande D en vert. 157
Figure 164 : Simulation de l'effet de la solution hybride en bande E sur le TA double bande D/E ; (a) Gain isotrope des TA en bande E et TA hybride en fonction de la fréquence ; (b) coefficient de réflexion de TA hybride. 157
Figure 165 : Digrammes de rayonnement à 78.5 GHz, plans E et H ; (a) TA 1024 ; (b) TA hybride. 158
Figure 166 : Solution de TA hybride complète, cellules bande E en rouge et cellule bande D en vert. 158
Figure 167 : Simulations des performances du TA double bande D (a) : gain isotrope des TA hybride et TA hybride complète en fonction de la fréquence ; (b) : coefficient de réflexion S11. 159
Figure 168 : Diagramme de rayonnement du TA en bande D, (a)hybride et (b) hybride complète. ...159
Figure 169 : Perspectives d'excitation des TA double-bandes en utilisant plusieurs sources focales. 164
Figure 170 : Perspectives d'évolutions des TA mono-bandes en utilisant plusieurs sources focales. .164
Figure 171 : Perspective Perspectives d'évolutions des TA double-bandes en utilisant de deux points focaux. 165
Figure 172: Procédure d'automatisation de la simulation sus Ansys HFSS pour les réseaux transmetteurs. 168
Figure 173: Tracé du TA 1600 en utilisant le code d'automatisation ; (a) : vue du dessus du réseau transmetteur ; (b) : vue transversale d'une cellule unitaire. 168

Liste des tableaux

Tableau 1: Paramètres de système de la liaison en bande D. 31
Tableau 2 : Comparaison des solutions d'antennes quasi-optiques en mono bande. 75
Tableau 3 : Comparaison des solutions d'antennes quasi-optiques en double bande.....75
Tableau 4 : Comparaison des solutions d'antennes quasi-optiques en auto-alignement. 75
Tableau 5 : Sélection des principales cellules unitaire pour le choix du réseau transmetteur. 89
Tableau 6 : Dimensions des 6 cellules unitaires. 98
Tableau 7 : Synthèse des caractéristiques simulées en rayonnement des six cellules unitaires. 101
Tableau 8 : Valeurs des performances d'illumination du TA 40 x 40 UC's (40 x 40 mm à 150 GHz) simulée analytiquement en fonction de F/D et de la loi d'illumination pour des facteurs d'apodisation n=1, 5 et 9.....104
Tableau 9 : Comparaison des performances du Transmitarray pour différentes valeurs de phase au centre de l'ouverture. 106
Tableau 10 : Principales caractéristiques de rayonnement du TA simulé en bande D.....112
Tableau 11 : Comparaison des dimensions mesurées et conçues des patches des motifs. 119
Tableau 12 : Comparaison du TA proposée avec d'autre travaux en bande D.....130
Tableau 13 : Tableau des solutions TA double bande. 139
Tableau 14 : Dimensions des deux cellules unitaires utilisées en bande E. 141
Tableau 15 : Dimensions des 6 cellules unitaires. 143
Tableau 16 : Tableau comparative des solutions TA mono bande et double bande E et D. 160

Glossaire

ACMA Aperture-Coupled Micro-Strip Antenna
AEL Affaiblissement en Espace Libre
CTS Continuous Transverse Stub
UC Unit Cell
uRLLC Ultra-reliable and Low Latency Communications
ECC European Electronics Communication Codes
EM ElectroMagnetic
eMBB enhanced Mobile BroadBand
ETSI European Telecommunications Standards Institute
FEBI Hybrid Finite Element Boundary Integral Method
FFZPA Folded Fresnel Zone Plate Antenna
FLAPS Flat Parabolic
FSS Selective Frequency Surface
FZP Fresnel Zone Plate
$\mathbf{G_{TX}}$ Antenna Gain at the Transmitter
$\mathbf{G_{RX}}$ Antenna Gain at the Receiver
HPBW Half Power Beam Width
IETR Institut d'Electronique et des Technologies du numéRique
ILA Integrated Lens Antenna
IRS Intelligent Reflective Surfaces
LTCC Low Temperature Co-fired Ceramic
PPW parallel-plate waveguide
RFS Radio Frequency Systems
RPE Radiation Pattern Enveloppe
mMTC Massive Machine Type Communications
MFSS Multilayer Frequency Selectif Surfaces
$\mathbf{N_T}$ Thermal Noise
$\mathbf{N_F}$ Noise figure
ODU OutDoor Unit
PCB Printed Circuit Boards
$\mathbf{P_{TX}}$ Transmit power
SIW Substrate Integrated Waveguide
SLL Secondary Lobe Level
SFA Small Factor Form
TA TransmitArray
TCO Total Cost of Ownership
TEM Transverse electromagnetic
VNA Vector Network Analyzer

Chapitre 1

Introduction : le cadre et le contexte de la thèse

Ce premier chapitre vise à contextualiser le projet de la présente thèse, dans la continuité des travaux déjà initiés entre les partenaires consacrés aux liaisons hertziennes du type « Bakhaul ». Après avoir identifié les bandes de fréquences candidates, nous rappelons les portées typiques des liaisons hertziennes dans la bande millimétrique, tributaires des conditions de propagation, et les bilans de liaison qui en découlent. Enfin, les exigences des antennes pour application « Backhaul » petites cellules sont précisées, point de départ indispensable pour la conception des solutions antennaires envisagées.

1.1. Cadre de la thèse

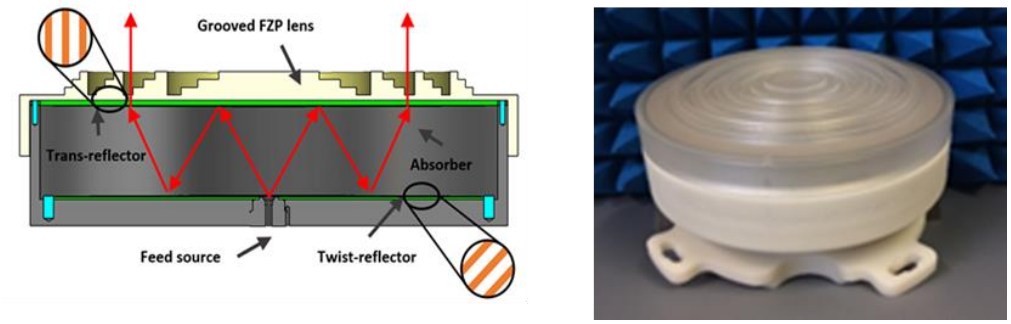
Cette thèse a été effectuée dans le cadre du programme de recherche CIFRE (Convention Industrielle de Formation par la REcherche), entre novembre 2018 et octobre 2021, et dans la suite d'une collaboration déjà existante entre la société Radio Frequency Systems (RFS), filiale de NOKIA, et l'Institut d'Electronique et des Technologies du numéRique (IETR).

Le projet est orienté vers l'utilisation des liaisons millimétriques pour les liaisons hertziennes point-à-point pour les infrastructures de communication à très haut débit (« Backhaul »), représentant l'agrégation et le transport des données entre les réseaux d'accès radio et les cœurs de ces réseaux. En effet, des points durs techniques demeurent pour la 5G, défis que l'écosystème européen de recherche et d'innovation souhaite relever, par un renforcement recherche technologique public-privé, dont ce projet est un exemple [1].

La précédente collaboration entre RFS et l'IETR, réalisée également dans le cadre d'une thèse CIFRE (2015-2018), s'est traduite par la mise au point réussie d'une solution innovante d'antenne lentille de Fresnel repliée (FFZPA-Folded Fresnel Zone Plate Antenna), en monopolarisation et en bande V (57-66 GHz), voir Figure 1 [2].

L'avantage majeur de cette solution est sa compatibilité avec la fonctionnalité d'auto-alignement du faisceau, grâce au dépôt d'un sous-réseau focal sur le twist-réflecteur. Toutefois, sa limitation majeure reste son fonctionnement à polarisation unique, du fait de la présence du trans-réflecteur, qui bloque forcément l'une des deux polarisations orthogonales.

Par ailleurs, la bande V, initialement candidate aux liaisons Backhaul à très haut débit, ne sera finalement pas retenue pour la 5G, déjà urbanisée par un grand nombre d'utilisations en bande libre dans différents pays, et par sa bande restreinte disponible.



a b

Figure 1 : Antenne lentille de Fresnel repliée (FFZPA-Folded Fresnel Zone Plate Antenna), en monopolarisation et en bande V [2] ; (a) Principe de fonctionnement ;(b) vue du prototype.

L'évolution des besoins vers des fréquences plus élevées, avec des bandes passantes plus importantes et en double polarisation, a conduit les partenaires à poursuivre leur collaboration dans ce domaine.

Le projet de la présente thèse vise ainsi à répondre à ces nouveaux défis et s'inscrit au cœur des réseaux Télécom, axé sur le développement de nouvelles technologies d'antennes pour les communications 5G millimétriques point-à-point entre les stations de base et les points d'accès des petites cellules.

1.2. L'évolution des réseaux 5G

La cinquième génération de technologie sans fil représente le visage changeant de la connectivité. Conçue pour une vitesse et une capacité accrue, la 5G a le potentiel d'étendre considérablement la façon dont les données seront traitées et transportées, et permettra un large éventail de nouveaux cas d'usage, qui vont bien au-delà du smartphone, déjà visé par les technologies 3G et 4G.

Trois grandes catégories d'usages définies par l'UIT (sous le terme IMT-2020), avec leurs exigences respectives, sont en train d'émerger et permettraient de répondre aux besoins à venir :

- mMTC – Massive Machine Type Communications : communications avec une grande quantité d'objets, permettant de répondre à l'augmentation exponentielle de la densité d'objets connectés avec des besoins de qualité de service variés ;

- eMBB – Enhanced Mobile Broadband : connexion en ultra haut débit en outdoor et en indoor, avec uniformité de la qualité de service, même en bordure de la couverture radio des cellules ;

- uRLLC – Ultra-reliable and Low Latency Communications : communication ultra-fiable pour les besoins critiques avec une très faible latence, pour une réactivité accrue.

La Figure 2 met en lumière les trois familles d'usages de la 5G [3].

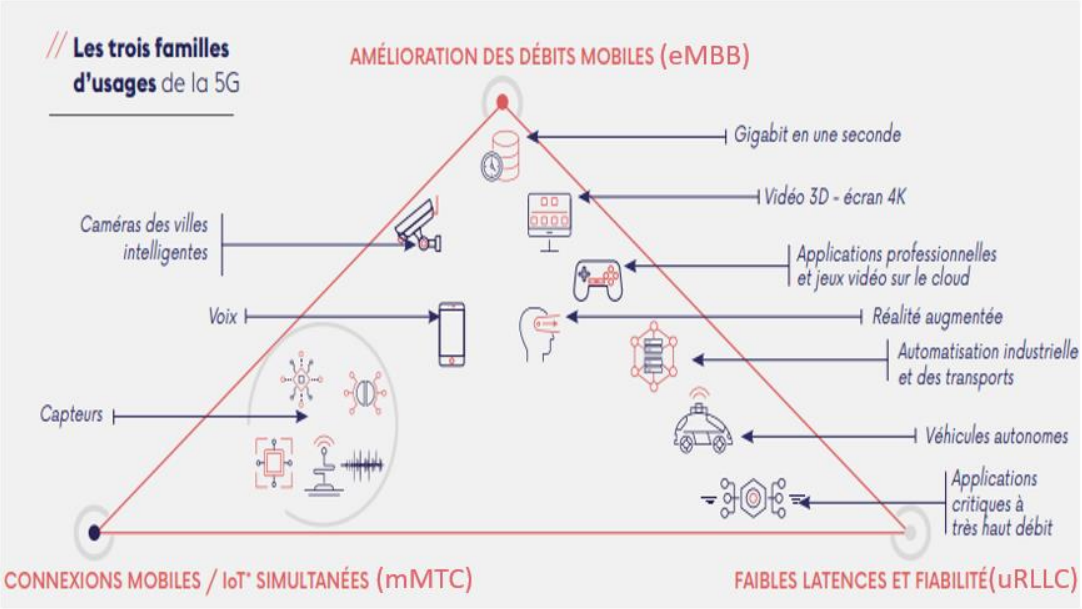


Figure 2 : Catégories d'usages de la 5G [3].

Le premier domaine dédié aux objets connectés (mMTC) englobe tous les usages liés à l'Internet des objets. Ces services nécessitent une couverture étendue, une faible consommation énergétique et des débits relativement restreints. L'apport annoncé de la 5G par rapport aux technologies actuelles réside dans sa capacité à connecter des objets répartis de manière très dense sur le territoire.

Le domaine de l'ultra haut débit (eMBB) concerne toutes les applications et services qui nécessitent une connexion toujours plus rapide, pour permettre par exemple de visionner des vidéos en ultra haute définition (8K) ou de « streamer » sans-fil des applications de réalité virtuelle ou augmentée.

Enfin, les communications ultra-fiables à très faible latence (uRLLC) regroupent toutes les applications nécessitant une réactivité extrêmement importante ainsi qu'une garantie de transmission du message. Ces besoins se retrouveront principalement dans les transports (temps de réaction en cas de risque d'accident, par exemple), dans la médecine (permettant des pratiques radicalement nouvelles, telles que la télé-chirurgie) et dans l'industrie 4.0 (pilotage à distance des outils, assistance à la maintenance via la réalité augmentée, modification en temps réel de l'outil de production, meilleure maîtrise de la « Supply Chain »).

La 5G devra transmettre les données avec un débit accéléré, environ 10 fois supérieur à celui de la génération précédente, avec une latence réduite entre 1 et 10ms, soit 10 fois inférieure à celle de la 4G et avec une fiabilité de 99.999%, désignant le taux de succès de la transmission sans erreur d'un paquet de données dans une fenêtre de 1 ms. En outre, lors de l'usage des équipements, nous pouvons nous attendre également à un doublement de l'efficacité énergétique dès 2021, jusqu'à une amélioration d'un facteur 10, voire 20, en 2025. Cette efficacité énergétique accrue est très attendue par opérateurs télécoms [1].

Par ailleurs, et selon le dernier rapport d'Ericsson sur la mobilité, le trafic mondial de données mobiles dans le monde, qui a atteint environ 51 Exabytes[1] (EB) par mois à fin 2020, devrait progresser d'un facteur d'environ 4,5 pour atteindre 226 EB par mois en 2026. Ericsson prévoit que 54% du trafic total de données mobiles seront acheminé par les réseaux 5G, voir Figure 3 [4].

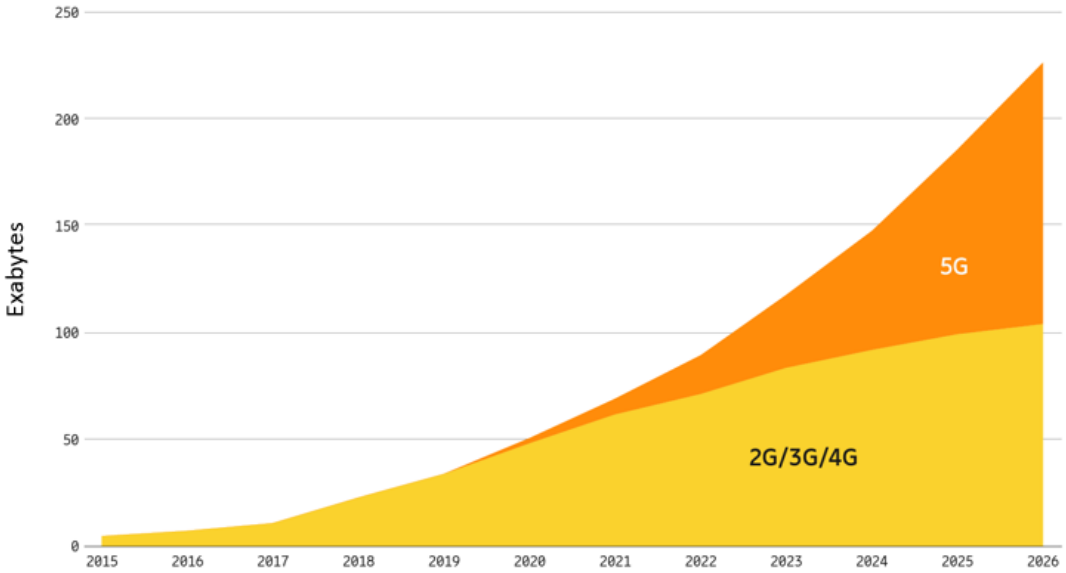


Figure 3 : Prévisions de l'évolution du trafic mondial de données mobiles (EB par mois) [4].

Cette croissance de trafic sera pour l'essentiel engendrée par le téléchargement des fichiers et de « streaming » vidéo, de taille toujours plus importante, avec des débits pic jusqu'à 100 Gb/s.

A terme, et au-delà de la 5G (beyond-5G), ces débits pourront être de l'ordre de 1Tb/s, avec latence extrêmement faible : les scénarios pourront alors inclure des applications avec des distances de transmission allant de quelques centimètres (dispositifs du type « Kiosque » de données) à plusieurs centaines de mètres (liaisons point-à-point), voir Figure 4 [5].

a b c

Figure 4 : Scenarios au-delà de la 5G(B5G); (a) Kiosque de données pour le téléchargement de données; (b) Point d'accès radio en zone très dense ; (c) « Backhaul » maillé urbain [5].

Or les infrastructures des réseaux cellulaires actuelles sont essentiellement basées sur l'utilisation des stations de base dites « macroscopiques », à savoir des sites dotés d'antennes

[1] 1 Exabyte = 10 15 bytes (1 byte = 8 bits/s)

panneaux d'accès radio sectorielle passive, pour garantir la couverture de zones relativement large, avec un débit limité à quelques centaines de Mbits/s.

L'augmentation continue des demandes capacitaires attendue par les constructeurs d'équipements et par les opérateurs (jusqu'à 100 Gbit/s par site) se traduira par une densification conséquente des réseaux, notamment avec la mise en place de cellules toujours plus petites (small-cells), en vue de mieux répondre aux préoccupations des utilisateurs, aussi bien en couverture qu'en qualité de service, voir Figure 5.

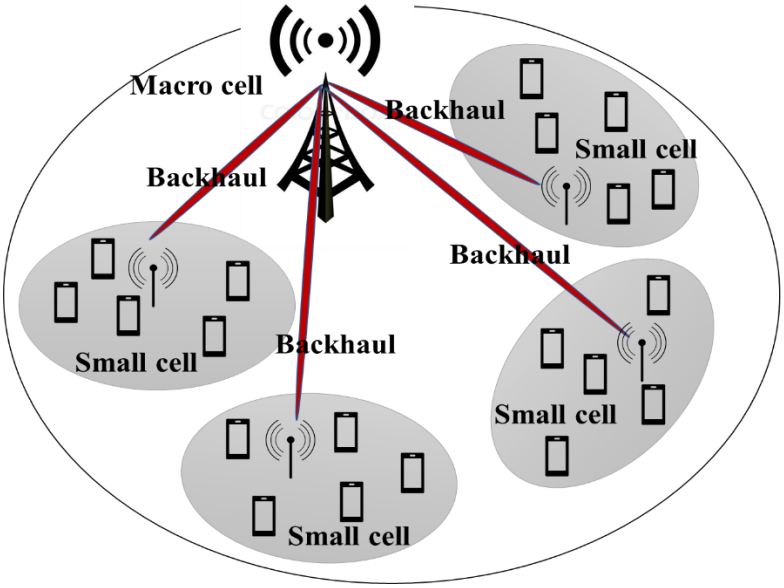


Figure 5 : Exemple d'un réseau d'accès radio ultra-dense composé d'une macrocellule et de plusieurs petites cellules.

Ces petites cellules offriront non seulement un débit plus élevé, mais permettront également une utilisation plus efficace du spectre, car les fréquences pourront être réutilisées sur des distances relativement plus petites (entre 50 et 200 mètres de diamètre), avec une conséquente atténuation des interférences.

La densification des réseaux d'accès radio s'accompagnera d'un effort au même rythme sur le segment de transport « Backhaul », et la conséquente mise à disposition de bandes de fréquences plus importantes, pour éviter tout effet de goulot d'étranglement.

La topologie des réseaux ultra-denses envisagée dans les zones urbaines avec des exigences extrêmes en matière de débit, de capacité et de latence rend l'utilisation de la fibre optique (FO) souhaitable, mais parfois compliquée, en raison des taux de pénétration FO variables d'un pays à l'autre et des coûts importants d'extension. Le « Backhaul » à haut débit se présente alors comme une alternative compétitive et rapide, bénéficiant de coûts et de contraintes de déploiement inférieurs.

1.3. Spécifications des bandes de fréquences pour les communications 5G point-à-point

Le spectre des services 5G couvre non seulement les bandes inférieures à 6 GHz, y compris les bandes actuellement utilisées pour les réseaux 4G, mais s'étend également à des bandes de fréquences dans le spectre des ondes millimétriques, qui n'était pas auparavant envisagé pour les communications mobiles. Les bandes de fréquences dans la gamme de 24 GHz à 300 GHz ont été ciblées comme ayant le potentiel de prendre en charge de grandes largeurs de bande et des débits de données élevés.

Le spectre de fréquences correspondant aux ondes millimétriques est rappelé dans la Figure 6.

Figure 6 : Spectre de fréquences millimétriques.

La bande E (71 - 76 GHz et 81 - 86 GHz) est bien établie en tant que solution attrayante et rentable à haute capacité pour les applications point-à-point, capable de prendre en charge des liaisons radio jusqu'à 20 Gbit/s sur de courtes distances de 2 à 3 km. Les besoins de disposer de débits de l'ordre de 100 Gbit/s (soit des besoins en bandes passantes entre 10 et 15 GHz, pour une efficacité spectrale des dispositifs 5G de l'ordre de 8 à 10 bit/Hz) se traduit alors par l'exploitation du spectre de fréquences vers les systèmes en bande W et en bande D, où de grandes quantités de bande passante supplémentaire deviennent alors disponibles [6].

La conception de solutions antennaires dans le cadre de la présente thèse s'est ainsi concentrée sur l'une des bandes de fréquences envisagées, la bande D. En effet, en 2018, le Comité européen des communications électroniques (ECC) de la CEPT a publié la recommandation 18(01) identifiant des sous-bandes, totalisant 31.8 GHz de bande passante, sur un bloc total d'environ 45 GHz (de 130 à 174.8 GHz). Ces bandes sont illustrées dans la Figure 7 [7].

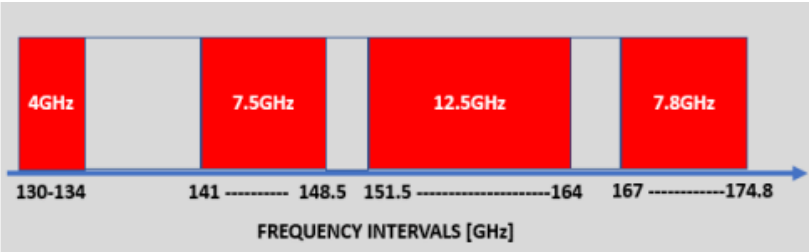


Figure 7 : Spectre de fréquences disponible de la bande D [7].

Au-delà de la large bande passante offerte, les antennes en bande D de même taille engendrent un gain plus élevé par rapport à une antenne à une fréquence plus basse, contribuant à l'une des principales exigences de l'environnement des petites cellules, celle de la compacité de l'équipement.

Toutes ces caractéristiques font du système en bande D un bon candidat pour les liaisons sans fil à capacité ultra élevé pour le « Backhaul » de la nouvelle génération des petites cellules.

1.4. La portée des liaisons hertziennes en bande millimétrique

L'utilisation des faisceaux hertziens est essentiellement limitée par les phénomènes physiques incontournables, à savoir les atténuations causées par la propagation en espace libre, l'absorption atmosphérique et la pluie.

1.4.1. Atténuation atmosphérique

L'atténuation causée par les gaz atmosphériques est un autre facteur limitant pour les ondes millimétriques. Au fur et à mesure que le signal radio se propage dans l'air, l'atmosphère affecte les ondes radio sous forme de diffusion ou d'absorption des signaux. Les bandes E, W et D ne sont pas affectées par les pics d'absorption d'oxygène, cependant l'atténuation de la vapeur d'eau peut atteindre quelques décibels lorsque l'humidité de l'air est élevée.

La Figure 8 montre l'atténuation de l'oxygène et de la vapeur d'eau à différentes fréquences, de 10 à 300 GHz.

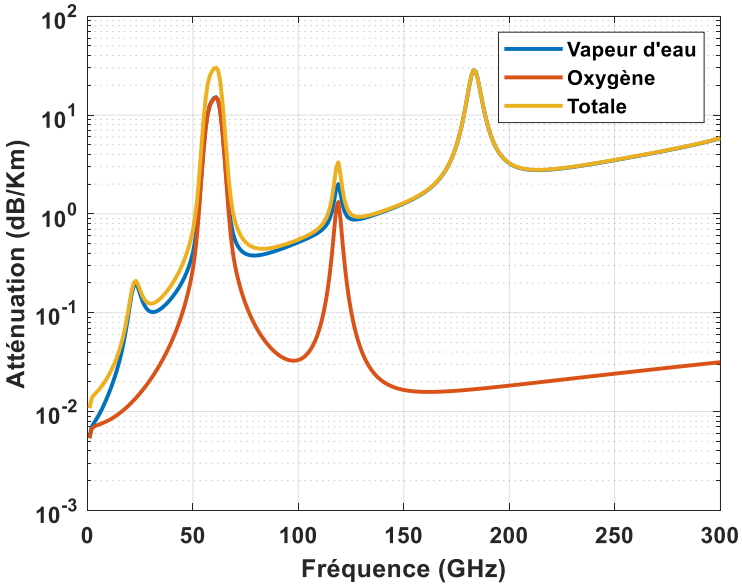


Figure 8 : Atténuation spécifique due aux gaz atmosphériques [8].

Selon la Recommandation UIT-R [8] , l'atténuation des gaz atmosphériques dans la bande D est inférieure à environ 2 dB/km en dessous de 164 GHz et ne dépasse 4 dB / km qu'au bord supérieur de la bande, à 174 GHz. Par conséquent, l'atmosphère n'est pas un facteur limitant

dans la portée d'une liaison à cette bande. Cette caractéristique rend la bande D intéressante dans les liaisons pour des petites cellules, tout en permettant la réutilisation des fréquences.

1.4.2. Atténuation due à la pluie

La quantité de pluie impacte également l'atténuation du signal. La Figure 9 fournit l'atténuation du signal par kilomètre, avec différents taux de pluie pour les ondes millimétriques. Ces résultats montrent qu'une perte supplémentaire est ajoutée au bilan de liaison en raison de fortes pluies. Comme on peut l'observer, l'atténuation due à la pluie est relativement importante en bande D.

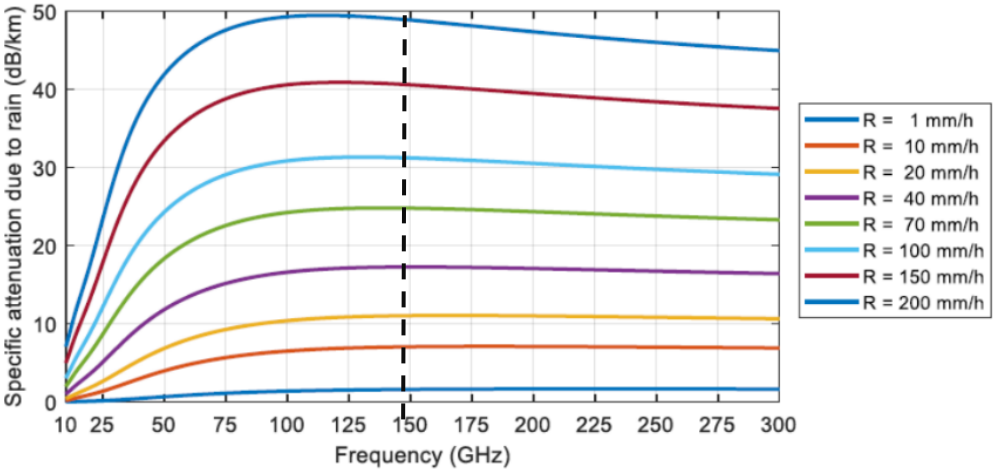


Figure 9: Affaiblissement dû à la pluie en bande millimétrique [9].

La perte de signal due à la pluie dépend du taux de précipitation pluviométrique, mesuré en millimètres par heure. La Figure 11 illustre les régions de l'Europe avec les taux de chute de pluie définies par l'ITU en Europe [10]. On constate que la précipitation maximale peut atteindre 60 mm/h, soit une atténuation d'environ 25 dB pendant 0,01% du temps par an.

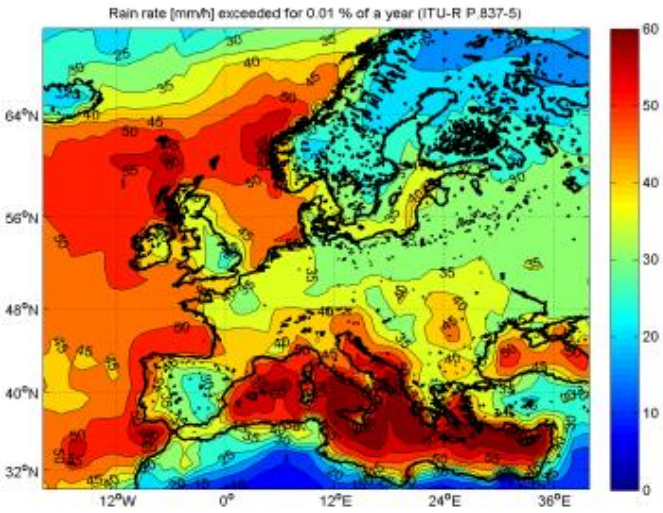


Figure 10 : Taux de pluie en Europe [10].

1.4.3. Evanouissement de la liaison due au dépointage de l'antenne

Les performances des antennes pour les liaisons point-à-point à gain élevé peuvent être également affectées par les mouvements de leurs supports. Ces mouvements sont principalement dus au rayonnement solaire régulier, engendrant une déviation du mât causée par la différence de température entre le côté ensoleillé et le côté ombragé du mât (avec des cycles entre 5 et 12 heures), ou par la présence d'un vent fort (entre 200 ms et quelques minutes), voir Figure 11 [11].

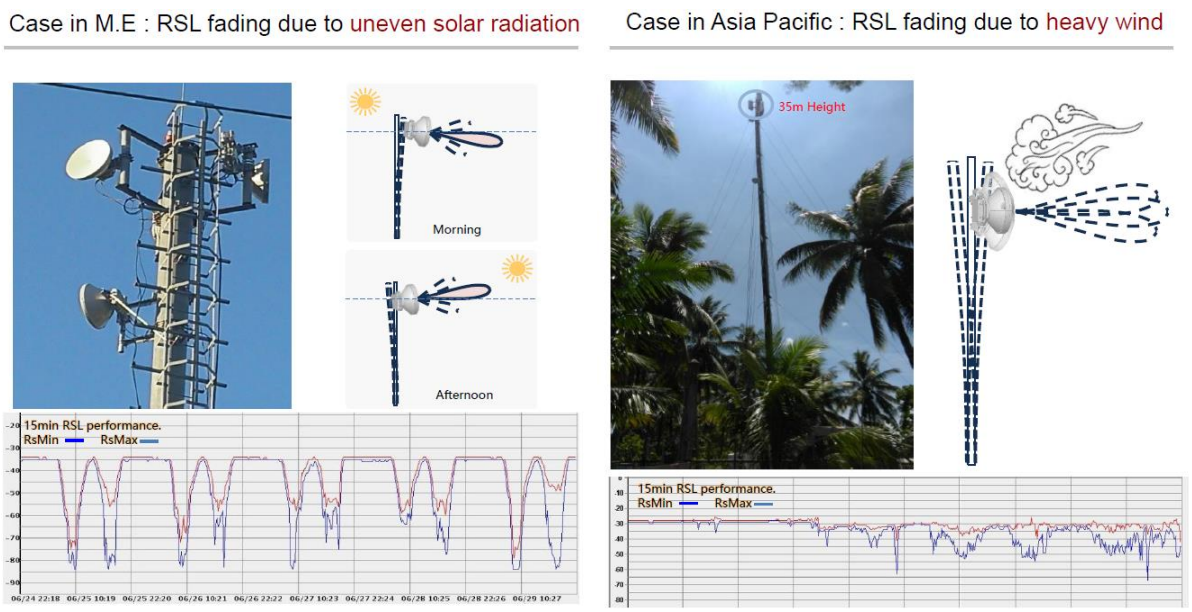


Figure 11 : Balancement des supports causé par le rayonnement solaire et le vent [11].

Dans ces conditions, un systéme d'auto-alignement intégrant l'antenne peut s'avérer nécessaire, jusqu'à environ +/- 1° de dépointage, notamment pour celles possédant des ouvertures des lobes à mi-puissance de la même grandeur.

1.4.4. Bilans de liaison

Avant de concevoir un système de radiocommunication ou une liaison hertzienne, il est nécessaire d'effectuer le calcul du bilan de liaison, permettant de déterminer si le niveau de puissance reçu par le récepteur sera suffisant face au bruit et aux interférences pour que la liaison fonctionne correctement. Pour évaluer la portée de la liaison radio selon un débit et une disponibilité, il faut considérer l'atténuation maximale du signal radio dans des conditions de propagation données.

Le facteur dimensionnant d'un émetteur-récepteur est son gain, dépendant essentiellement de deux facteurs : gain isotrope des antennes d'émission et de réception et la différence entre la puissance d'émission et celle de la réception. Le bilan de liaison est satisfait lorsque le gain de système est égal ou supérieur à l'atténuation maximale de la liaison.

La puissance P_{RX} reçue à l'arrière de l'antenne R_x est définie par l'équation de FRIIS (Eq.1.1):

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda 0}{4\pi R}\right)^2 \qquad \text{(Eq. 1.1)}$$

Avec P_{TX} la puissance d'émission, λ_0 la longueur d'onde en espace libre, G_{TX}, G_{RX} respectivement les gains des antennes Tx et Rx, et R la distance séparant les deux antennes.

Le niveau de puissance d'émission P_{TX} étant limité par les normes de communication et la puissance de réception P_{RX} conditionnée par la sensibilité du récepteur, la principale variable d'ajustement permettant d'assurer une liaison sans fil sera le gain isotrope des antennes.

Nous considérons un scénario d'une liaison « Backhaul » de 500 m de portée entre deux antennes de 30 dBi de gain isotrope chacune une bande passante de 500 MHz avec une puissance d'émission de 5 dBm, et une sensibilité de réception de -83 dBm. L'estimation a été réalisée sur 3 fréquences différentes (23, 80 et 150 GHz). Les éléments du système impliqués dans ces bilans sont illustrés dans la Figure 12.

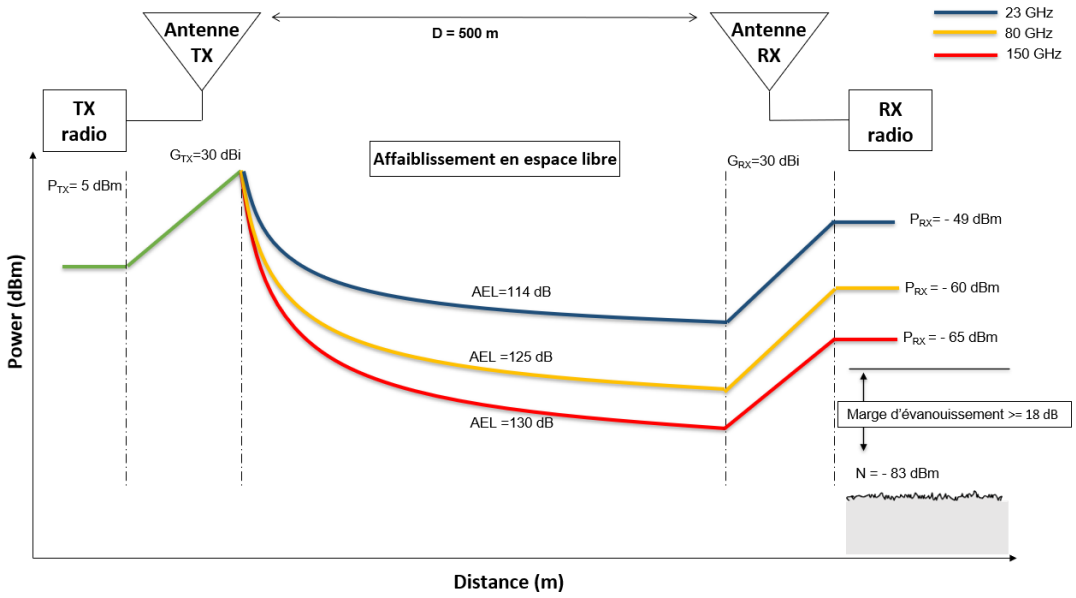


Figure 12: Bilans d'une liaison de 500 m de distance aux fréquences de 23 GHz, 80 GHz et 150 GHz.

Avec :

- P_{TX} : puissance d'émission en dBm
- G_{TX} : gain d'antenne émetteur en dBi
- AEL : affaiblissement de propagation en espace libre (dB)
- G_{RX} : gain d'antenne récepteur en dBi
- P_{RX} : puissance reçue en dBm
- N : sensibilité du récepteur
- D : distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception

Nous remarquons que les valeurs des puissances à la réception pour les fréquences 23 et 80 GHz sont plus importantes que celle à 150 GHz, vu que l'affaiblissement dans l'espace libre

progresse avec l'augmentation de la fréquence. C'est ainsi que la portée d'un faisceau hertzien à 23 GHz peut atteindre une dizaine de Km, avec des puissances d'entrée plus importantes que celle présentée dans ce scenario [12]. Les valeurs utilisées pour l'estimation d'une liaison à 150 GHz sont résumées dans le Tableau 1.

Tableau 1: Paramètres de système de la liaison en bande D.

Paramètre de système	Valeur
Fréquence porteuse	150 GHz
Distance	500 m
Bande passante du système	500 MHz
P_{TX}	5 dBm
G_{TX}	30 dBi
PIRE	35 dBi
AEL	130 dB
G_{RX}	30 dBi
P_{RX}	-65 dBm
Bruit thermique (N_T)	-87 dBm
Figure de bruit (NF)	4 dBm
Sensibilité du récepteur ($S_{RX} = N_T + NF$)	-83 dBm
Marge d'évanouissement ($P_{RX} - S_{RX}$)	18 dB

Pour rappel l'affaiblissement en espace libre (AEL) est défini ci-dessous :

$$AEL = 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda 0}{4\pi R}\right)^2 \qquad \text{(Eq. 1.2)}$$

Avec λ_0 la longueur d'onde en espace libre et R la distance séparant les deux antennes.

Le bruit thermique est défini par la formule de Boltzmann :

$$N_T = 10 \log_{10} (K_B \times T \times B) \qquad \text{(Eq. 1.3)}$$

Où :

K_B : constante de Boltzmann = 1.3806×10^{-23} J.K^{-1}
B : bande passante du récepteur (Hz)
T : température effective (290 °K)

Comme indiqué dans le tableau 1, nous obtenons une marge d'évanouissement de 18 dB à la réception, qui représente une marge de sécurité pour surmonter l'atténuation temporaire (atmosphérique et de pluie) sur une distance de 500 m.

En conclusion, la propagation des ondes électromagnétiques à 150 GHz est adaptée aux communications à courte ou moyenne portée (<500m), avec un gain minimal d'antennes de 30 dBi.

La faisabilité de ce bilan a été testée avec succès lors d'un premier essai sur le terrain depuis novembre 2016 à Politecnico di Milano, basé sur une liaison radio reliant deux bâtiments du campus universitaire. Deux liaisons point-à-point ont été installées dans les bandes E (73 et 83 GHz) et D (148 et 156 GHz), sur une distance de 325 m ; celle fonctionnant dans la bande E a fait appel à des produits commerciaux de Huawei, tandis que celle en bande D s'est appuyée sur des prototypes expérimentaux conçus dans le Huawei Microwave Center de Milan. Les résultats des essais sur le terrain ont permis, d'une part, de valider la technologie mise en œuvre dans le prototype en bande D et, d'autre part, de comparer les caractéristiques de propagation en bandes E et D [13].

1.5. Exigence des antennes « Backhaul »

A ce jour, l'absence de recommandation normative sur les caractéristiques et les performances des antennes destinées à assurer les liaisons « Backhaul » en bande D, les préconisations suivantes peuvent être établies :

a) Gain isotrope : l'antenne « Backhaul » devra posséder un gain de 30 dBi pour pouvoir assurer une bonne dynamique de liaison. Dans un contexte de densification des réseaux urbains, nous devrons s'attendre aussi à des contraintes en termes de faibles niveaux de lobes secondaires et de pureté de polarisation. En effet, les autorités de réglementation nationales imposent progressivement des classes supérieures de gabarit de rayonnement.

b) Polarisation : face à la rareté et au coût du spectre fréquentiel, les antennes « Backhaul » devront être compatibles avec une utilisation en double polarisation orthogonale, afin de permettre la réutilisation de la même fréquence sur la même antenne.

c) Bande passante : la bande D occupe le spectre de 130 – 174,8 GHz (30%), se traduisant par la mise en place de solution antennaire large bande, permettant d'intégrer si possible l'ensemble des sous bandes, comme indiqué dans la Figure 7.

d) Autres caractéristiques :

- Solution double bande : Au-delà de la double polarisation orthogonale, la solution bi-bande garantit à la fois une meilleure disponibilité de service et une capacité plus importante, avec des coûts d'installation et des frais de location du support (pylône, terrasse) réduits pour faciliter l'évolution vers la 5G, permettant des économies en CAPEX / OPEX [14].

- Fonction d'auto-alignement : l'antenne devra prendre en compte la possibilité d'intégrer des dispositifs lui permettant de corriger le dépointage en azimut et en élévation, à partir d'une information sur la force du signal RF, mais sans forcément intervenir dans la chaîne RF (ODU – Out Door Unit), afin de pouvoir assurer l'auto-alignement à moindres pertes et une utilisation multi-constructeur.

- Coût et compacité : face à l'augmentation du nombre de points d'accès urbains, le coût unitaire d'une infrastructure devra être fortement réduit, ces traduisant par des antennes à faibles couts de fabrication. La compacité de la solution antennaire sera également à prendre en compte pour une intégration paysagère optimale.

Le Tableau 2 synthétise les caractéristiques à retenir dans la conception de la solution antennaire pour les liaisons point-à point « Backhaul » en bande D.

Tableau 2 : Caractéristiques préconisées pour l'antenne directive en bande D.

Désignation	Valeur
Type de produit	Antenne directive point-à-point
Bande	Bande D
Fréquences Bande passante	130 - 175 GHz 30%
Gain isotrope mini	30 dBi
Largeur max du lobe à mi-puissance	4°
Polarisation	Double polarisation linéaire
F/B Ratio	> 40 dB
XPD	> 25 dB
Max VSWR / R L	~1.5 (-14 dB)
RPE	À définir
Possibilité de dépointage	Min : ±1°
Input	WR-6
Température	Min : -45°, max : +85°

1.6. Conclusions et présentation des chapitres suivants

Dans ce chapitre, le contexte du projet consacré aux communications point-à-point en ondes millimétriques a été présenté. Etant donné que la 5G nécessite des bandes passantes importantes et des antennes à gain élevé, la fréquence D (130-174.8 GHz) a été retenue pour les applications « Backhaul » à haut débit. En raison du taux d'atténuation relativement élevé à ces fréquences, cette bande convient pour les applications de petites cellules dans les réseaux denses. Les principales exigences des antennes « Backhaul » en bande D ont été définies, l'absence de préconisations de la part de l'ETSI (« European Telecommunications Standards Institute »).

Dans le chapitre 2, une étude détaillée des différentes technologies d'antennes compatibles avec ces exigences est abordée, sur la base des spécifications techniques définies ci-dessus. Ces solutions sont classées en deux groupes pour résumer les principales contributions et établir un choix. Ensuite, l'état de l'art de la technologie antennaire choisie ainsi que son fonctionnement sont présentés.

Dans le chapitre 3, l’antenne réseau Transmetteur en bande D à faisceau fixe, compacte, à faible coût, possédant une large bande passante et à gain élevé est proposée. Cette solution d'antenne, compatible avec l’application de double polarisation linéaire, est optimisée analytiquement en utilisant des calcules théoriques, puis par des simulations électromagnétiques « Full-Wave », utilisant Ansys HFSS.

Dans le chapitre 4, la conception, la réalisation et les mesures de réseaux transmetteurs basés sur le choix des cellules unitaires à double polarisation linéaire développées dans le chapitre 3 sont présentées, contrôlées et validées par des mesures dans une chambre anéchoïque.

Dans le chapitre 5, une étude numérique d’une solution d’antenne à double bande (bande D + bande E) est présentée en utilisant une technique hybride d’entrelacement et de remplacement des cellules pour chaque bande de fréquence.

Enfin, nous concluons par une synthèse globale de nos travaux et envisageons les perspectives de développement de nouvelles solutions antennaires, issues des connaissances acquises le long de ce projet.

Chapitre 2

État de l'art sur les technologies d'antennes pour les communications point-à-point en bande millimétrique

Ce chapitre présente une revue de la littérature sur les différentes technologies antennaires utilisées en bande millimétrique, intégrant les aspects de directivité, large bande, double polarisation, voire double-bande, et de possibilité d'auto-alignement.

Une comparaison est alors dressée entre les différentes technologies d'antennes, à la lumière des exigences des antennes point-à-point « Backhaul », afin de faciliter le choix de la technologie la plus adaptée, selon trois fonctionnalités : mono-bande, double-bande et compatibilité avec un dispositif d'auto-alignement.

Un exemple de solution d'antenne directive classique fonctionnant en bande D – l'antenne parabolique – est présentée, illustrant le savoir-faire de RFS, avec les résultats des mesures réalisées sur le premier prototype fonctionnant dans cette bande.

Enfin, une matrice de choix est établie en fonction des différents critères, permettant de converger vers la solution d'antenne réseau transmetteur. Une étude approfondie de la littérature est alors menée sur les cellules unitaires utilisées dans les réseaux transmetteurs, et le choix de la structure retenue est détaillé et justifié.

2.1. Les principales structures d'antennes

Dans le chapitre précédent, le contexte de la présente thèse a été établi, suivi des principales caractéristiques de l'antenne à utiliser dans les « Backhaul » 5G en bande millimétrique. Dans les sections suivantes, nous évaluons les différentes structures, divisées en deux principales familles technologiques :

1- les antennes à alimentation directe, à savoir les réseaux d'éléments rayonnants imprimées, ceux-ci alimentés par des lignes micro-ruban, les réseaux de fentes basés sur des guide d'ondes, les réseaux de cornets et les réseaux de CTS (Continuous Transverse Stub).

2- les antennes focalisantes ou quasi-optiques, notamment les lentilles, les réseaux transmetteurs, les réseaux réflecteur et les paraboles.

2.2. Les antennes à alimentation directe

Le concept d'antenne à alimentation directe est lié au fait qu'il n'y a pas de chemin optique intermédiaire entre le ou les éléments rayonnants et le réseau d'alimentation. Les réseaux d'antennes de ce type sont alors caractérisés par un ensemble d'éléments rayonnants, généralement semblables entre eux et à faible gain, alimentés de manière à ce que leur mise en réseau se traduise par une contribution cohérente des différents éléments, contrôlés en amplitude et en phase, dans le but d'obtenir une grande directivité ou de répondre à des gabarits de rayonnement, ou « RPE » (« Radiation Pattern Enveloppe »), spécifiques. Ce type d'antennes est souvent alimenté en utilisant des diviseurs de puissance pour avoir une large bande passante.

Il existe deux familles dont nous allons décrire leur fonctionnement:

- Les réseaux phasés alimentés par lignes micro-rubans
- Les réseaux de fentes alimentées par guide, ceux-ci pouvant être constitués de cornets, fentes, et d'autres structures de guides d'ondes rayonnantes.

2.2.1. Les réseaux phasés alimentés par lignes microruban

Une antenne imprimée élémentaire isolée possède un faible gain et une conséquente large ouverture à mi-puissance. En associant plusieurs éléments en réseau sur un substrat, on obtient un gain plus ou moins élevé.

Un réseau linéaire d'antennes, généralement caractérisé par des lois d'amplitude et phase, fait appel à des pastilles, ou « patchs », mais aussi d'autres motifs imprimés, produisant le comportement de dipôles rayonnants. Ces éléments peuvent être excités par des lignes microrubans, par des sondes coaxiales ou encore par des lignes à fentes.

Les réseaux d'antennes patchs sont largement utilisés en raison de leur faible encombrement, de leur faible poids, d'un coût peu élevé, et de leur fabrication aisée. Cependant, ils présentent certains inconvénients, notamment la faible bande passante et les pertes diélectriques et métalliques en particulier haute fréquence, une relative faible tolérance aux erreurs de fabrication et une influence accrue des ondes de surface. Une solution pour limiter les pertes diélectriques et l'influence des ondes de surfaces consiste à choisir un substrat avec une faible tangente de perte et une épaisseur très fine, mais cela conduit à réduire d'avantage la bande passante.

La difficulté de réalisation ne réside pas uniquement dans les éléments rayonnants, mais aussi dans le réseau d'alimentation. Les lignes d'accès aux antennes peuvent devenir très fines, ce qui augmente leurs pertes et peut générer un rayonnement parasite, avec une dégradation du diagramme de rayonnement du réseau, de son gain, et une augmentation du niveau des lobes secondaires [15].

La Figure 13 présentent la variation du gain isotrope d'un réseau de N éléments à 150 GHz, en tenant compte des pertes de transmission des lignes microruban (en dB/λ), et la compare à la

directivité idéale d'un réseau (sans pertes). Nous pouvons observer que le gain du réseau microruban décroît au-delà d'un certain nombre d'éléments, en raison de la perte diélectrique accrue. On constate également une réduction de l'efficacité lorsque la fréquence augmente, ce qui constitue l'inconvénient majeur des réseaux d'antennes patchs imprimés alimentés par des lignes.

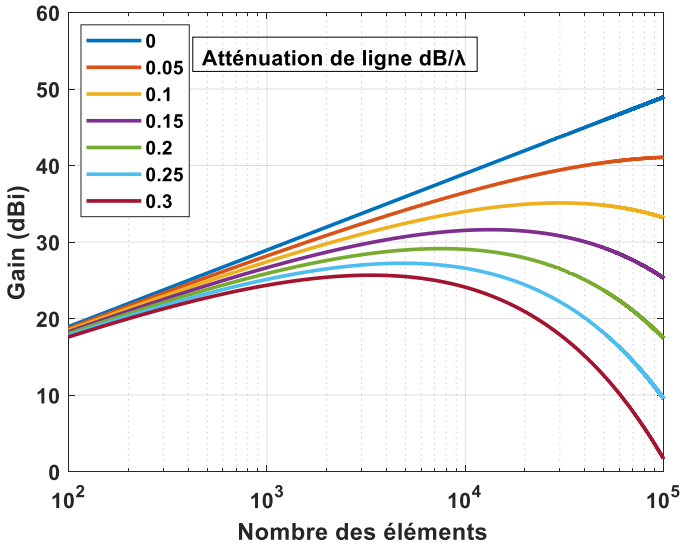


Figure 13: Gain du réseau d'antennes microruban en fonction du nombre d'éléments pour différentes pertes de ligne microruban à 150 GHz.

La Figure 14 présente la disposition d'un réseau de patchs microruban de 16 x 16 = 256 éléments alimenté par le réseau d'alimentation en arborescence à 35 GHz avec un gain maximal mesuré de 28.5 dBi [16]. Ce type de réseau d'alimentation offre une meilleure bande passante par rapport à ceux alimentées en série.

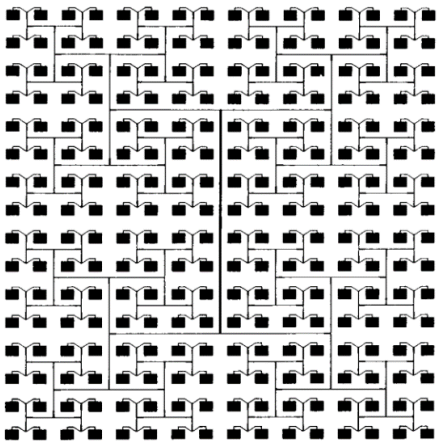


Figure 14: Vue d'un réseau microruban de 256 éléments avec réseau d'alimentation en arborescence [16].

Dans la référence [17], l'auteur compare, pour une antenne microruban de 256 éléments conçue pour la bande Ka, le gain calculé et le gain réel en tenant compte des pertes des lignes microruban, des pertes de rayonnement et des pertes de désadaptation, conduisant à un total de 5,5 dB de pertes et une efficacité de 28%. La référence [18] présente également une perte mesurée de 0,9 dB/cm pour une ligne d'alimentation microruban à 73 GHz (Figure 15), ce qui

se traduit par une perte de près de 5,4 dB pour une ligne microruban de 60 mm de long (trajet total du signal de l'alimentation jusqu'aux éléments rayonnants).

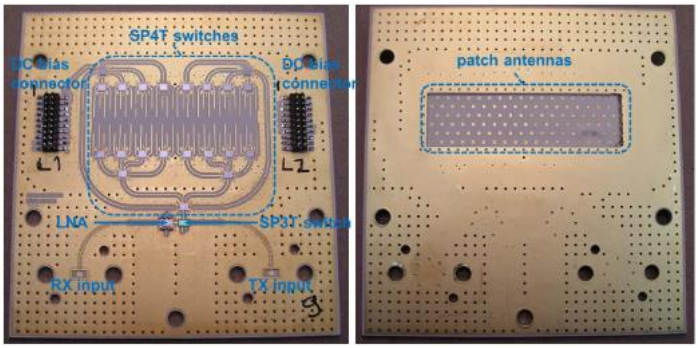


Figure 15:Le réseau d'alimentation avec les commutateurs (à gauche) et les antennes patch (à droite) [18].

En substance, les réseaux d'antennes imprimées ont pour vocation des gains et des bandes passantes relativement modestes, la montée en gain étant sanctionnée essentiellement par les pertes diélectriques.

2.2.2. Les réseaux phasés alimentés par guides d'ondes

Les antennes réseaux en guides d'ondes sont basées sur le même principe que les antennes précédentes mais où les patchs sont remplacés par des fentes alimentées par des guides d'ondes. En général, les réseaux basés sur des guides d'ondes offrent de très bonnes performances d'efficacité, dû au fait des faibles pertes subies par le réseau d'alimentation en guide d'ondes.

Les principaux types de réseaux basés sur des guides d'ondes sont :

- les réseaux constitués de cornets,
- les réseaux constitués de fentes,
- les réseaux de guides d'ondes intégrés au substrat (SIW),
- les réseaux CTS (Continuous Transverse Stub).

Leur analyse détaillée est décrite dans les sections suivantes.

2.2.2.1. Les réseaux constitués de cornets

Parmi les structures permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement très directifs des large bandes passantes, nous trouvons les réseaux constitués de cornets, et notamment dans les communications point-à-point en bande millimétriques.

Un réseau de 8 x 8 cornets, fonctionnant à 150 GHz et constitué de cornets échelonnés étudié dans la référence [19], offre un gain de 32 dBi (ouverture physique rayonnante de 30 mm × 30

mm), correspondant à une efficacité d'ouverture de 28% et une bande passante de 29.5 %, voir Figure 16 (a).

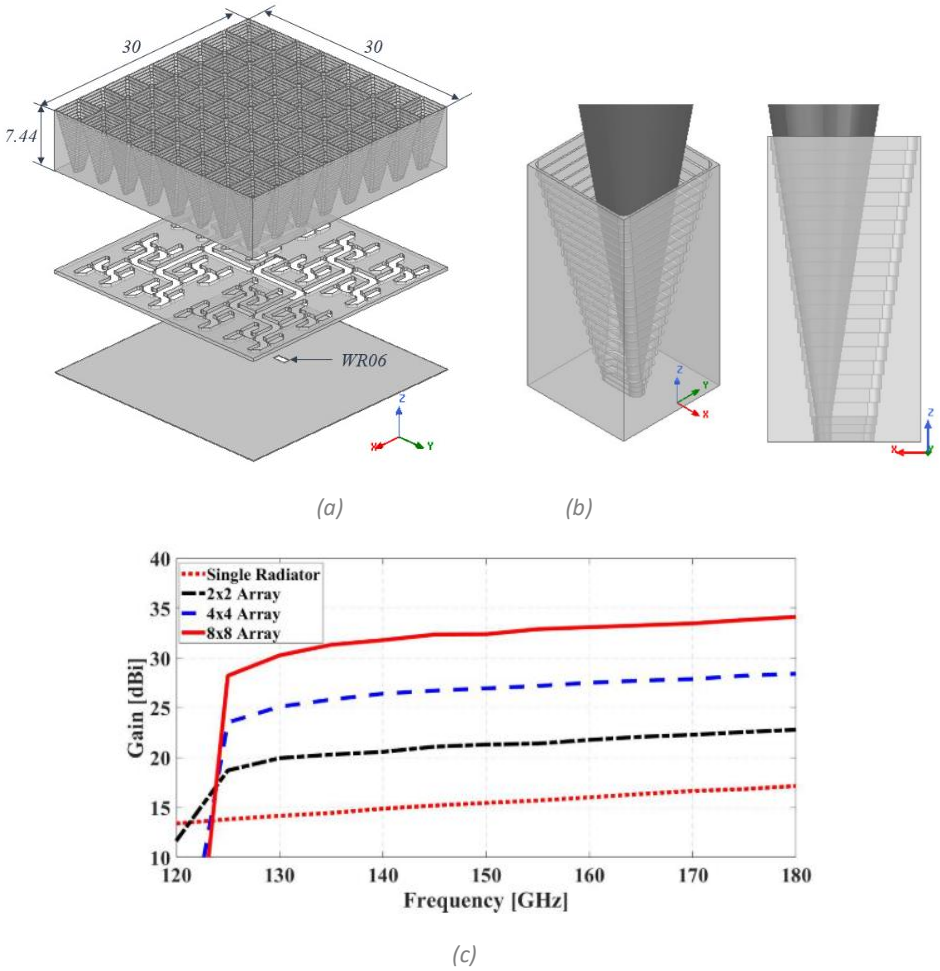


Figure 16 : Réseau d'antennes de 8×8 cornets: (a) vue éclatée (dimensions en mm) ; (b) cellule unitaire à cornet échelonné en 3D et en 2D montrant un outil de fraisage de 0,2 mm d'épaisseur; (c) comparaison du gain simulé entre les réseaux d'antennes et l'élément unique [19].

La Figure 16 (b) présente les vues 3D et 2D de la cellule unitaire à cornet échelonné. Chaque cornet est constitué de 20 marches d'une épaisseur de 0,34 mm et de 3 marches d'une épaisseur de 0,2 mm, rendant sa réalisation difficile et coûteuse. Le réseau principal d'alimentation en arborescence est composé de nombreux diviseurs de puissance à quatre voies en forme de H, interconnectés à un guide d'ondes WR6 (1,25 × 0,4 mm^2).

Un autre exemple d'un réseau de cornets à 140 GHz est proposé dans la référence [20]. Afin d'avoir un gain plus élevé, cette antenne contient 16 × 16 éléments rayonnants, distribués sur un panneau de 68.5 ×82.2 × 10.1 mm^3, voir Figure 17. La bande passante de cette antenne est de 25.3%, avec un gain maximal de 40.7 dBi.

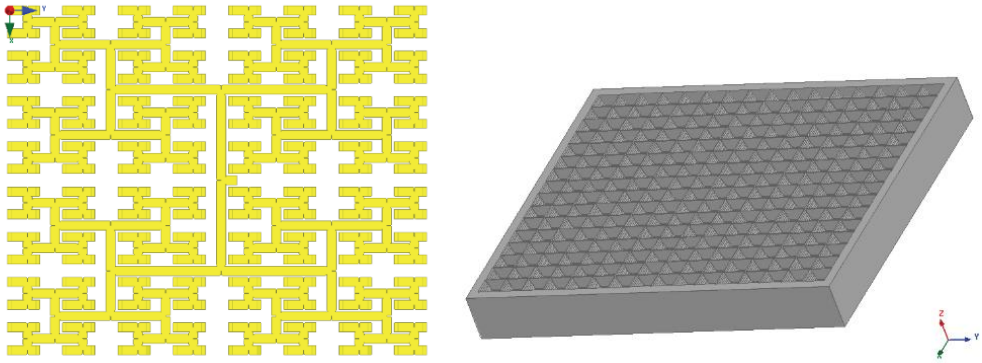
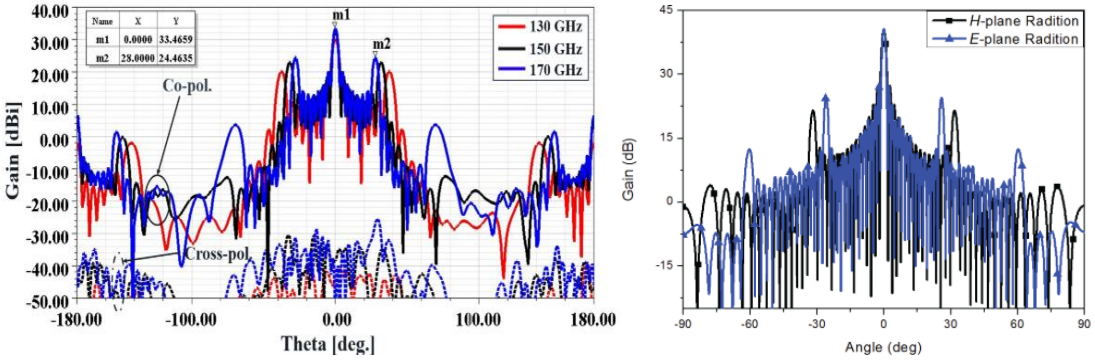


Figure 17 : Réseau d'antennes de 16x16 cornets: (a) Réseau d'alimentation pour réseau de cornes 16 × 16, (b) vue de l'antenne complète [20].

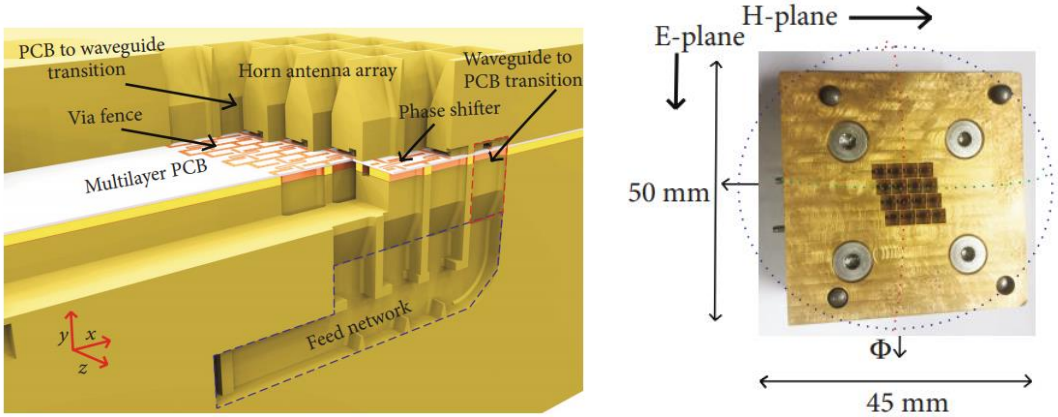
Malgré les hautes directivités et les bonnes performances obtenues par ce type de technologie d'antenne, des lobes de réseaux apparaissent rapidement dans le domaine observable, dans les plans E et H, comme nous montre la Figure 18 [19], [20]. Ces lobes pourront rendre difficile la conformité de ces antennes aux spécifications de RPE à définir par l'ETSI.



(a) (b)

Figure 18 : Diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes; (a) : 8 × 8 dans le plan H [19] *; (b) : 16×16 plans E et H* [20].

Un réseau phasés de 4x4 cornets à diagramme de rayonnement orientable en bande E (71-76 et 81-86 GHz) avec un gain maximal de 15.2 dBi est proposé présenté dans [21], voir Figure 19.



(a) (b)

Figure 19 : Réseau 4x4 de cornets phasés; (a) : vue en coupe du modèle 3D ; (b) : antenne assemblée [21].

Ce nouveau concept combine une intégration mécaniquement plus simple des déphaseurs sur PCB et un réseau d'alimentation de guide d'ondes à faibles pertes. Le PCB est utilisé pour mettre en œuvre les déphaseurs de ligne à retard microruban, ainsi que des transitions en guides d'ondes-PCB. La fabrication de cette combinaison en bande millimétrique reste laborieuse, notamment au-delà de 100 GHz.

2.2.2.2. Les réseaux à fentes

Comme les réseaux de cornets, les réseaux de fentes issus de guides d'ondes bénéficient d'une efficacité élevée et de faibles pertes, grâce à l'absence de substrat diélectrique. Mais en raison de la nature résonante des fentes, ces antennes souffrent d'une bande passante et d'un gain limité.

Généralement, ces réseaux à fentes possèdent deux types d'alimentation : alimentation d'extrémité (alimentation série) ou alimentation centrale (alimentation parallèle). La Figure 20 présente un exemple d'un réseau à fentes monocouche fonctionnant à 25,5 GHz, alimenté en série (a) et en parallèle (b) [22].

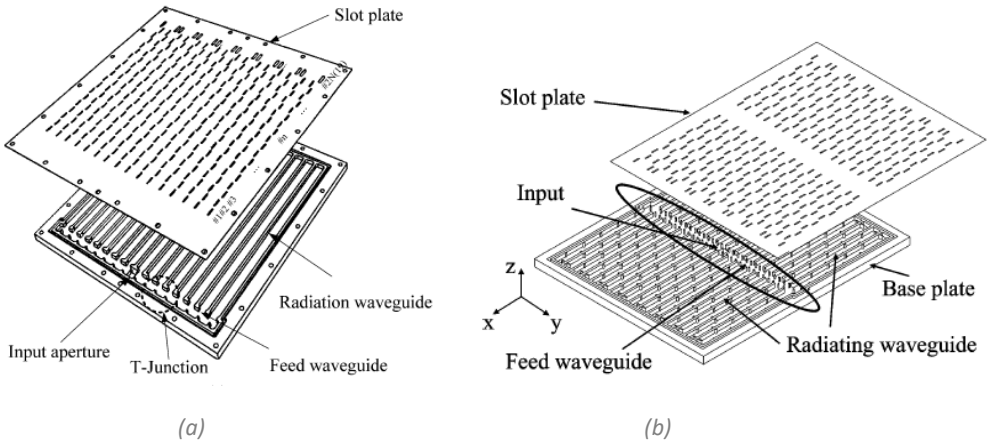
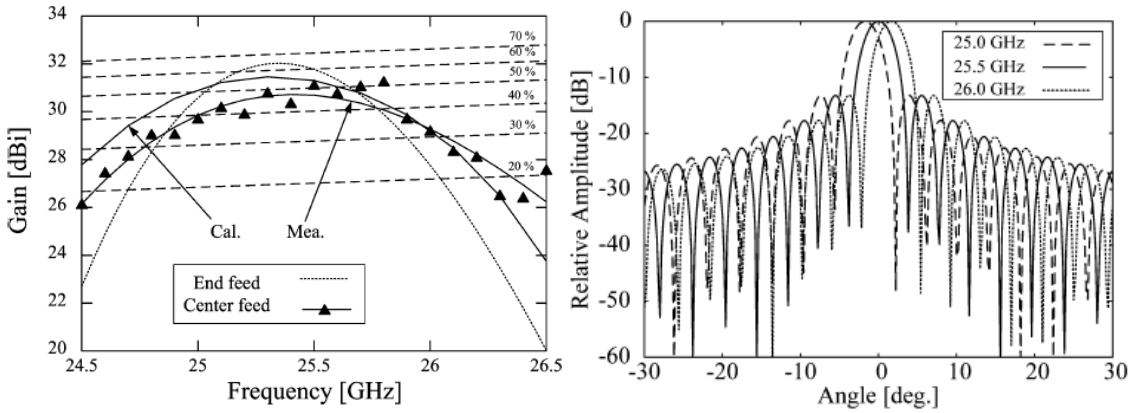


Figure 20 : Exemple d'antenne réseau à fente avec une alimentation :(a) en série (b) en parallèle [22] .

La Figure 21 présente la variation du gain de ce réseau à fentes en guide d'ondes d'alimentation en série et le léger décalage du faisceau principal en fonction de la fréquence [22].



(a) (b)

Figure 21 : Comportement des réseaux à fentes ; (a) : variation de gain et de l'efficacité en fonction de la fréquence ; (b) : dépointage des faisceaux en fonction de la fréquence [22].

Une difficulté du réseau d'alimentation réside dans le blocage crée par le guide d'ondes d'alimentation central, ce qui entraîne une réduction de l'efficacité ainsi que des lobes latéraux élevés ; la réduction des lobes secondaires en contrôlant l'excitation des fentes est également réalisée ici en utilisant un algorithme génétique (Figure 22).

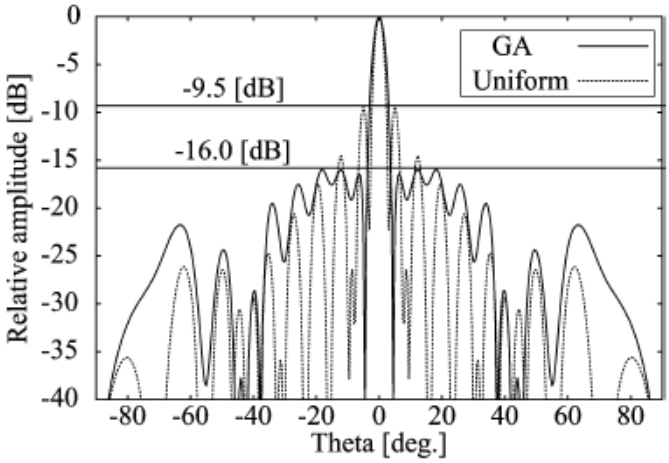
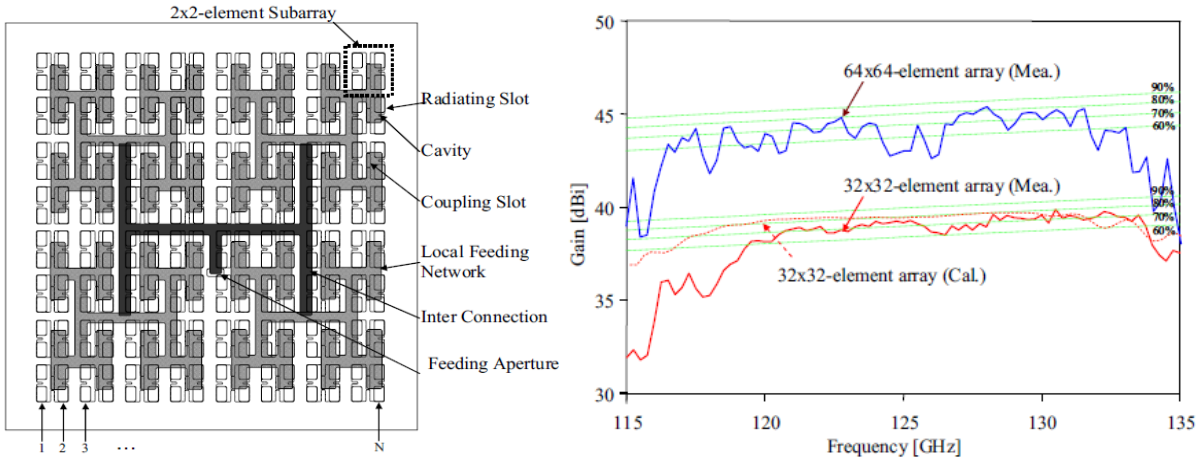


Figure 22 : Réduction du niveau des lobes secondaires en utilisant un algorithme génétique [22].

Comme nous pouvons le constater, le réseau d'antennes à fentes présente l'inconvénient majeur d'une bande passante étroite, des dépointages du lobe principal en fonction de la fréquence pour ce qui concerne le réseau à alimentation série, et un fort niveau des lobes secondaires en alimentation en parallèle. Face à ces deux solutions, l'alimentation en arborescence permet de d'éviter ces inconvénients, en divisant l'antenne en plusieurs sous-réseaux.

La Figure 23 (a) montre un exemple d'un réseau constitué de 32 x 32 fentes de guide d'ondes, sur deux couches, alimenté en arborescence. Dans cette étude deux antennes ont été proposées, 32 x 32 et 64 x 64 éléments, présentant des gains très élevés, supérieurs à 38 dBi et 43 dBi, respectivement, voir Figure 23(b). De plus, des rendements élevés de l'antenne de l'orde de 60 % sont obtenus sur une large bande passante de 120 GHz à 133 GHz pour les deux antennes [23].



(a) *(b)*

Figure 23 : Réseau de fentes alimentées en arborescence ; (a) : vue du réseau 32 x 32 éléments, (b) : gain et l'efficacité de l'antenne en fonction de la fréquence des deux réseaux 32 x 32 et 64 x 64 éléments [23].

Etant donné les bons résultats en bande passante, l'étude sur les travaux faisant appel à cette technologie d'antennes est focalisé sur les réseaux d'alimentation à arborescence, où toutes les fentes sont excitées avec la même phase et la même amplitude, afin d'augmenter la bande passante.

Malgré leurs bonnes performances, les antennes à réseau de guides d'ondes à fentes sont difficiles à fabriquer à des fréquences millimétriques, en raison des tolérances de fabrication et des petites dimensions des connections métalliques. Par ailleurs, son assemblage nécessite un contact électrique quasi-parfait entre la couche d'alimentation et la couche rayonnante, difficile à obtenir.

Pour surmonter ce problème, des solutions alternatives basées sur le guide d'ondes à espacement, ou « gap » ont été proposées [24]. La Figure 24 présente quatre types différents de technologies de guide d'ondes « gap » : le guide d'ondes à crêtes (« ridge gap waveguide ») [25], le guide d'ondes à rainures (« groove waveguide ») [26], le guide d'onde inversé à microruban et à rainures (« inverted microstrip-ridge gap waveguide ») [27] et le guide d'onde à microruban à rainures (« microstrip-ridge gap waveguide ») [28].

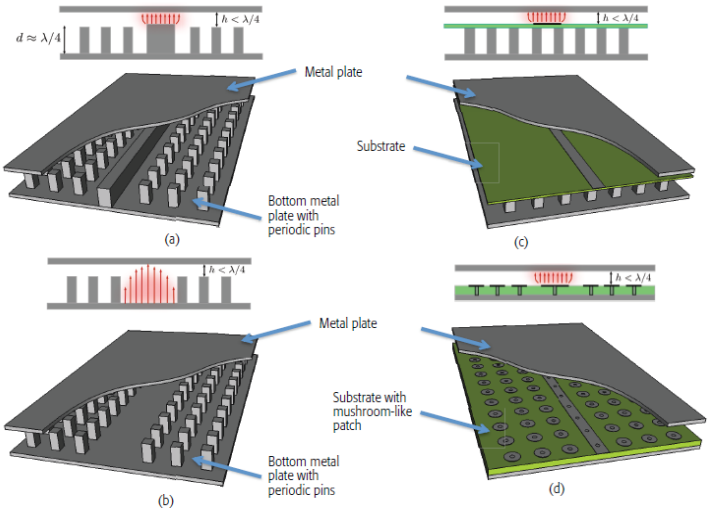
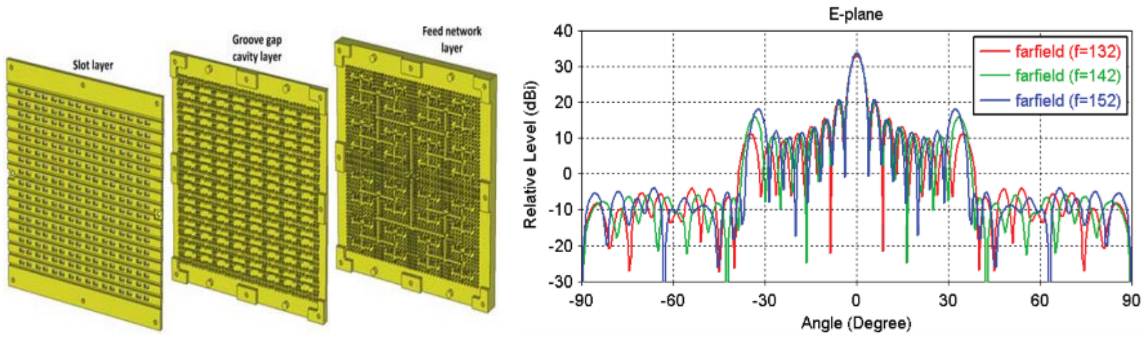


Figure 24 : Différents types de structures de guide d'ondes à « gap » [24] *: (a) guide d'ondes à rainure ; (b) guide d'ondes à rainure, ; c) guide d'ondes à microruban inversé ; (d) guide d'ondes à microruban.*

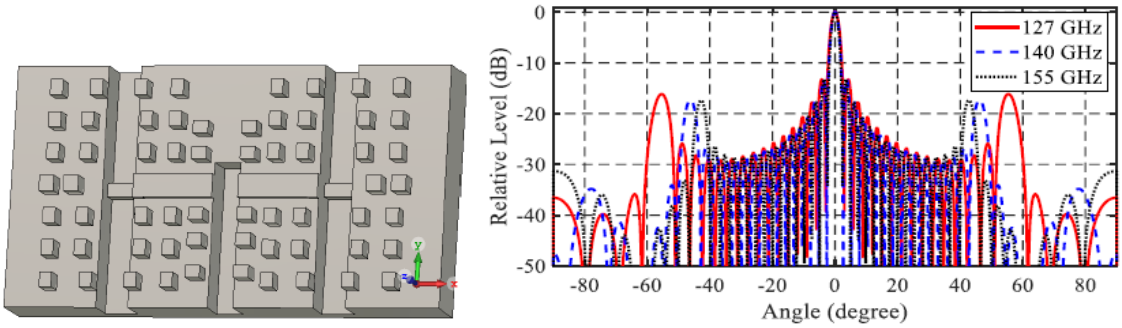
En utilisant un guide d'ondes « gap », le contact électrique parfait n'est plus nécessaire et ainsi le processus de fabrication devient moins contraignant et l'assemblage mécanique plus simple. Par conséquent, la technologie des guides d'ondes « gap » semble très prometteuse dans les bandes millimétriques et au-delà. À titre d'exemple, la Figure 25(a) montre un réseau de fentes de guide d'ondes 16×16 à rainures multiples et multicouches, avec un réseau d'alimentation en arborescence conçu pour la bande D, fonctionnant entre 132 et 152 GHz [29]. Le gain maximal de cette antenne est de 30 dBi, avec une bande passante en impédance d'environ 14 % (coefficient de réflexion simulé à -10 dB). Les diagrammes de rayonnement sont représentés respectivement en Figure 25(b).



(a) *(b)*

Figure 25 : réseau de fentes de guide d'ondes 16×16 (a) : vue éclatée ; ; (b) : diagrammes de rayonnement simulés à 132, 142 et 152 GHz [29].

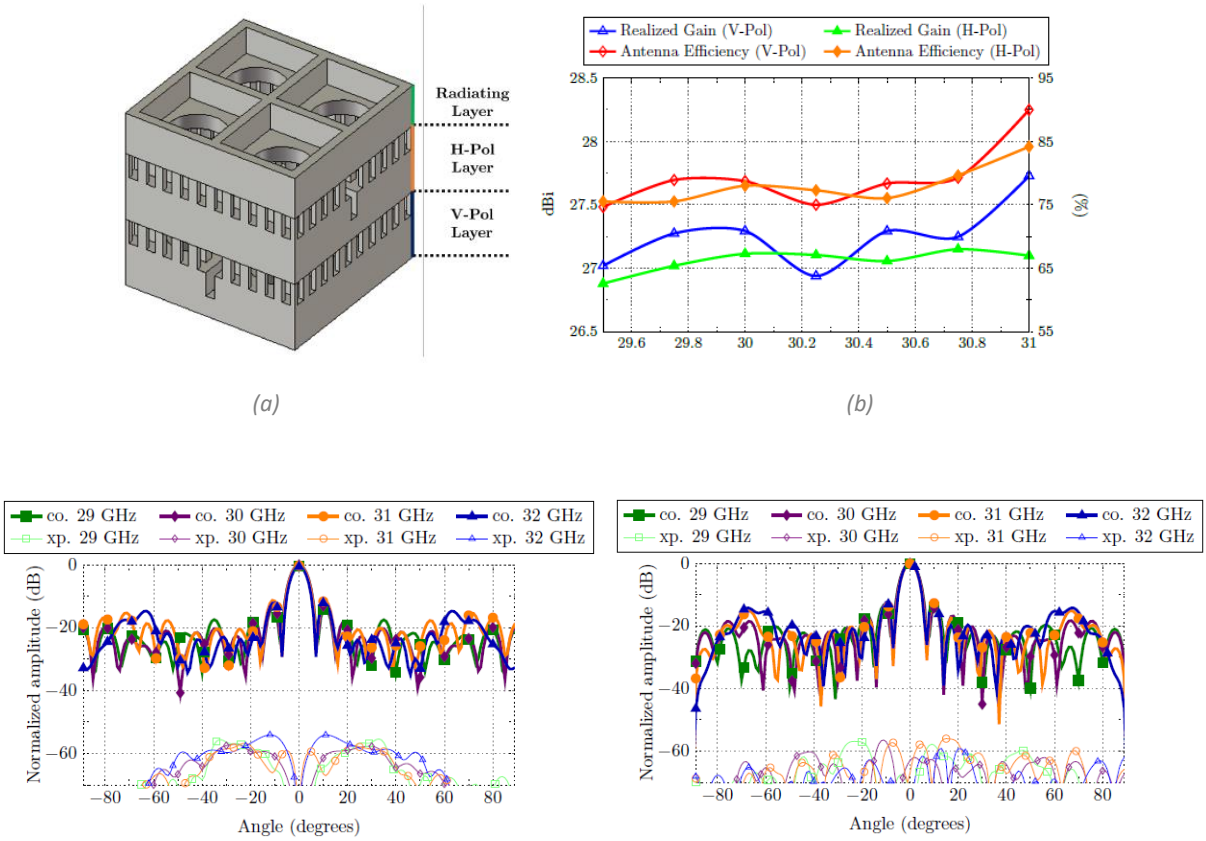
En raison des dimensions réduites en bande D et de la limitation de l'espace dans la structure, les solutions « ridge » et « groove » ont été combinées ensemble dans [30] pour obtenir un diviseur de puissance compacte comme on voit dans la Figure 26(a). La bande passante en impédance du sous-réseau conçu est d'environ 20 %, couvrant une bande de fréquences de 127 à 155 GHz. Le gain maximal du sous-réseau est de 14 dBi, avec une efficacité d'environ 95 %. Les diagrammes de rayonnement pour un réseau de 16 x 16 éléments alimentés par ce sous réseau sont représentés sur la Figure 26(b), avec une forte résurgence des lobes de réseaux.



(a) (b)

Figure 26 : Réseau de fentes à alimentation hybride « ridge » et « groove » de 16 x 16 ; (a) : diviseur de puissance ; (b) : diagrammes de rayonnement simulée dans le plan E à 127, 140 et 155 GHz [30].

Cette combinaison nous conduit à un réseau d'antennes basée sur le guide d'ondes « gap », fonctionnant en double polarisation [31], comme nous montre la Figure 27 (a). Deux couches d'alimentation fournissent les excitations nécessaires pour permettre la double polarisation linéaire orthogonale à partir de deux ports d'entrée indépendants. Le gain moyen mesuré dans la bande passante est supérieur à 27 dBi avec 8 x 8 éléments, révélant une efficacité d'antenne proche de 80% sur toute la bande passante dans les deux plans, voir Figure 27 (b).



(a) (b)

(c) (d)

Figure 27 : Réseau d'antennes basée sur le guide d'onde à « gap » en double polarisation ; (a) 2×2 cellules unitaires à double polarisation, (b)Gain et efficacité mesurés pour les deux polarisations, (c) Diagramme de rayonnement dans le plan V ,(d) Diagramme de rayonnement dans le plan H [31].

En résumé, les réseaux d'antennes à fentes possèdent des bonnes performances en bande passante et en efficacité, mais les diagrammes de rayonnement sont impactés par les remontées des lobes secondaires.

2.2.2.3. Les réseaux de guides d'ondes intégrés au substrat, ou « SIW »

Les caractéristiques de propagation et de dispersion des réseaux de guides d'ondes intégrés au substrat, ou « SIW » (« Substrate Integrated Waveguides »), sont similaires à celles des guides d'ondes rectangulaires, de sorte que les prérequis pour ceux peuvent être utilisés pour les réseaux SIW. Leur différence réside sur le fait que pour les réseaux de fentes SIW, le guide d'ondes est rempli de diélectrique et ses parois sont créées à l'aide de plots métalliques (via-trous), comme présenté sur la Figure 28. De plus, les dispositifs SIW sont fabriqués à l'aide des procédures standards de circuits imprimés (PCB), ce qui les rend plus simples à construire, plus légers et moins coûteux que les dispositifs en guides d'ondes construits avec des techniques de fraisage. Les fentes et leur réseau d'alimentation peuvent également être fabriqués sur un seul substrat, ce qui permet également de réduire la taille [32]. Même si les réseaux SIW possèdent moins de pertes par rapport aux antennes microrubans du fait que l'onde est guidée à travers une cavité avec beaucoup moins de fuites que les lignes de transmission microrubans, la présence du diélectrique dans ces guides d'ondes présente de pertes non négligeables. Ces pertes peuvent être réduites en utilisant des substrats à faibles tangentes de pertes, bien que ces substrats soient plus chers.

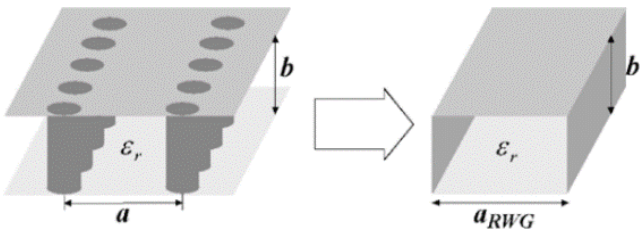


Figure 28 : Guide d'ondes intégré au substrat (à gauche) et guide d'ondes rectangulaire équivalent (à droite) [32].

L'utilisation de la technologie SIW semble être très intéressante pour produire des antennes à profil bas, légères et à faible coût. Cependant, leur conception à gain élevé et à très large bande reste difficile à obtenir. Il existe quelques méthodes pour y parvenir, par exemple en utilisant des réseaux à fentes [33]–[37], des patches [38] ou des dipôles [39], [40] à des cavités soutenues ou des cavités cylindriques [41]. Dans la plupart des cas, les performances obtenues par les antennes SIW sont inférieures aux guides d'ondes rectangulaires [42], [43].

A titre d'exemple, les auteurs de [41] proposent un réseau d'antennes SIW de 16 x 16 éléments, avec un réseau d'alimentation en arborescence en bande E (71-76 et 81-86 GHz). Les éléments rayonnants dans ce cas sont des dipôles métalliques cylindriques (remplis d'air), afin d'augmenter la largeur de bande de l'antenne. La Figure 29 montre le schéma de l'antenne, les diagrammes de rayonnement des plans E et H à 73.5 GHz et la variation de gain en fonction de

la fréquence. Le gain mesuré intègre les pertes de réflexion, les pertes de conducteur et les pertes diélectriques. Les lobes de réseau dans les diagrammes de rayonnement du plan H sont dus à un espacement inter-éléments supérieur à λ, imposé par les dimensions du réseau d'alimentation.

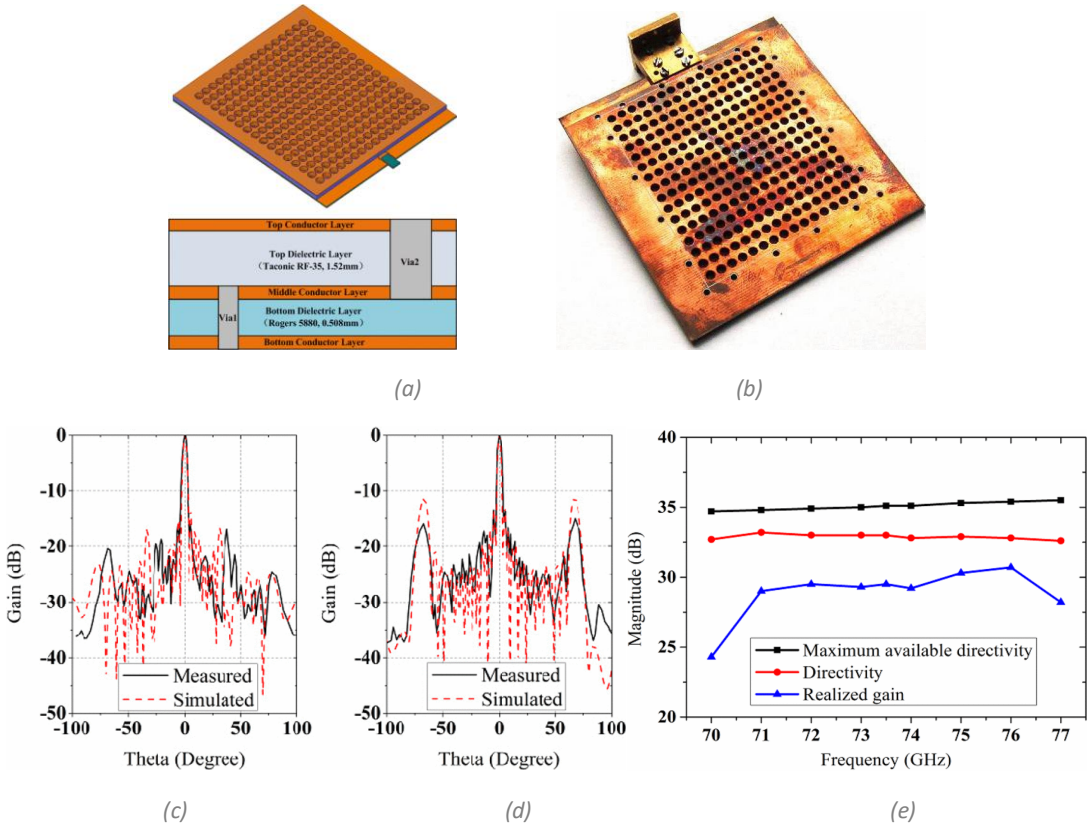


Figure 29 : Réseau d'antennes 16x16 SIW pour bande E ; (a) Schéma de l'antenne réseau intégrée proposée, (b) Photographie de l'antenne réseau intégrée 16 16 fabriquée; Diagramme de rayonnement à 73.5 GHz, (c) Plan E, (d) Plan H, (e) Directivité et gain de l'antenne [41].

Pour conclure, les antennes SIW ont des performances similaires aux antennes guide d'ondes, mais offrent un processus de réalisation moins complexe. Cependant, dans les bandes millimétriques les dimensions des éléments d'antenne deviennent très petites et les pertes diélectriques augmentent, rendant cette technologie difficile à implémenter.

2.2.3. Les réseaux Stub transversal continu, ou « CTS »

L'architecture des réseaux à Stub transversal continu, ou CTS, pour « Continuous Transverse Stub », comprend un réseau 1-D de fentes longues excitées par un réseau d'alimentation en chandelier, basé sur des guides d'onde à plans parallèles qui supportent la propagation d'un mode quasi-transverse électromagnétique (quasi-TEM). Cette structure est excitée par un formateur de faisceaux co-intégré quasi-optique, en forme de « Pillbox ». Il consiste en un réflecteur parabolique bidimensionnel excité par un cornet. Le réflecteur transforme l'onde cylindrique lancée par la source en une onde quasi-plane est dirigée, grâce à une transition spécifique, vers le réseau d'alimentation. La position de la source dans le plan focal détermine

la direction de pointage du faisceau rayonné. Le balayage du faisceau, dans un plan, peut se faire soit électroniquement en utilisant plusieurs sources contrôlées par un réseau de commutateurs, soit mécaniquement avec un seul cornet [44].

En raison de l'absence de diélectrique, les réseaux d'antennes CTS constituent une alternative aux réseaux d'antennes microruban ou aux réseaux de fentes SIW, avec une efficacité bien meilleure. Ses éléments rayonnants sont de longs tronçons, dit « stubs » de l'anglais, de hauteur limitée, et alimentés par un guide d'ondes à plaques parallèles [45], voir Figure 30.

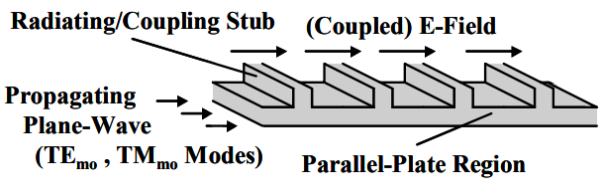


Figure 30 : Fonctionnement du rayonnement d'un réseau d'antennes CTS [45].

Les tronçons peuvent être alimentés soit en série [46] soit en arborescence [47], cette dernière configuration étant généralement préférée pour son comportement à large bande. Pour les antennes à polarisation linéaire, le réseau d'alimentation est composé d'un guide d'ondes à plaques parallèles (PPW) conçu pour prendre en charge uniquement le mode fondamental électromagnétique transverse (TEM). Une transition est donc nécessaire entre la ligne d'alimentation d'antenne généralement des guides d'ondes rectangulaires ou un accès coaxial et l'entrée PPW du réseau CTS. Ceci peut être réalisé soit par des structures basées sur des réseaux d'alimentation en arborescence [48] et les matrices Butler [49], soit par des systèmes quasi-optiques : lentille Rotman [50] ou coupleur « Pillbox » [51], [52].

La référence [53] montre un réseau CTS alimenté par le « Pillbox » plat à 32 fentes, conçue en bande E (Figure 31). La structure globale présente une épaisseur seulement de 3,35 cm, plus faible que les autres systèmes d'antennes fournissant un gain élevé sur une large bande de fonctionnement.

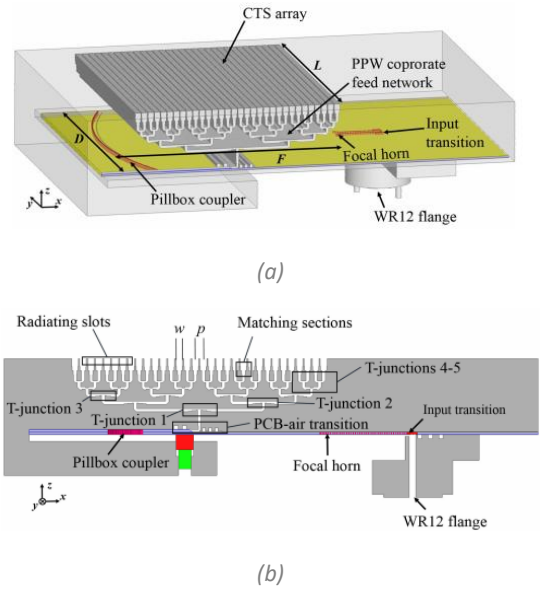
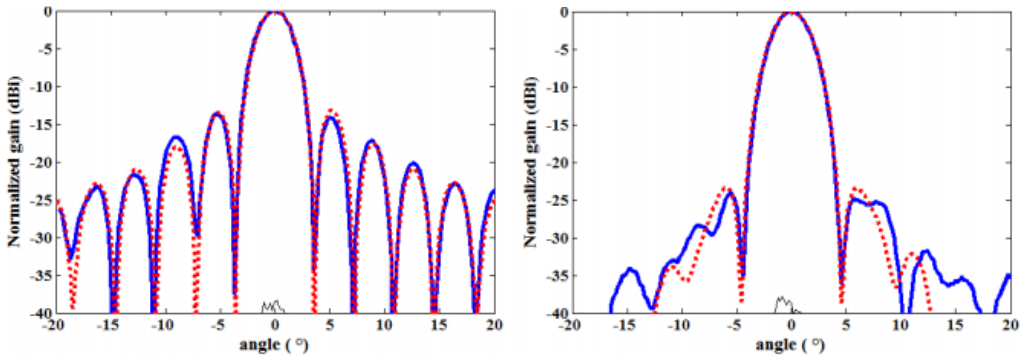


Figure 31 : Réseau d'antennes CTS : (a) vue 3D ; (b) vue en coupe transversale du réseau à 32 fentes [53].

Les diagrammes de rayonnement calculés et mesurés à la fréquence centrale (78,5 GHz) sont tracés sur la Figure 32 dans les plans E et H. Les diagrammes dans le plan H sont conformes à la classe 3 de l'ETSI, avec un niveau des lobes secondaires, ou SLL de « Secondary Lobe Level », inférieur à −21 dB grâce à la distribution conique des champs le long des fentes. Cependant, en raison de la division de puissance uniforme dans le plan E, le SLL est d'environ -13 dB. L'antenne couvre la largeur de bande 71–86 GHz (19%) avec un coefficient de réflexion inférieur à −13,5 dB et un gain mesuré supérieur à 29,3 dBi.



(a) (b)

Figure 32 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau CTS à : 78,5 GHz ; (a) : plan E ; (b) : plan H, (Co polarisation mesurée (courbes bleu), Co polarisation calculée (courbe rouges pointées) et cross polarisation (courbes noires) [53].

Les avantages des réseaux CTS sont une efficacité très élevée (plus de 90%) et un réseau d'alimentation plus simple par rapport aux réseaux planaires (N éléments au lieu de N × M éléments). Leurs inconvénients sont la limitation de la pondération de l'amplitude et du déphasage spécifiquement dans leur plan E en raison de leur nature. De plus, comme l'application ciblée vise les bandes millimétriques, cela se traduit par de très petites dimensions des composants d'antenne, avec un processus de fabrication complexe et coûteux.

2.3. Les antennes focalisantes ou quasi-optiques

Les solutions d'antennes quasi-optiques, ou focalisantes, dites aussi à alimentation indirecte, offrent une structure d'alimentation plus simple (alimentation spatiale), ce qui réduit la complexité de fabrication, et une plus grande liberté de conception quant à la possibilité d'utiliser des solutions à double bande. Compatibles avec le dépointage de faisceau, ces solutions sont également de bonnes candidates pour les antennes directives, transformant une onde sphérique provenant de la source primaire (source focale), en une onde plane. La simplicité de leur structure d'alimentation permet le contrôle du niveau des lobes latéraux ainsi que le processus de dépointage du faisceau, par le simple déplacement de la source focale dans des directions latérales. Pour un dépointage actif de faisceau, des solutions de commutation de faisceau peuvent être déployées, mais ces solutions nécessitent un réseau focal avec des circuits RF. Leur principal inconvénient est leur facteur de forme important, en raison de la distance focale nécessaire entre la source primaire de l'antenne et son plan d'ouverture opérant la correction de phase [54].

Dans cette section, quatre principales solutions d'antennes quasi-optiques sont analysées, à savoir : les antennes à lentille et les réseaux transmetteurs qui focalisent en transmission, et les antennes paraboliques et les réseaux réflecteurs qui focalisent à la réflexion. Un bilan comparatif des performances est dressé en conclusion.

2.3.1. Les antennes lentilles

Les antennes lentilles sont utilisées dans les liaisons hertziennes depuis des décennies, mais pas d'avantage en raison de leur taille et poids volumineux et des pertes diélectriques importantes, même aux fréquences plutôt basses. De nos jours, nous constatons un regain d'intérêt pour les lentilles diélectriques, notamment en raison du nombre croissant d'applications en bandes millimétrique, jusqu'aux fréquences THz, avec des dimensions acceptables, offrant des diagrammes de rayonnement très directifs et des faibles lobes secondaires.

Ce type d'antenne est principalement utilisé pour collimater l'énergie divergente incidente afin de l'empêcher de se répandre dans des directions indésirables, et son alimentation en transmission permet d'éviter le phénomène de masquage. En façonnant correctement la configuration géométrique et en choisissant le matériau approprié de la lentille, celle-ci peut transformer diverses formes d'énergie divergente en ondes planes. Comme présenté dans la Figure 33, la lentille transfère les fronts d'onde sphériques émis par la source focale aux fronts d'onde plans en corrigeant leurs différences de phase en transmission, et réciproquement en réception [55].

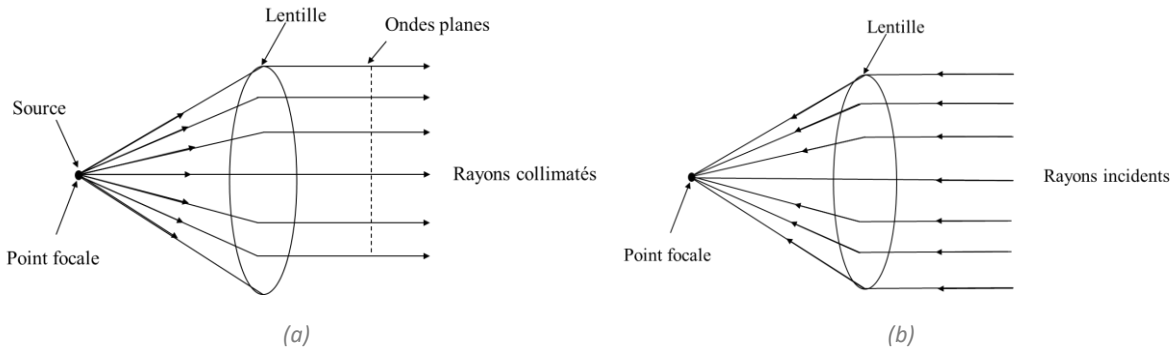


Figure 33 : Fonctionnement de l'antenne lentille ; (a) Antenne lentille en mode émission (b) Antenne lentille en mode de réception.

Le matériau de la lentille est soit diélectrique, soit métallique. La principale différence entre ces deux matériaux réside dans la manière dont ils corrigent la différence de phase entre les rayons incidents du front d'onde sphérique, à savoir :

- La lentille diélectrique retarde les rayons électromagnétiques sortants plus en avance (autour de l'axe de propagation) et les collimate vers une one plane,
- La lentille métallique convertit les fronts d'onde sphériques en fronts d'onde plans en attribuant ponctuellement des déphasages à chaque motif rayonnant selon la même loi de déphase.

Les antennes lentilles peuvent être classées selon le matériau avec lequel elles sont construites ou selon leur forme géométrique. Ici nous les distinguons selon les matériaux, la lentille étant constituée de matériaux homogènes ou non homogènes [56] :

- les lentilles en matériau homogène peuvent avoir différents profils canoniques : sphérique [57], hémisphérique étendu [58]–[60], elliptique [61] ou profilé [62]–[65].
- les lentilles en matériau non homogène correspondent aux plaques de zone de Fresnel (FZP) [66] et aux lentilles de Luneburg [67]–[69], pouvant intégrer plusieurs matériaux avec des indices de réfraction différents.

La variation de l'indice de réfraction est obtenue en utilisant le même matériau, mais avec un profil correctement modifié (par exemple des lentilles FZP ondulées). Dans ce qui suit, différents types de lentilles homogènes et non homogènes sont présentés avec plus de détails.

La Figure 34 illustre différentes formes de lentilles sphériques homogènes en fonction de l'indice de réfraction *n*, afin d'obtenir les caractéristiques de rayonnement souhaitées pour lu une application particulière [41]. En fonction de leur indice de réfraction *n*, une lentille peut être concave (n <1) ou convexe (n>1) [70].

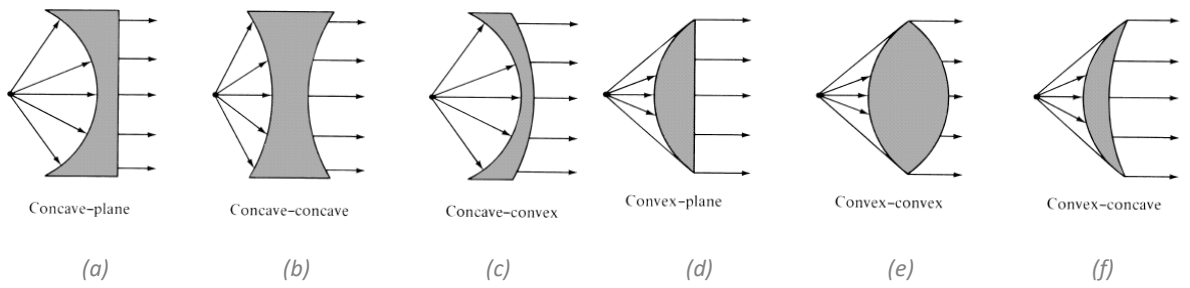


Figure 34 : Différents types de lentilles diélectriques (a) (b) (c) : lentilles concaves n<1 ; (d) (e) (f): lentilles convexes n>1 [70].

Les lentilles ayant une courbure simple peuvent être épaisses, et donc excessivement volumineuses. De plus, les ondes traversant les parties les plus épaisses de la lentille peuvent subir une perte de puissance considérable, car la structure ou le matériau de la lentille peut être dissipatif. Pour compenser ces effets, les surfaces des lentilles peuvent être « zonées », comme nous montre la Figure 35 . C'est-à-dire qu'à des distances définies du centre de la lentille, la surface est « étagée » de sorte que son épaisseur totale est réduite. La profondeur de chaque marche est telle que les rayons traversant la lentille de chaque côté de la marche ont des longueurs de trajet qui diffèrent d'une longueur d'onde complète ; ils sont donc en phase. Le front d'onde issu de la lentille est donc le même que si le zonage n'était pas utilisé.

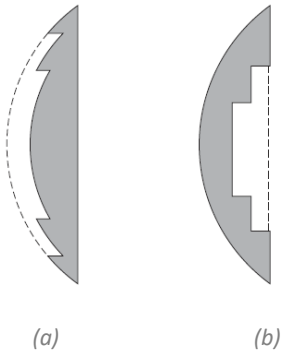


Figure 35 : (a) Surface courbe zonée, (b) Surface plane zonée.

Les antennes lentilles ont certaines limites en raison de leur nature [71]. L'une de ces limitations est l'aberration, due principalement aux imperfections de la conception, se traduisant par plusieurs points focaux entraînant une augmentation des niveaux des lobes latéraux et une diminution de la directivité de l'antenne. Ces aberrations sont soit indépendantes de la fréquence (monochromatique dues à la forme sphérique de la lentille ou à une asymétrie dans la forme de la lentille) soit dépendantes de la fréquence (chromatique, se traduisant par différents foyers en fonction de la fréquence). Une autre limitation des lentilles concerne les réflexions entre les transitions matérielles, telles que les transitions air-diélectrique et diélectrique-diélectrique. Ces réflexions deviennent plus importantes lorsque la différence d'indice de réfraction des matériaux est plus grande. Pour une incidence normale, la solution typique pour réduire ces réflexions consiste à utiliser des couches de correspondance entre deux matériaux.

L'une des approches les plus prospectives pour une antenne homogène à ondes millimétriques à gain élevé est l'antenne lentille intégrée, ou ILA pour « integrated lens antenna » [66–68]. Typiquement, l'ILA se compose d'une lentille diélectrique homogène de forme elliptique, ou quasi-elliptique, et d'une alimentation primaire intégrée sur son plan focal arrière. Le principal avantage des ILA est la possibilité de fonctionner soit avec des sources primaires basées sur des guides d'ondes [75], soit avec des sources planaires [76]. Cela simplifie l'intégration avec les circuits intégrés radiofréquence RFIC, pour « radio-frequency integrated circuit ». Le fonctionnement à double polarisation peut être réalisé dans une ILA avec la mise en œuvre de l'alimentation appropriée, basée par exemple sur une conception d'un patch couplé ACMA, pour « Aperture Coupled Microstrip Antenna Array » à large bande [77], ou d'un réseau de patchs ACMA [78].

A titre d'exemple, les auteurs de [79] proposent une ILA en bande E avec la fonction de dépointage du faisceau (Figure 36). L'antenne proposée est basée sur une combinaison d'un dispositif d'alimentation en guide d'ondes et d'une lentille diélectrique semi-elliptique de 120 mm de diamètre. Le premier possède un port d'entrée WR-12 et quatre ports de sortie WR-12 à commutation électronique, basé sur un commutateur MMIC SP4T monté sur un circuit imprimé avec des transitions guide d'ondes. Le système d'alimentation est connecté à un réseau de quatre éléments d'alimentation de guide d'ondes rectangulaires disposés linéairement, et utilisés pour éclairer efficacement la lentille. Les résultats des mesures du système d'alimentation fabriqué montrent que le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -8 dB dans toute la bande de fréquences 71-86 GHz. La valeur de gain mesurée de l'antenne dépasse les 38 dBi à la fréquence centrale de la bande de fréquences considérée. Les largeurs d'ouverture de faisceau à mi-puissance pour tous les faisceaux sont comprises entre 1,7° et 1,9°, le niveau de chevauchement

des faisceaux étant d'environ -3 dB, ce qui fournit une plage de balayage du faisceau sur ± 3,4°, comme l'indiquent les diagrammes de rayonnement à 71 GHz et à 86 GHz en Figure 36 (c) et (d).

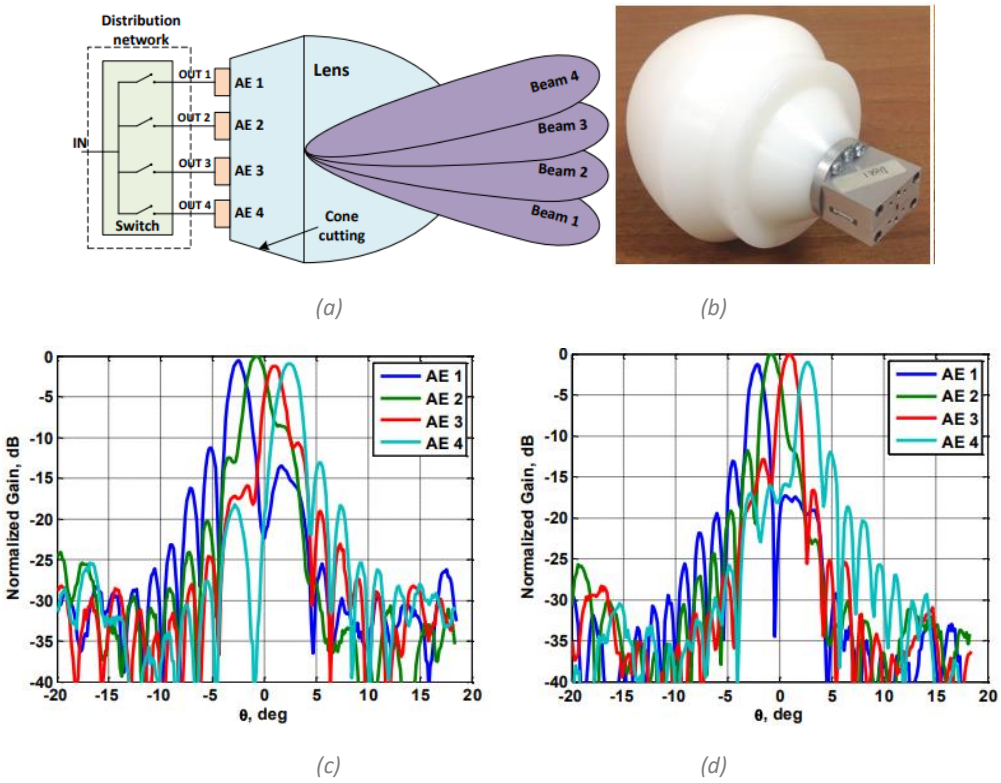


Figure 36 : Exemple d'antenne à lentille homogène développée pour la bande E (71-76/81-86 GHz) ;(a) Structure de la lentille ; (b) vue du prototype ; diagrammes de rayonnement à (c) 71 GHz, (d) 86 GHz [79].

Par ailleurs, les lentilles non homogènes ont récemment attiré beaucoup d'attention, principalement en raison de leur comportement à large bande, de leur gain élevé et surtout de leur capacité à former plusieurs faisceaux [80].

Parmi les lentilles non homogènes, nous pouvons citer les lentilles à profils classiques (sphériques ou hémisphériques) dont l'indice de réfraction varie du centre à la surface de la lentille selon un indice de réfraction radial. Les antennes les plus connues sont les lentilles de Luneburg [81] et de Maxwell fish-eye [82]. Il convient de noter que dans ces deux lentilles, présentées dans la Figure 37, une diminution de leur permittivité diélectrique s'opère du centre au bord de la lentille.

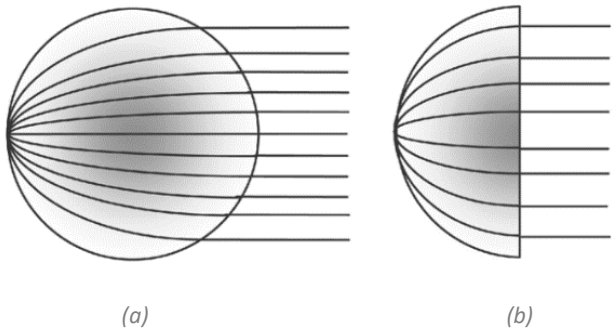


Figure 37 : Tracé de rayon d'une onde plane entrante pour illustrer les propriétés de focalisation à l'intérieur ; (a) : lentille de Luneburg ; (b) : lentille « fish-eye » de Maxwell.

Contrairement aux lentilles à profils classiques, la compensation de phase est effectuée de manière discrète, avec des zones constituées de sillons creusés dans une tranche de matériau diélectrique à l'aide d'une antenne plate, la lentille de Fresnel à Zone Plate « FZP » [66]. L'antenne lentille FZP peut être soit mono-matériau, où son indice de réfraction est modifié localement en modifiant correctement son profil, soit multi-matériaux, où différents matériaux avec différents indices de réfraction sont assemblés [83]. Cette antenne possède ainsi l'avantage d'être une structure plate à deux dimensions, avec une faible épaisseur, légère et facile à fabriquer, par rapport à la lentille de réfraction volumineuse, même si la première possède une bande passante plus importante.

Les auteurs de [84] proposent une lentille à gradient d'indice mince en bande Q. Comme le montre la Figure 38, la lentille proposée est beaucoup plus compacte par rapport aux lentilles hyperboliques volumineuses typiques. Ce concept consiste en une lentille hybride sub-λ, basée sur des lentilles de zone de Fresnel, où l'indice de réfraction de la lentille est modifié en faisant varier spatialement les fractions dans le matériau de la lentille. Cette antenne à lentille est excitée à l'aide d'un réseau de 2 x 2 patchs, et offre une bande passante de 10 % à -3 dB de gain, avec une valeur de gain isotrope mesurée maximale de 32,8 dBi, avec un diamètre de 150 mm (20 λ) et une distance focale de 80 mm (11 λ), offrant un rapport focal/diamètre (F/D) de 0,53. Il a été démontré que le principal inconvénient des lentilles à indice gradué mince est une bande passante plus étroite par rapport aux lentilles homogènes volumineux typiques.

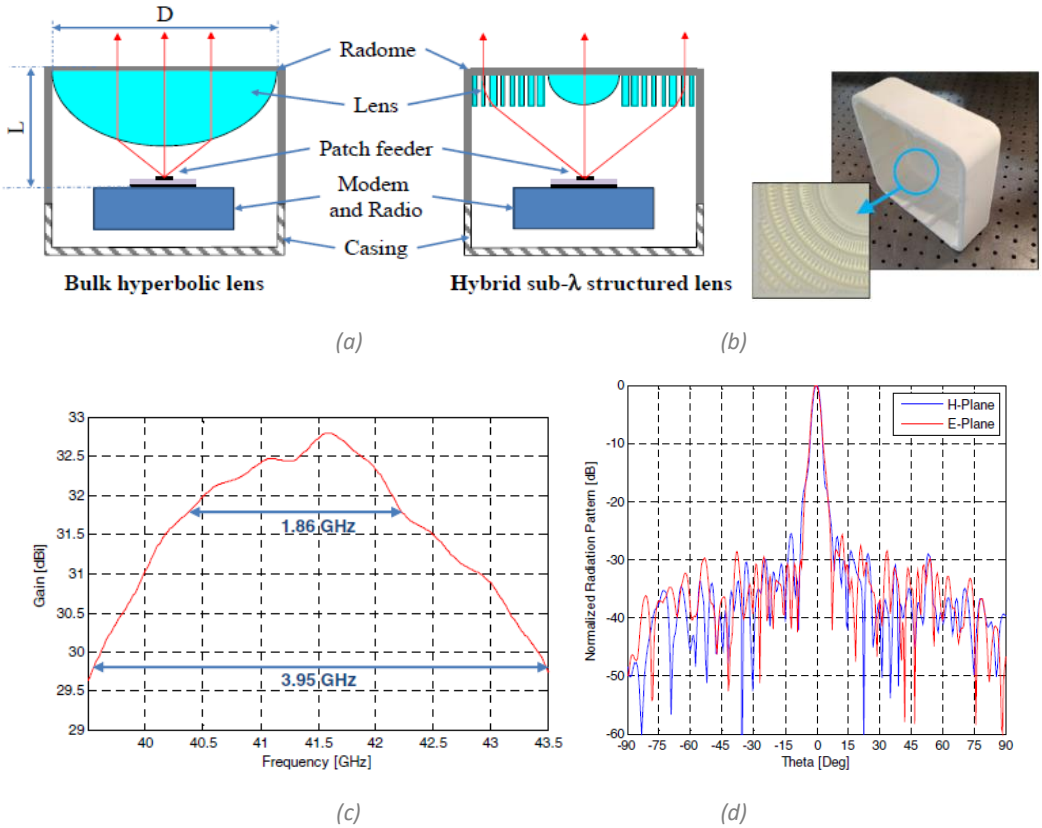


Figure 38 : Antenne lentille en bande Q; (a) Architecture hyperbolique classique (gauche) à structures de sous-longueurs d'onde hybrides(droite), (b) Lentille intégré dans le radome,(c) gain mesuré en fonction de la fréquence, (d) Diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans E et H à 41.5 GHz [84].

Une antenne lentille FZP pliée et rainurée compacte est proposée en bande V [2] (Figure 39), en se basant sur une lentille de Fresnel inspirée de la topologie des réseaux réflecteurs repliés

[85]. L'objectif principal de cette architecture est la réduction de la distance focale et donc de l'épaisseur totale d'une antenne à lentille de Fresnel. L'antenne présentée dans ces travaux possède un diamètre de 24,8 λ (124 mm) et une épaisseur de 9 λ (F/D = 0,22), composée de quatre parties : une source focale, un polariseur, un twist-réflecteur et une lentille de Fresnel.

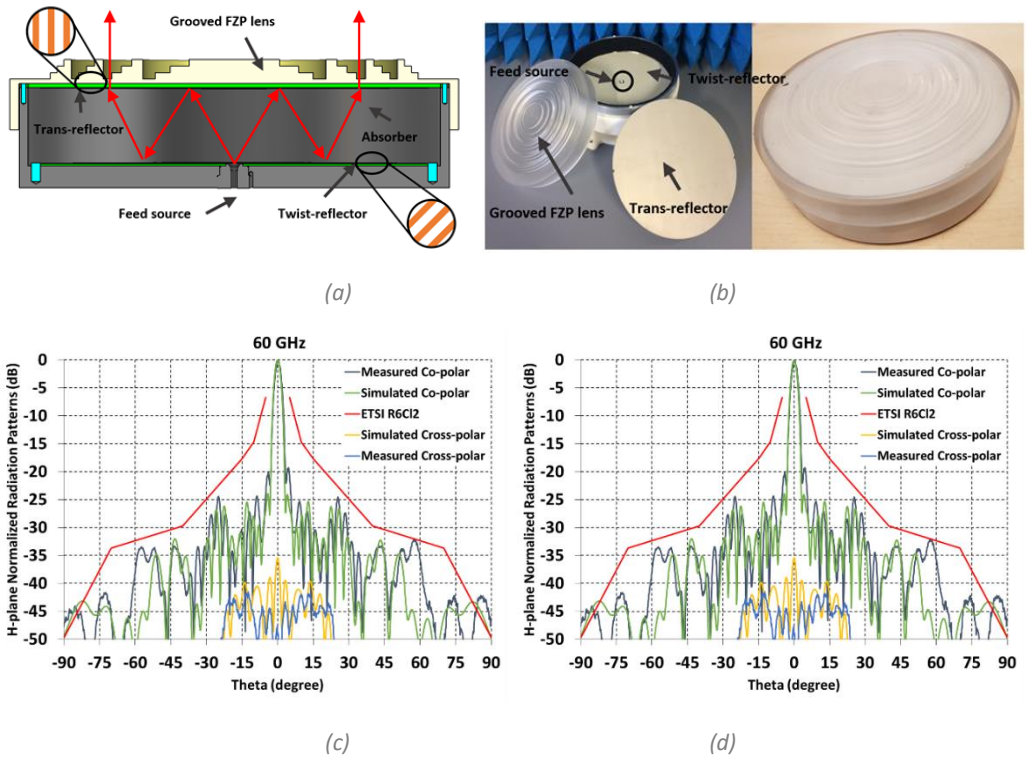


Figure 39 : Antenne F-GFL (Folded Grooved Fresnel Lens) fonctionnant en bande V ; (a) Structure et fonctionnement de l'antenne, (b) Prototype fabriquée , Diagramme de rayonnement normalisées dans les plans (c)E et (d) H [2].

Cette architecture permet théoriquement de diviser par 3 l'épaisseur d'une antenne de même diamètre composée uniquement de la lentille de Fresnel et de la source focale. Les résultats expérimentaux de caractérisation de l'antenne en rayonnement (Figure 39(c) et (d)) démontrent une conformité aux normes ETSI (classe 2), avec un gain de 32,7 dBi à 62 GHz, correspondant à une efficacité d'ouverture de 30% et une efficacité de rayonnement de 52,8%, et avec une variation de 2 dB sur la bande 57 – 64 GHz.

Nonobstant ses bonnes performances, la présence d'une grille polarisante bloque l'une des polarisations orthogonales, et par conséquent une solution pliée à double polarisation reste impossible.

2.3.2. Réseaux transmetteurs « Transmitarrays »

Les fonctionnalités des réseaux d'antennes transmetteurs, ou TA, de l'anglais « Transmit Arrays », sont similaires à celles des antennes à lentille plane, où un champ rayonné d'une source focale est focalisé en transmission. Ils constituent l'un des domaines les plus attrayants en termes d'antennes à gain élevé, grâce aux nombreux avantages qu'ils offrent : gain et

efficacité élevé en rayonnement, flexibilité des caractéristiques de rayonnement, « low-profil » en anglais, léger, et fabrication PCB simple. Une loi de phase, et éventuellement d'amplitude, est générée sur la faible épaisseur du réseau transmetteur, afin de transformer les champs incidents en un front d'onde désiré. Les TAs sont donc composés de plusieurs éléments discrets appelés cellules unitaires, éclairées par une ou plusieurs sources focales. Elles sont généralement de forme carrée, de taille $\lambda_0/2$ et permettent par leur nombre, leur répartition et leur réponse en phase et en amplitude de contrôler la distribution du champ rayonné. La Figure 40 présente le principe d'un TA [86], où la plaque du réseau de transmission est constituée de réseaux planaires des deux côtés de la plaque, à savoir la couche de réception et la couche de transmission. Le champ rayonné de la source primaire en provenance du point focal est reçu par la couche réceptrice, puis transmis à la couche émettrice via des déphaseurs, passifs ou actifs. Ces déphaseurs sont conçus pour convertir le front de phase sphérique de l'alimentation en une onde plane.

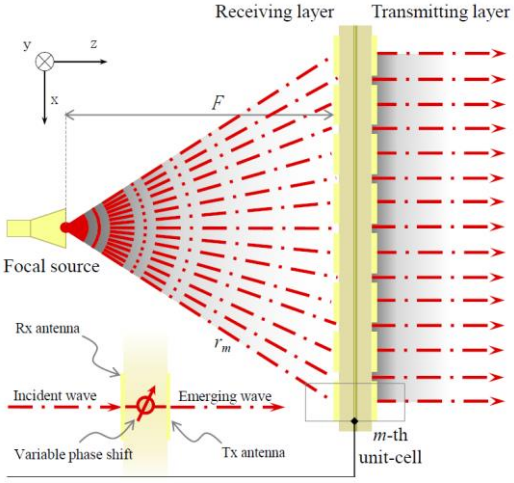


Figure 40 : Principe d'un réseau transmetteur [86].

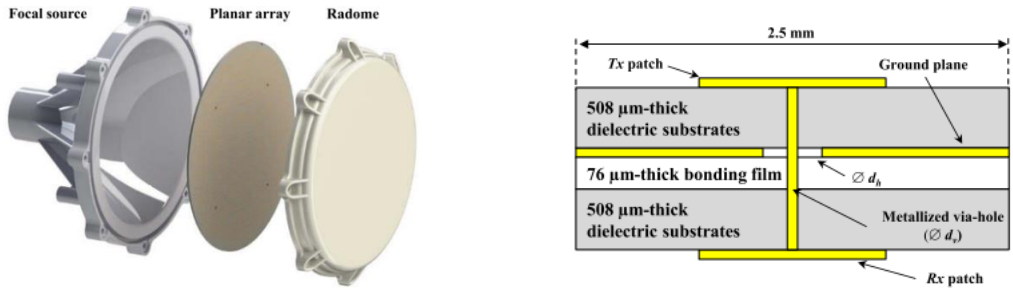
Comme d'autres structures de réseau d'antennes, les TAs offrent également d'excellentes propriétés de polarisation, à savoir une capacité à générer une polarisation linéaire ou circulaire avec une très faible polarisation croisée. Ils sont le plus souvent mis en œuvre par des technologies de circuits imprimés standards, qui peuvent être planaires, conformées ou flexibles, afin de garantir des coûts de fabrication faibles en grand volume, avec une bonne reproductibilité.

Un autre avantage des TAs par rapport aux solutions d'antennes quasi-optiques, est la fonction d'orientation du faisceau, en intégrant des déphaseurs variables sur la plaque du TA [87]. Il existe en effet plusieurs techniques pour obtenir un réseau de transmission orientable par faisceau reconfigurable, telles que la mise en œuvre d'un dispositif actif sur les éléments permettant un contrôle électronique (commutateurs, varactors, déphaseurs) ou l'utilisation de matériaux accordables [88]–[93]. Les principales préoccupations liées à l'utilisation de dispositifs actifs ou de matériaux accordables sont leurs pertes RF, la complexité de fabrication et le coût de ces structures, notamment aux fréquences millimétriques.

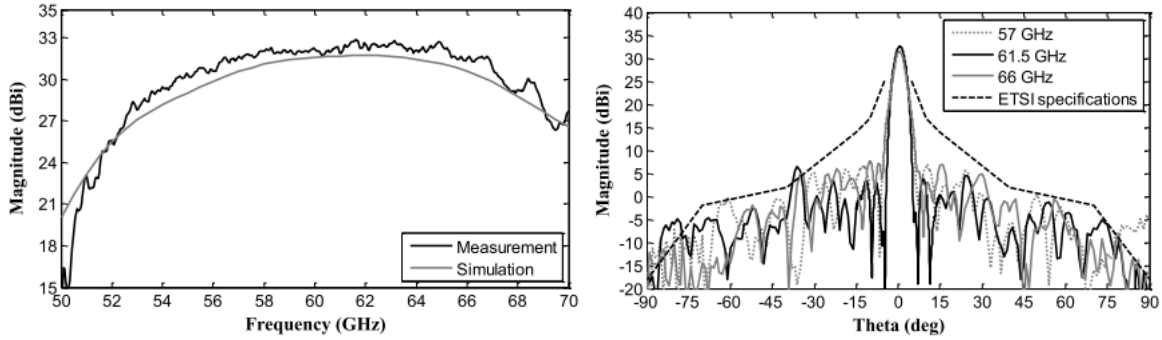
Les antennes « Transmitarray » sont des solutions intéressantes pour de nombreuses applications actuelles ou émergentes telles que :

- Les liaisons hertziennes point-à-point dans les réseaux de télécommunication en bande millimétrique (bandes E, W, D), où une capacité de transmission très élevée est nécessaire. Des niveaux de gain typiques de supérieur à 30 dBi sont requis.
- Les points d'accès des futurs réseaux mobiles 5G urbains, fournissant des accès radio en ondes millimétriques autour des 28 GHz ; ces systèmes nécessiteront des antennes compactes et économiques, avec des capacités d'orientation de faisceau sur un large secteur angulaire, de multifaisceaux, ou de formation de faisceau, avec des niveaux de gain de l'ordre de 20 à 25 dBi.
- Les communications par satellite dans les bandes Ku-Ka, en particulier au niveau des terminaux mobiles (véhicules) ou portables, avec des structures légères, compactes et peu coûteuses.
- Les radars automobiles : aujourd'hui, une variété de radars à courte ou longue portée en bande E équipe les véhicules modernes pour la sécurité (anti-crash), pour le confort (auto-cruise) ou pour la conduite autonome. Des capacités de balayage de faisceau large ou étroit sont nécessaires en fonction de l'application.
- Les applications d'imagerie et de sécurité où l'utilisation de bandes de fréquences millimétriques, de plus en plus populaire pour l'imagerie (filtrage de sécurité dans les transports publics), la surveillance (radars) et le contrôle industriel.

La Figure 41 présente un TA conçu à 60 GHz pour l'application dans le réseau « Backhaul » [94]. Un empilement de 1,14 mm d'épaisseur, formé de trois couches métalliques sur un substrat PCB a été utilisé. Le gain maximal est de 32.5 dBi à 61.5 GHz, avec une bande passante de gain de 15.4 % (57 – 66.5 GHz), une efficacité totale de rayonnement de 42.7 % et avec un rapport F/D de 0,7. Les diagrammes de rayonnement sont conformes avec l'ETSI classe 2. Le TA conçu est circulaire, avec un diamètre de 100 mm, ce qui correspond à 20.5 λ_0, contenant 1264 cellules unitaires, et est fabriqué en technologie PCB standard.



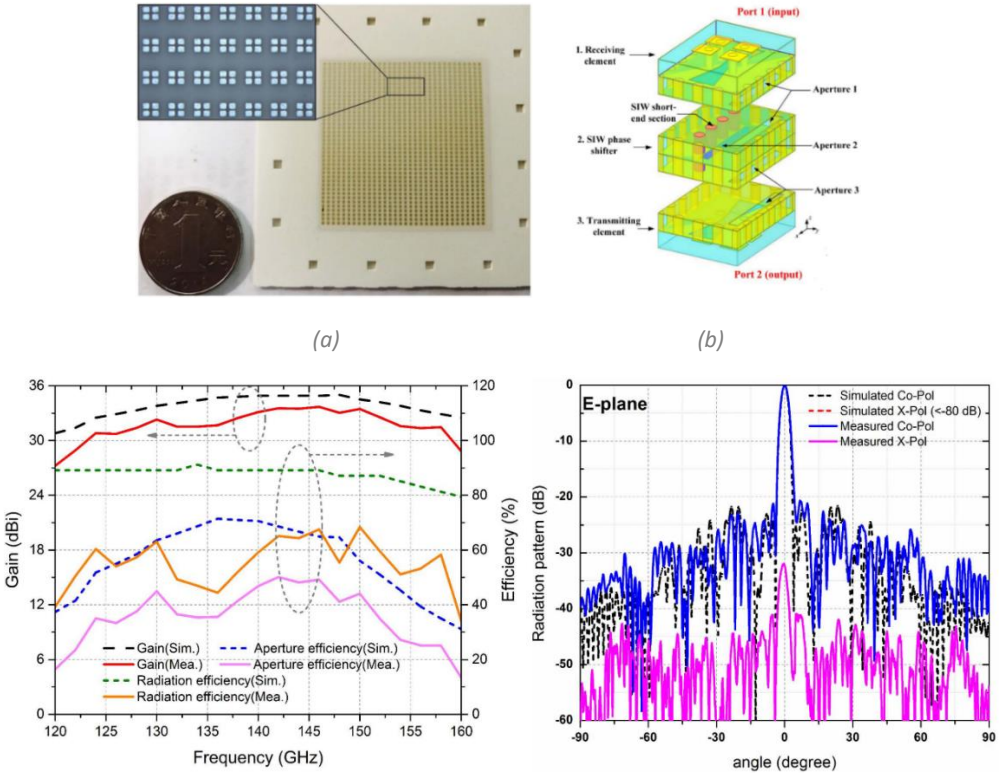
(a) (b)



(c) (d)

Figure 41 : Réseau transmetteur conçu en bande V ; (a) Prototype fabriqué, (b) Structure de la cellule unitaire, (c) Gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence, (d) diagrammes de rayonnement aux fréquences 57, 61.5 et 66 GHz [94].

Un autre réseau transmetteur en bande D a été conçu et fabriqué en technologie LTCC, pour « Low temperature co-fired ceramic » dans [95]. Il est composé de cellules de 470 µm d'épaisseur conçu sur 6 couches métalliques empilées sur un substrat LTCC de type Ferro A6-M (ε_r = 6 et tanδ = 0,002). Cette cellule unitaire est utilisée pour concevoir un TA de 1280 éléments sur une ouverture de 4 × 4 cm. Le gain maximal mesuré du prototype TA est de 33,45 dBi à 150 GHz, avec une efficacité d'ouverture de 44 %, et la bande passante mesurée est de 124 à 158 GHz (24,3 %) à -3 dB de gain. Il possède de bonnes performances en rayonnement avec un niveau des lobes secondaires inférieur à -21 dB, et le niveau de polarisation croisée reste inférieur à -31 dB, voir Figure 42.



(a) (b)

(c) (d)

Figure 42 : vue du réseau transmetteur en bande D ; (a) Prototype fabriqué, (b) Structure de la cellule unitaire, (c) Gain et efficacité (simu/mesure) en fonction de la fréquence, (d) diagrammes de rayonnement simulés et mesurés [95].

Pour conclure, le principal avantage des antennes réseaux transmetteurs, par rapport à d'autres solutions d'antennes quasi-optiques telles que les antennes à lentilles typiques, sont qu'elles offrent différentes options pour obtenir une direction électronique du faisceau, avec des bonnes performances rayonnement pour un faible cout de fabrication grâce aux technologies PCB.

2.3.3. Les antennes paraboliques

Les antennes paraboliques, ou antennes à réflecteur, ont été introduites pour la première fois par Henrich Hertz en 1888. Leur rôle est de focaliser le champ rayonné par la source focale en corrigeant sa phase en réflexion, contrairement aux antennes lentilles et réseaux transmetteurs. Comme présenté dans la Figure 43, en fonction de la position de la source focale, nous pouvons avoir différents types d'antennes paraboliques selon le type et le nombre de réflecteurs. La source primaire peut être constituée de différents types d'antennes, mais dans la grande majorité des cas les antennes cornets sont privilégiées.

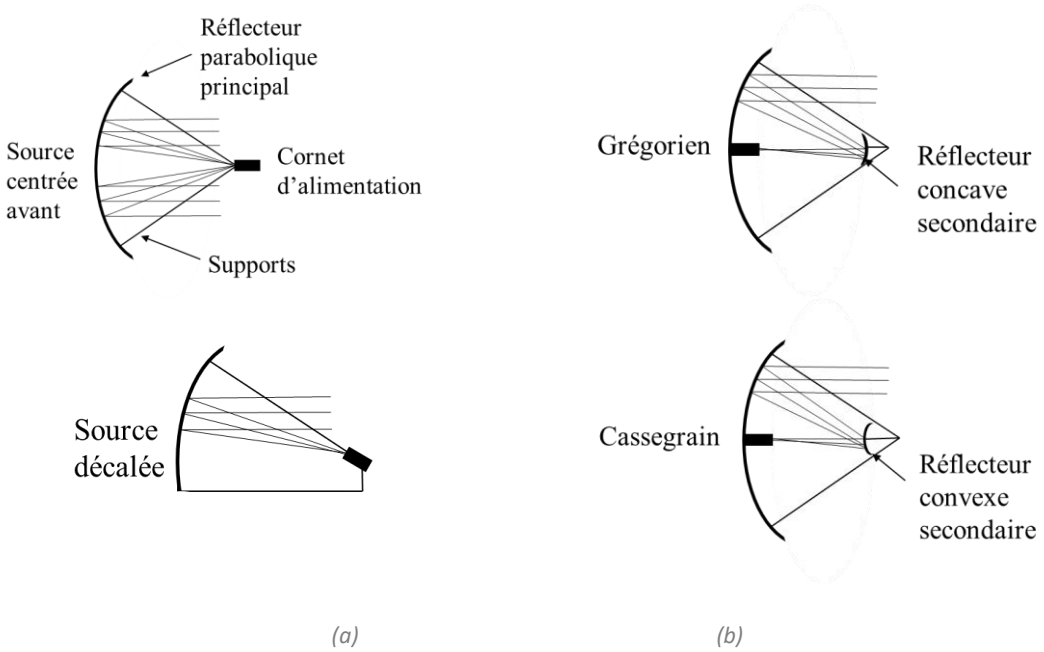


Figure 43 : Antennes paraboliques(a) à réflecteur simple centré et décalée (b) à double réflecteur Grégorien et Cassegrain.

Les antennes à simple réflecteur (Figure 43(a)), sont les systèmes rayonnants les plus répandus, constituées d'un seul réflecteur éclairé par une antenne source primaire [96]. Pour les réflecteurs ou la source est placée dans l'axe du lobe de l'antenne, dite à source centrée [97]), cela se traduit par un masque pour les ondes et un impact sur leur rendement, donc un gain global de l'antenne diminué. Ce type de montage est utilisé de préférence pour les grandes ouverture rayonnantes, l'ombre de la source et des bras supports étant relativement négligeable.

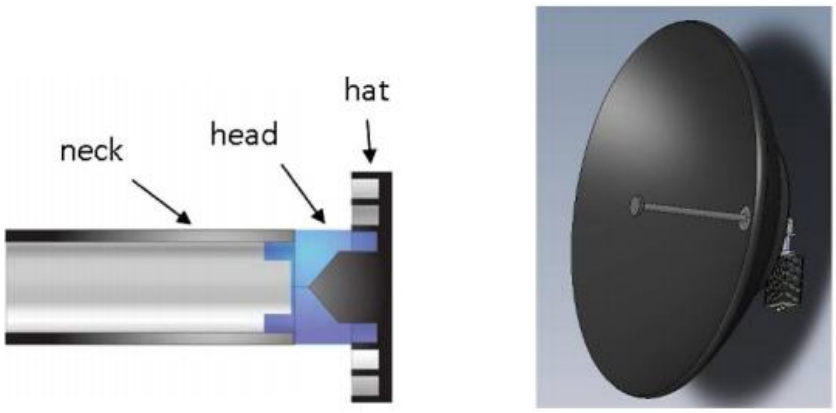
Le positionnement et l'angle d'éclairage de la source sont des paramètres essentiels car ils influent sur les performances du rayonnement et sur le niveau des pertes par débordement, ou « Spill over ». Pour ne pas dégrader l'efficacité de rayonnement, nous pouvons utiliser les réflecteurs à source décalée [98] où la source est décentrée, ce qui améliore nettement le

rendement (pas d'effet de masque). Pour un contrôle actif de la direction du faisceau, des solutions de commutation de faisceau peuvent être déployées, mais celles-ci nécessitent une illumination spécifique qui peut intégrer des circuits RF, parfois accompagnée de parties électromécaniques (moteurs, câblages, supports…), ce qui va accroitre l'effet de masquage de la source primaire.

Les antennes employant deux réflecteurs (Figure 43(b)), du type Cassegrain [99] ou Grégorien [100], ont l'avantage de réduire la dimension axiale de la structure pour une même distance focale. Une antenne est dite Cassegrain lorsque le sous-réflecteur est hyperbolique, et Grégorienne lorsque le sous-réflecteur est elliptique. Le réflecteur peut aussi être matérialisé par un réseau réflecteur plat, ou FLAPS, pour «Flat Parabolic Surface » [101], ou d'une surface sélective et fréquence, ou FSS, pour « Selective Frequency Surface » [102], ou encore une grille polarisante, comme dans le cas de la lentille repliée.

En général les antennes paraboliques offrent de très forts gains isotropes, pouvant aisément atteindre 50 dBi, calculé selon la méthode de l'ouverture équivalente, et une efficacité très élevée en raison de leurs très faibles pertes de rayonnement, permettant ainsi des communications de plus longue portée, avec des faisceaux très fins. Un bon découplage de polarisation et une large bande passante sont également possibles avec ce type d'antenne. Le réflecteur parabolique est également une solution efficace pour les applications en bande millimétrique et submillimétrique, face aux antennes du type réseaux imprimées où les pertes diélectriques deviennent très importantes, détériorant leurs performances.

Afin de limiter les effets de masque, des antennes à double réflecteur à guide d'ondes autoportant sont utilisées où aucun support n'est nécessaire pour soutenir l'alimentation. Cette idée a pour but d'éviter le blocage du support de maintien du Sub-rélecteur avait déjà été proposée par Cutler dans les années 1940 [103]. Plus tard, en 1987, une nouvelle alimentation autonome, appelée alimentation en forme de chapeau, ou « hat-feed », a été proposée par Kildal [104]. Ce type d'alimentation utilise une surface de bord ondulée, supportée par un corps diélectrique, réduisant le niveau de polarisation croisée, comme le montre la Figure 44 [105].



(a) (b)

Figure 44 : Parabole à double réflecteur : (a) : source primaire ; (b) : antenne complète [105].

Sur la base de cette méthode, plusieurs types de sources primaires « hat-feed » ont été développés pour différentes applications, telles que l'alimentation anneau, ou « Ring feed »

[106], l'alimentation en coupelle, ou « Cup feed » [107], l'antenne d'alimentation en plaque d'éclaboussure, ou « splash plate feed » [108], [109] et l'alimentation « hat-feed » sans diélectrique pour réduire d'avantage le coût de fabrication [110].
La fonction d'interface diélectrique ne sert pas seulement à assembler le sous-réflecteur au guide d'ondes, mais aussi à adapter l'impédance de l'alimentation, en ajustant sa forme à l'intérieur du guide d'ondes d'alimentation. Cette alimentation adaptée compacte, dite « splash-plate feed », présente de nombreux avantages, tels qu'un faible niveau de polarisation croisée, des diagrammes de rayonnement similaires dans les plans E et H, des faibles lobes latéraux et un faible blocage. Dans la Figure 45, un exemple d'alimentation du type « splash-plate feed » est illustré, composée de trois parties : guide d'ondes circulaire, sous-réflecteur et interface diélectrique entre le guide d'ondes et le sous-réflecteur [111].

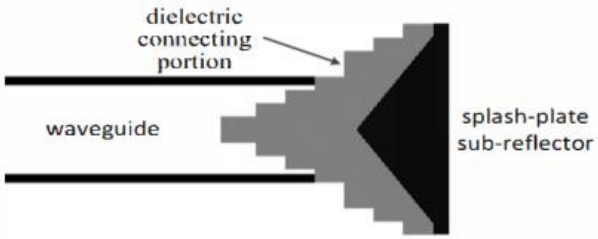


Figure 45 : Schéma d'une source primaire du type « splash-plate » [111].

Dans les antennes Cassegrain classiques, les ondes électromagnétiques réfléchies sur les zones centrales du sous-réflecteur sont renvoyées vers le milieu du réflecteur principal, réfléchie sur le réflecteur principal et retournée à nouveau au sous-réflecteur, qui réfléchit à son tour vers le guide d'ondes d'alimentation.

Pour éviter ce problème, les antennes à foyer annulaire, ou « ring focus » ont été développées [112]–[114], où les rayons réfléchis dans les zones centrales du sous-réflecteur sont renvoyés vers les bords du réflecteur principal, comme présenté dans la Figure 46. Dans ce cas, les dispositifs RF à l'intérieur du cylindre ne perturbent pas le trajet des rayons du signal.

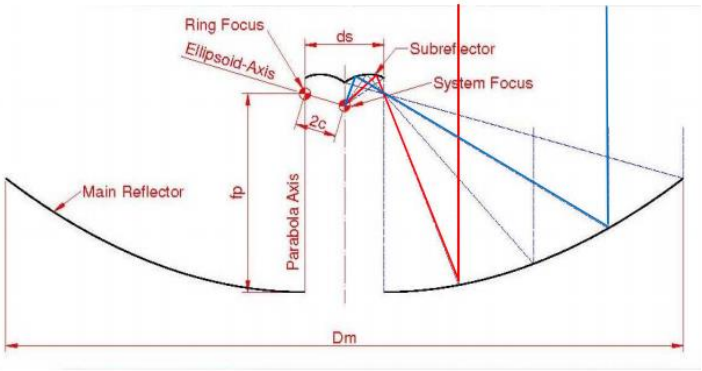


Figure 46 : schéma de l'antenne parabolique du type "ring focus" [112].

D'un point de vue industriel, les antennes paraboliques à alimentation « hat-feed » sont d'avantage utilisées pour les liaisons point-à-point fixes, où les forts gains et les faibles niveaux de lobes latéraux sont nécessaires. A titre d'exemple, la Figure 47(a) présente une antenne parabolique Cassegrain en bande E (71-86 GHz), développée par RFS [115]. La parabole possède un diamètre de 362 mm, offrant un gain supérieur à 43 dBi, avec une variation de 2 dB

sur toute la gamme de fréquences (voir Figure 47(b)), et avec des diagrammes de rayonnement compatibles avec la classe 3 ETSI (Figure 47 (c)).

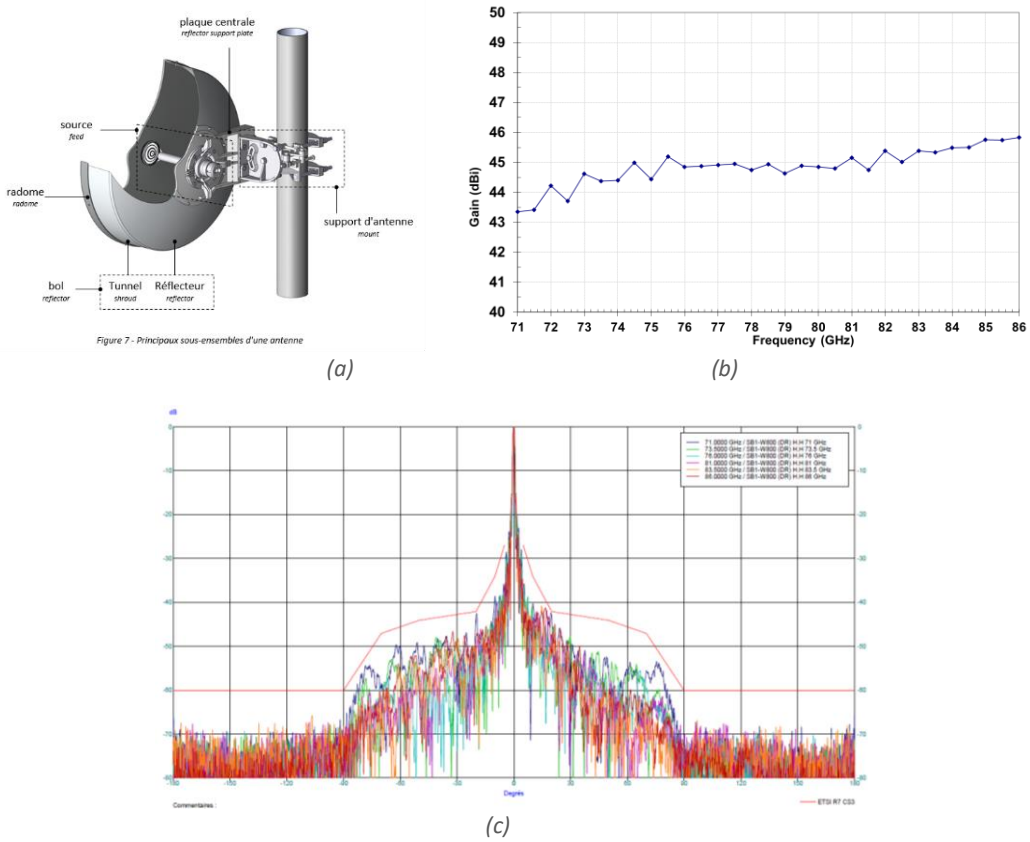


Figure 47 : Antenne parabolique en bande E développée par RFS : (a) : vue avec coupe ; (b) gain mesuré en bande E ; (c) diagrammes de rayonnement mesurés et gabarit [110].

Le réflecteur parabolique se présente ainsi comme une solution très efficace constituant encore la technologie d'antenne dominante pour le marché des liaisons hertziennes, notamment pour les applications en bande millimétrique et submillimétrique face aux réseaux d'antennes imprimées et aux solutions lentilles, impactés par leurs pertes diélectriques. Cependant, la réalisation des solutions compatible avec l'auto-alignement de faisceau, comme envisagé dans notre cahier de charges, s'avère difficile pour ce type de structure.

2.3.3.1. Conception et réalisation d'une antenne parabolique en bande D

Dans le cadre de cette thèse, une antenne parabolique en bande D a été développée dans le but de l'intégrer dans le catalogue de la société RFS.

a) La conception de l'antenne

Pour permettre d'aboutir rapidement aux résultats d'une antenne parabolique en bande D, le choix a été fait d'utiliser un réflecteur existant. En effet, RFS dispose dans son catalogue deux produits compactes, à faible facteur de forme, ou « SFA », de l'anglais « Small Factor Antenna », pour des liaisons « Backhaul » urbaines en bandes V (57-64 GHz) et E (71-86 GHz).

Le réflecteur parabolique utilisé a une forme quasi carrée, dans le but de bénéficier le plus possible de la surface d'un réflecteur dans le même encombrement visuel, voir surface verte dans la Figure 48 (a), avec un diamètre de 136 mm (diagonale de 151 mm), voir Figure 48(b), et un poids de 0,5 kg, facilitant l'installation, voir Figure 48(c).

La partie parabolique de l'antenne SFA est fabriquée en utilisant le moulage par injection plastique avec la technologie de métallisation, et le dispositif d'illumination, ou « feed », est fabriquée en utilisant la technologie d'usinage.

(a) (b) (c)

Figure 48 : antenne parabolique SFA ;(a) : surface de la SFA par rapport à une antenne parabolique circulaire ; (b) : vue 3D de l'antenne SFA pour les bandes de fréquences V et E ; (c) : antenne fixé sur un support de mât.

En bande V, l'antenne SFA offre un gain minimum de 31,5 dBi, les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont conformes à la classe 2 de l'ETSI. En bande E l'antenne SFA présente un gain minimum de 38 dBi et est conforme à la classe 3.

Le réflecteur de l'antenne SFA a ainsi été utilisé pour la mise au point d'une antenne parabolique en bande D, avec le nécessaire développement d'une nouvelle source primaire.

Le rapport du point focal sur le diamètre du réflecteur F/d est calculé par la formule suivant :

$$F = \frac{a^2}{4h} \qquad (2.2)$$

Avec :

h : hauteur de l'antenne parabolique, et

a : rayon dans le réflecteur circulaire.

La structure de l'antenne illustrée dans la Figure 49, a une diagonale de 151 mm et une profondeur h de 45 mm. La distance focale est de F = 31.3 mm soit un rapport F/d de 0.23, et un demi-angle d'illumination θ_0 de 100.6° selon l'équation suivante :

$$d = 4F\tan(\theta_0/2) \quad \rightarrow \quad \theta_0 = 2\arctan\left(\frac{d}{4F}\right) \tag{2.3}$$

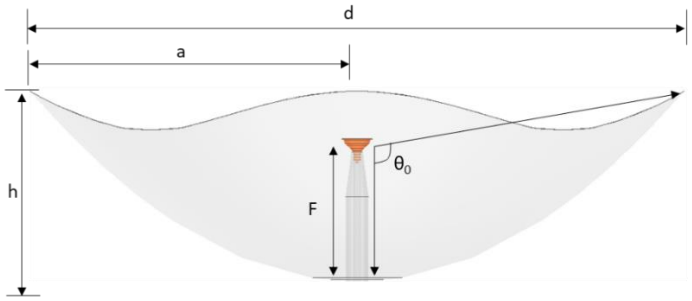


Figure 49 : Coupe transversale de l'antenne parabolique SFA.

Le « feed » est composé de trois parties : un guide d'ondes circulaire, un support diélectrique optimisé et un sous-réflecteur hyperbolique secondaire, présentés dans la Figure 50.

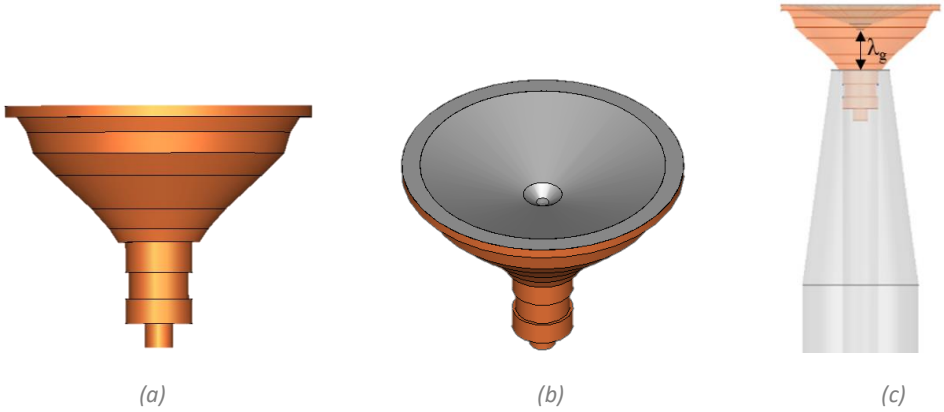


Figure 50 : Dispositif d'illumination (« feed ») de l'antenne parabolique SFA ; (a) : vue 2D du diélectrique ; (b) : vue 3D du diélectrique et du sous-réflecteur métallique ; (c) : vue de profil.

Le sous-réflecteur est éclairé par un guide d'ondes circulaire, dont le diamètre intérieur est dimensionné dans la bande D (130 – 174.8 GHz) pour propager le mode fondamentale TE_{11}.

Le diamètre intérieur du tube est calculé afin d'avoir une valeur de fréquence de coupure légèrement inférieure à la fréquence minimale. Pour a = 0.75 mm, fc_{11} = 117.2 GHz et fc_{21} = 194.4 GHz, soit un diamètre intérieur de 1.5 mm du guide d'ondes circulaire.

La profondeur du diélectrique est progressivement réduite des bords vers le milieu par une découpe conique, ce qui est bénéfique à l'élargissement du demi-angle d'éclairage. La distance entre le guide d'ondes et le sous-réflecteur est proche de λ_g où : $\lambda_g=\lambda_0/\sqrt{\varepsilon r}$, ε_r étant la constante diélectrique relative du diélectrique. En ajustant le profil de la partie extérieure du support diélectrique, le diagramme de rayonnement de l'antenne complète peut être optimisé. Cet

ajustement de la forme a été calculé suivant un algorithme d'optimisation, issu d'un compromis entre la qualité et facilité d'usinage, et les performances à obtenir.

En ajustant les paramètres de conception du support diélectrique, l'adaptation d'impédance peut également être obtenue dans toute la bande D, simulée avec le logiciel HFSS. La Figure 51 présente les coefficients de réflexion S_{11} simulés, montrant une bonne adaptation du « feed » conçu.

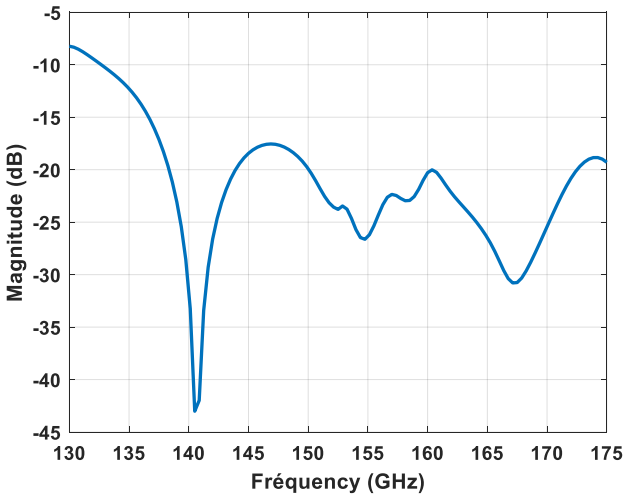


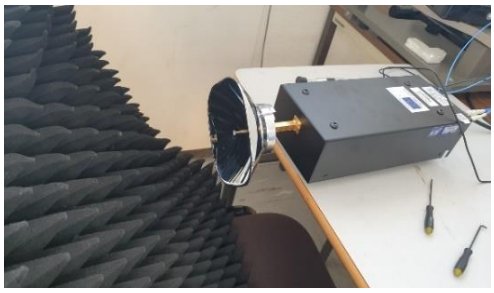
Figure 51 : Coefficient de réflexion simulé du feed de l'antenne parabolique SFA avec le logiciel HFSS.

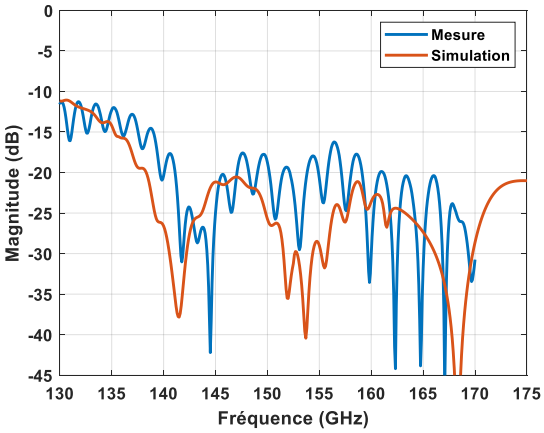
b) Réalisation et mesures

Sur la base des éléments obtenus ci-dessus, un exemplaire d'antenne SFA a été réalisé. Le guide d'ondes circulaire a été réalisé en laiton, et le support diélectrique en Polystirol (PS), avec une constante diélectrique relative estimée en bande D de 2,53. Le réflecteur principal est en nickel chrome, issu des produits SFA en bandes V et E, voir Figure 52.

Figure 52 : Prototype de l'antenne parabolique SFA en bande D ; (a) vue de l'antenne complète ; (b) support diélectrique.

La Figure 53 présente les résultats du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne complète simulés et mesurés à l'IETR avec un VNA (limitées à 170 GHz), présentant une valeur inférieure à -11 dB sur la totalité de la bande de fonctionnement, et inférieur à -16 dB dans la plage de fréquences de fonctionnement de 139-170 GHz.





(a) (b)

Figure 53 : Résultats des simulations et des mesures en réflexion de l'antenne parabolique SFA en bande D réalisées à l'IETR ; (a) : vue de l'antenne complète sur banc réflectométrique ; (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré.

Les performances de rayonnement d'antenne parabolique ont été caractérisées dans une chambre anéchoïque à l'aide d'un scanner en champ proche dans le laboratoire LEAT à Nice-Sophia Antipolis (Figure 54).

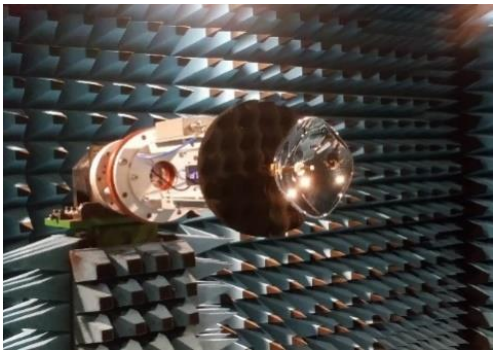
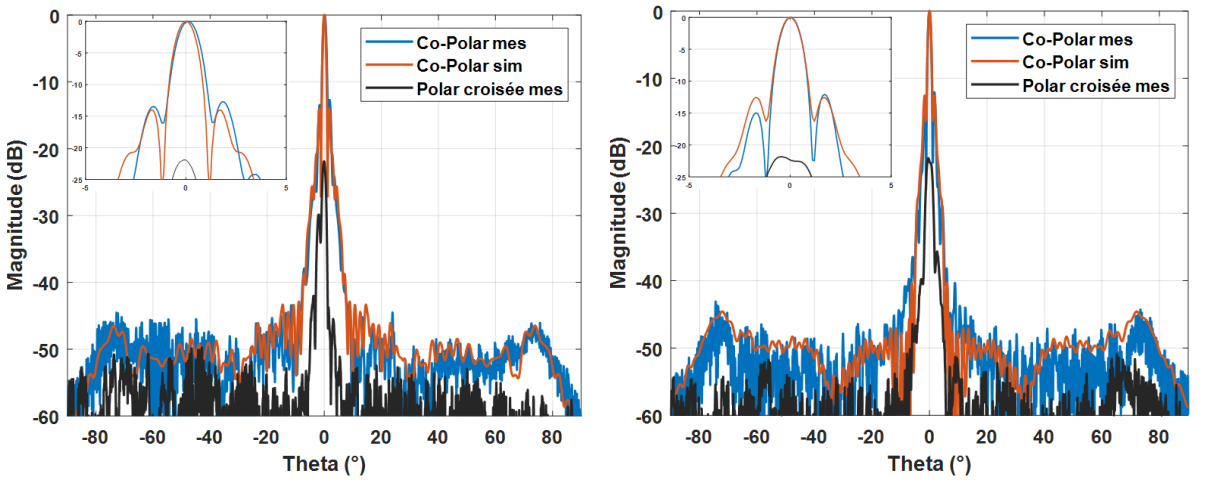
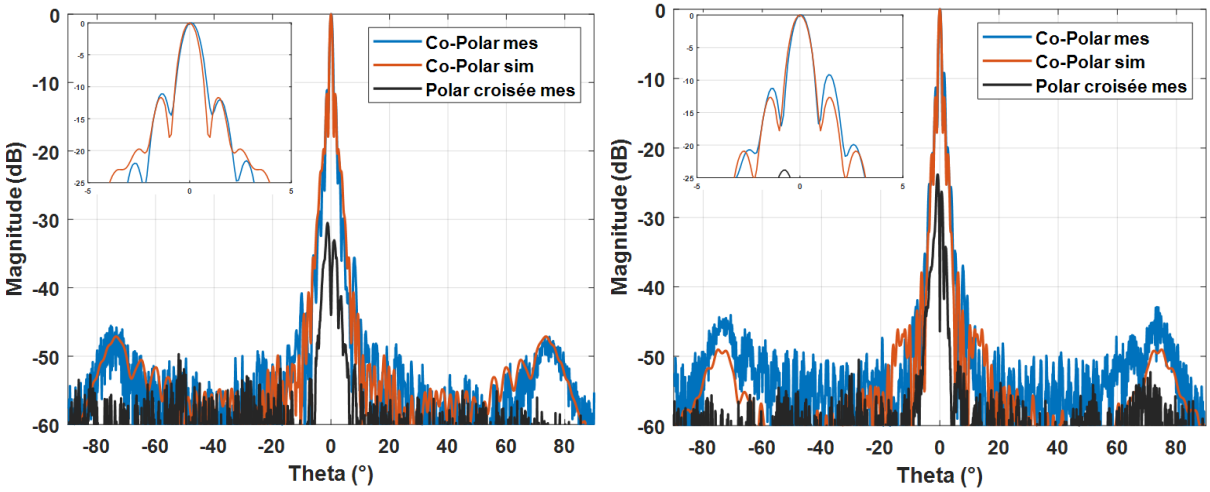


Figure 54 : Vue de l'antenne SFA en bande en chambre anéchoïde du LEAT.

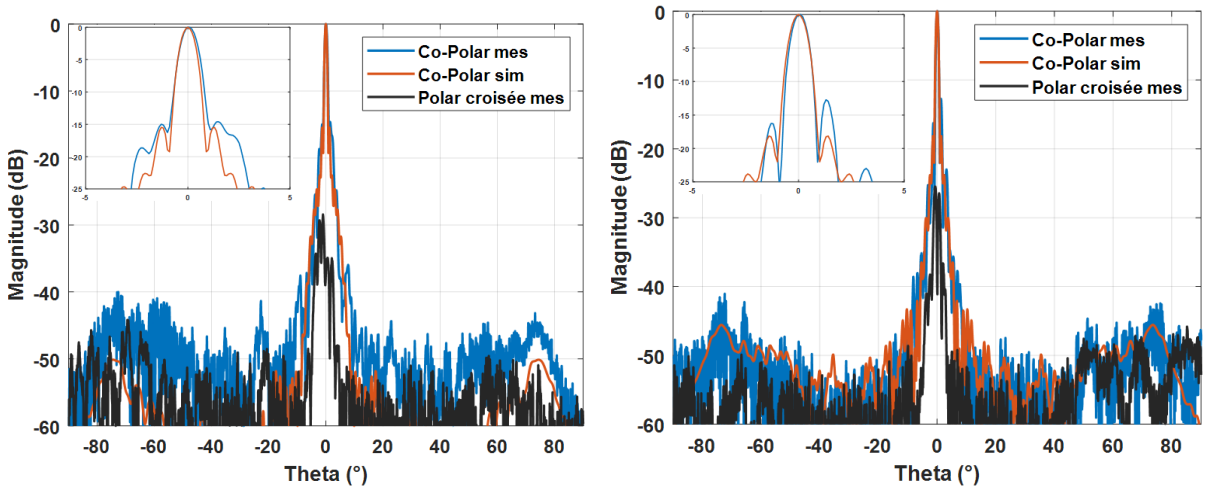
Les composantes normalisées en co-polarisation et en polarisation croisée sont tracées sur la Figure 55(b, c et d) dans les plans E et H à 130, 150 et 170 GHz, où un bon accord est observé entre les simulations et les mesures. La largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) varie entre 0.83° et 1.02° en simulation et entre 0.76° et 1° en mesures. Les niveaux de polarisation croisée simulés et mesurés sont inférieurs à -22 dB, et le niveau des lobes latéraux (SLL) reste inférieur à -13 dB, à la fois dans les plans E et H.



(a)



(b)



(c)

Figure 55 : Résultats des mesures en rayonnement de l'antenne parabolique SFA en bande D simulés et mesurés au LEAT en plans E et H ; (a) : résultats à 130 GHz ; (b) : résultats à 150 GHz ; (c) : résultats 170 GHz.

Le gain de l'antenne SFA mesuré varie entre 39.5 et 41.5 dBi sur la totalité de la bande D, avec une différence entre les résultats de mesure et de simulation entre 0.5 et 2 dB comme illustré dans la Figure 56.

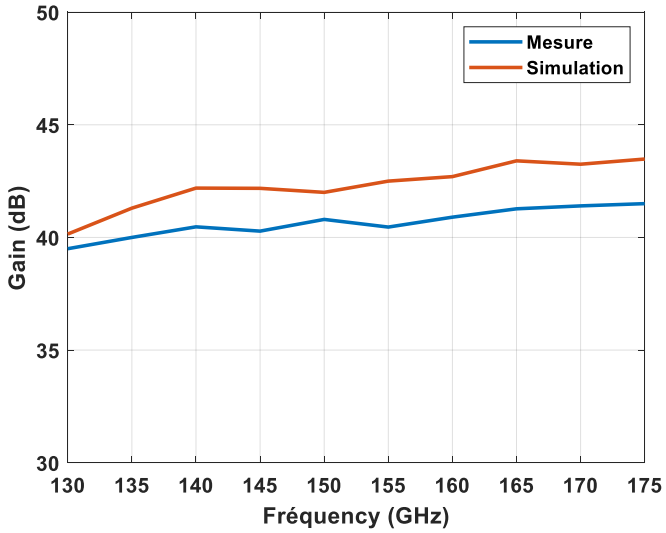


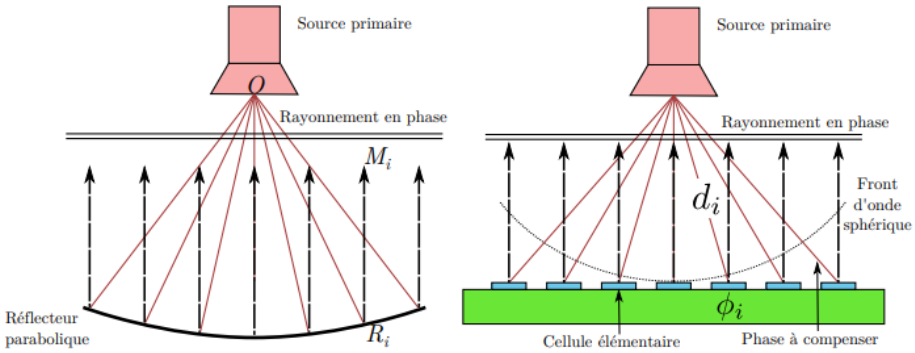
Figure 56 : Gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence de l'antenne parabolique SFA en bande D.

Les écarts de gain peuvent être attribués à plusieurs facteurs :

- Ecart de constante diélectrique et de la tangente de pertes,
- erreurs d'usinage et rugosité du matériau diélectrique et du guide d'ondes circulaire du « feed », vu leurs très petites dimensions,
- erreurs de surface de l'antenne reflecteur, causée par la fabrication où la forme géometrique,
- précison d'assemblage et de collage des piéces, pouvant introduire des défauts de contact ou de positionnement du diélectrique ou du guide d'ondes circulaire.
- impact du diéléctrique "colle".

2.3.4. Réseaux réflecteurs « Reflectarray »

L'antenne réseau réflecteur, comme son nom l'indique, combine les concepts de l'antenne réseau et de l'antenne à réflecteur. Elle a comme but de reproduire le fonctionnement d'une antenne à réflecteur, en utilisant une surface réfléchissante plane, constituée d'éléments rayonnants. Le premier réseau réflecteur, proposé en 1963, utilisait une cellule déphaseuse constituée d'un guide d'onde de longueur variable terminé par un court-circuit [116]. L'intérêt réel de ce type d'antenne est apparu dans les années quatre-vingt où des matrices imprimées microrubans ont été utilisées comme réflecteurs [117], constituant depuis une alternative aux antennes paraboliques, en particulier pour les applications satellitaires. La Figure 57 compare le principe de fonctionnement d'une parabole à celui d'un réseau réflecteur.



(a) (b)

Figure 57 : schémas de principe d'une antenne réflecteur ; (a) : parabolique ; (b) : à réseau réflecteur.

Les surfaces conventionnelles de réflexion des réseaux réflecteurs utilisent des antennes patch microruban, de dimensions variables, pour refléter le champ incident de la source primaire, tout en corrigeant sa phase et en la focalisant [118]. En raison du système d'alimentation quasi optique, les réseaux réflecteurs évitent la complexité et les pertes des réseaux d'alimentation microruban alimentés directement. Toutefois, les réseaux réflecteurs souffrent aussi d'un effet de masquage de la source focale, bloquant une partie des rayonnements de l'antenne [119], voir Figure 58.

Figure 58 : Exemple d'une antenne à réseau réflecteur passif circulaire fonctionnant à 75 GHz [119].

De nombreux types d'alimentation peuvent être utilisés avec un réseau réflecteur. En effet, en raison du degré de liberté supplémentaire offert par le contrôle de la phase en réflexion, le réseau réflecteur offre des possibilités au-delà de celles de l'antenne parabolique. Il est également possible d'utiliser une alimentation décalée, ou « offset », comme illustré sur la Figure 59(a). Cependant, avec le décalage de la source primaire, la différence entre les chemins électriques entre la source et les éléments plus proche et plus éloignés augmente, se traduisant par une difficulté accrue à focaliser l'ensemble de la matrice de réflexion. Nonobstant, cette configuration évite le masque de la source et peut également minimiser le strabisme du faisceau en fonction de la fréquence. Une autre solution consiste à disposer d'un réseau réflecteur avec une alimentation en Cassegrain, comme le montre la Figure 59(b). Le sous-réflecteur peut être constitué par un profil hyperbolique standard, ou par une plaque réflectrice plate, à condition de corriger de manière appropriée la phase de réflexion du réflecteur [118].

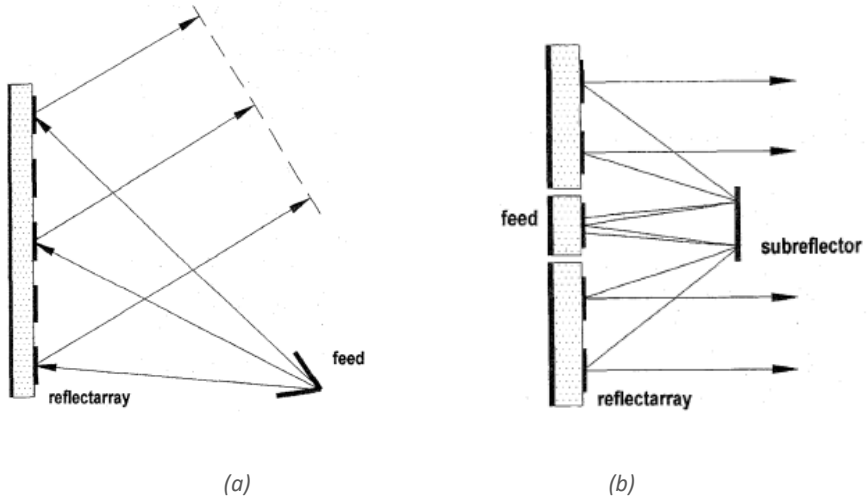


Figure 59 : Configurations d'alimentation des réseaux réfleteurs ;(a) alimentation offset ; (b) alimentation Cassegrain [118].

Le fait d'utiliser des matrices réfléchissantes planes imprimées, permet de bénéficier des fonctionnalités de reconfigurabilité des structures technologiques imprimées : la reconfiguration peut être passive, c'est-à-dire induisant une modification de la forme physique des motifs imprimés, ou bien active, via l'utilisation d'éléments rayonnants associés à des composants commandables (diodes PIN [120], Varactors [121], MEMS [122], FET [123]) ou matériaux accordables (cristaux liquides [124], ferroélectriques [125]).

L'inconvénient principal des solutions actives concerne l'introduction des pertes importantes, car l'ajout de composante électroniques se traduit par des pertes d'insertion et par la dégradation des performances de réflexion des éléments individuels, avec une réduction conséquente du gain ainsi que de l'efficacité globale de l'antenne. Afin de réduire les pertes associées aux techniques de balayage électronique des faisceaux, un contrôle mécanique du réseau réflecteur a été proposé dans [126], voir Figure 60.

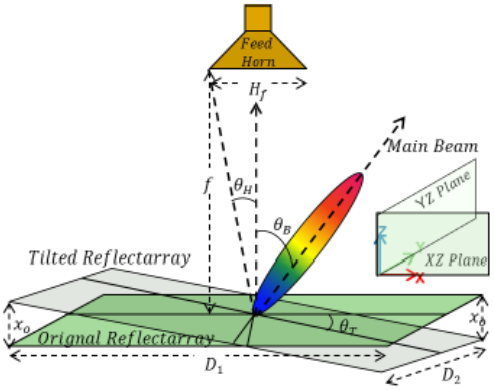


Figure 60 : Technique de balayage mécanique [126].

Un autre mode de réalisation des réseaux de réflecteurs reconfigurables sont les méta-surfaces contrôlées par logiciel, nommées aussi surfaces réfléchissantes intelligentes, ou « IRS », pour Intelligent Reflective Surfaces. Il s'agit de surfaces contiguës qui n'émettent pas activement de signaux RF, mais se composent de nombreux « méta-atomes » discrets avec des propriétés de réflexion orientables électroniquement (par exemple, décalage de phase, de polarisation et

d'amplitude)[127], [128]. La taille des méta-atomes et l'épaisseur de la plaque, ou hypersurface, sont des facteurs de conception importants qui définissent la fréquence maximale pour l'interaction des ondes électromagnétiques. En règle générale, les méta-atomes sont délimités dans une région carrée de λ/10 ↔ λ/5. L'épaisseur minimale de l'hypersurface est également de l'ordre de λ/10 ↔ λ/5.

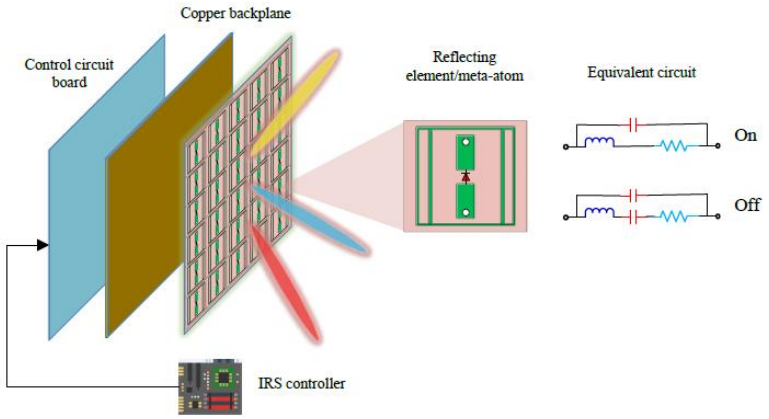


Figure 61 : Principe de fonctionnement d'une surface réfléchissantes intelligente, ou IRFS [127].

En raison de ses caractéristiques particulières, cette structure est très complexe à introduire dans les fréquences millimétriques et ses applications s'orientent davantage vers les couvertures d'accès radio indoor et outdoor.

Parallèlement, différents systèmes de réseaux réflecteurs ont été développés tels que les réseaux réflecteurs pliés, ou en anglais « Folded reflectarrays » [85], permettant de réduire le volume nécessaire d'antenne, en employant des cellules unitaires et en plaçant une grille de polarisation au-dessus. La source envoie un signal en direction de la grille polarisante qui le réfléchit vers le réseau réflecteur. Celui-ci applique alors une phase prédéterminée et modifie la polarisation de 90◦, permettant au signal de passer la grille et d'être rayonné (Figure 62). Le principal inconvénient de cette solution est qu'il s'agit d'une solution à polarisation unique.

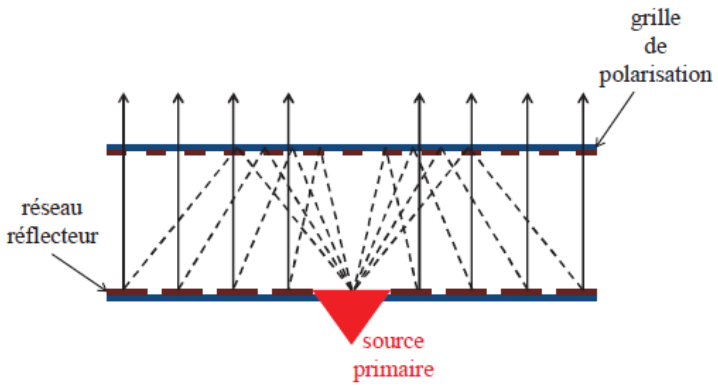
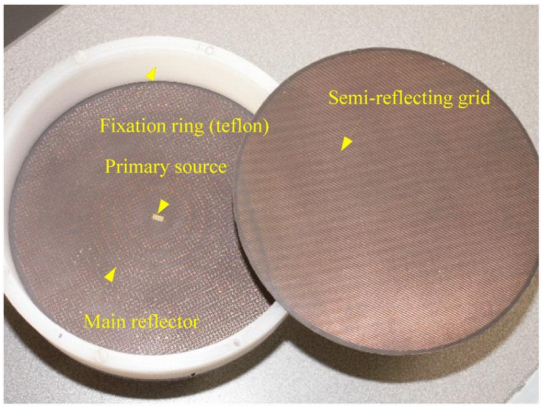
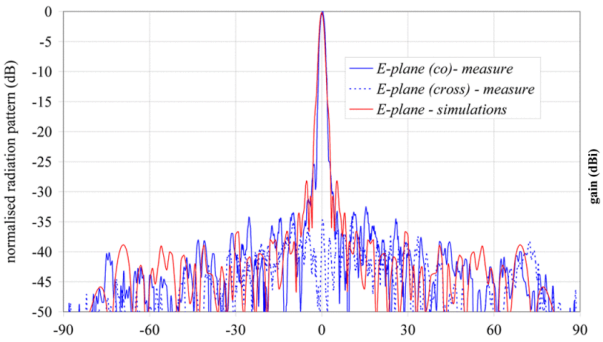


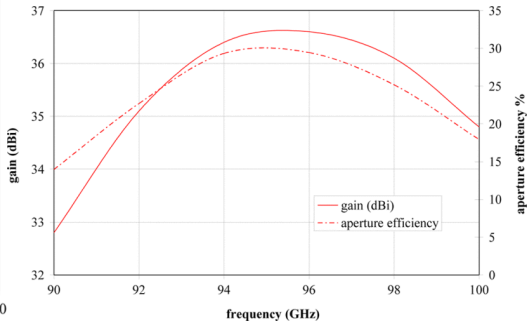
Figure 62 : Principe de l'antenne réflectrice repliée avec une rotation de phase de 90°.

À titre d'exemple, un réseau réflecteur replié conçu dans la bande de fréquences des ondes millimétriques de 94 GHz est présenté à la Figure 163 [129]. Cette antenne offre une bande passante de gain de 10% à -3 dB de gain, avec un gain isotrope mesuré de 36,5 dBi et une efficacité de 29 %, pour un diamètre d'ouverture de 40 λ_0 (130 mm) et une distance focale de 10,6 λ_0(34 mm), soit un F/D de 0.26. Cette solution offre de très faibles niveaux de lobes secondaires, à -30 dB.



(a)





(b) *(c)*

Figure 63 : Réseau réflecteur replié à 94 GHz ; (a) : prototype fabriqué, (b) : diagramme de rayonnement mesuré à 94 GHz, (c) gain et efficacité d'ouverture mesurés en fréquence [129].

La flexibilité et les performances offertes par les réseaux réflecteurs ont permis ces dernières années le développement de solutions à plus forte capacité, notamment la double polarisation [130] et double bande [131], voir Figure 64.

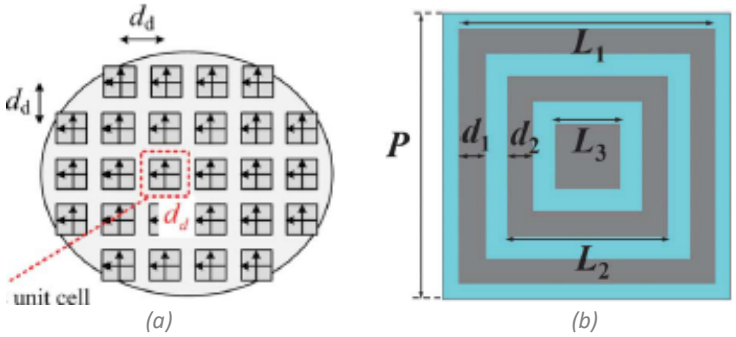


Figure 64 : Approche pour les implémentations de réflecteurs : (a) à double polarisation [130]*, (b) à double bandes* [131].

2.4. Choix de la technologie d'antenne

Dans les sections précédentes, différentes structures d'antennes à utiliser dans les « Backhaul » 5G en bande millimétrique ont été abordées, permettant d'atteindre des gains élevés et un faisceau étroit, basées sur l'alimentation directe (réseaux imprimés, de fentes ou de cornets) ou sur les lois optiques focalisantes (lentilles, paraboles, réseaux de transmission et de réflexion), avec leurs efficacités d'ouverture, bandes passantes volumes et complexité.

Les réseaux imprimés microrubans, en plus d'un faible facteur de forme et de la facilité pour une production de masse, constituent la solution la plus adaptée pour l'intégration de composants RF actifs pour assurer les pondérations en amplitude et en phase. Cependant, du fait d'une efficacité modeste et une bande passante étroite, ils ne conviennent pas aux applications en bandes millimétriques et à gain élevé.

Les réseaux à base de guides d'ondes offrent un très bon rendement et de faibles pertes, car la transmission des ondes se fait dans l'air. Tous les types des réseaux basés sur des guides d'ondes (réseaux de cornets, réseaux de fentes, réseaux SIW et réseaux CTS) font appel à des réseaux d'alimentation en arborescence plus au moins complexes, et l'éventuelle intégration de composants RF actifs s'avère plus compliquée que pour les réseaux microrubans, avec une réalisation difficile et coûteuse en production de masse.

Le principal avantage de ces types d'antennes reste leur facteur de forme très compact, par rapport à d'autres types d'antennes telles que les antennes à lentille et à réflecteur.

Globalement, le principal inconvénient des antennes à alimentation à directe réside dans leurs réseaux d'alimentation, rendant difficile la réalisation des fonctions à double polarisation, double bande et de dépointage à coûts raisonnables, obstacles majeurs face au cahier de charges de ce projet, ce qui nous a amenée à les écarter de nos choix technologiques pour la suite de ce projet, au profit des solutions quasi-optiques.

Les lentilles diélectriques démontrent des bonnes performances en termes d'efficacité d'ouverture et de bande passante au détriment d'un encombrement important. Depuis l'émergence des imprimantes 3D avec des gammes de matériaux variées et des précisions de fabrication élevées, la lentille diélectrique se présente comme une solution simple dans une large gamme de fréquence. Néanmoins, pour les hautes fréquences millimétriques, les précisions d'impression 3D et les tangentes de perte des matériaux restent insuffisantes pour garantir les performances attendues. La lentille de Fresnel est une alternative à la lentille

diélectrique classique. Elle est caractérisée par une faible épaisseur permettant de réduire l'encombrement de l'antenne au détriment de performances en efficacité d'ouverture et en bande passante moins élevées.

Les réseaux transmetteurs affichent des performances très prometteuses, comparables à celles des autres solutions focalisantes, et offrent en plus la possibilité d'ajouter des fonctions telles que la rotation de polarisation et le dépointage de faisceau. De nombreuses réalisations voient le jour en bandes V et E, avec les dimensions des motifs (largeurs et espacement de lignes, diamètre des vias, épaisseur du substrat, etc.) compatibles avec les tolérances de la technologie PCB. Pour des bandes de fréquences plus élevées (W et D), seules quelques réalisations ont été présentées dans la littérature. Elles ont été fabriquées soit en utilisant des technologies PCB, soit en ayant recours à des technologies plus coûteuses telles que la technologie LTCC pour atteindre des performances un peu meilleures.

Dans le registre des antennes à réflecteur, la première solution et la plus répandue, l'antenne à réflecteur parabolique, constitue une solution très performante, notamment pour les applications « Backhaul » point-à-point en bande millimétrique, mono ou double-bande. Le principal avantage de l'antenne parabolique est sa directivité élevée. L'inconvénient majeur reste la difficulté à intégrer les dispositifs de dépointage de faisceaux.

La deuxième solution d'antennes à réflecteur, l'antenne à réseau réfléchissant « Reflectarray » est la version discrète et plus légère de l'antenne parabolique, mais avec des performances plus limitées en termes de gain et de bande passante. Des solutions à réseaux réflecteurs pliés « Folded reflectarrays » sont proposées pour diminuer le facteur de forme, avec la possibilité d'introduire d'un réseau focal pour les applications de dépointage de faisceau, mais le principal inconvénient de cette solution dans sa polarisation unique, due à la présence des grilles polarisantes.

Le choix technologique de l'antenne à retenir parmi les différentes solutions décrites ci-dessus a été structuré selon trois fonctionnalités majeures :

- Le fonctionnement en mono-bande fixe,
- Le fonctionnement en double bande fixe, et
- La compatibilité à l'auto-alignement.

Ensuite l'évaluation de chacune de ces fonctionnalités a été pondérée selon quatre critères :

- Les performances RF (gain, efficacité, bande passante, pureté de rayonnement),
- Le faible coût,
- La faible complexité,
- La compacité de la structure.

La matrice de décision est exprimée par les tableaux suivants (tableaux 1, 2 et 3) déclinant, pour chaque fonctionnalité et pour les différentes technologies, les poids attribués par critère et par rapport au cahier de charges de l'antenne établi au chapitre 1.

Tableau 2 : Comparaison des solutions d'antennes quasi-optiques en mono bande.

Antenne	Performance	Prix bas	Faible complexité	Compacité	Total
Parabole	**4**	**4**	**4**	**2**	**14**
Lentille	2	4	4	1	11
Transmitarray	3	3	3	1	10
Reflectarray	2	2	2	1	7

Tableau 3 : Comparaison des solutions d'antennes quasi-optiques en double bande.

Antenne	Performance	Prix bas	Faible complexité	Compacité	Total
Parabole	**4**	**3**	**1**	**2**	**10**
Transmitarray	3	2	3	1	9
Lentille	3	3	1	1	8
Reflectarray	2	1	2	1	6

Tableau 4 : Comparaison des solutions d'antennes quasi-optiques en auto-alignement.

Antenne	Performance	Prix bas	Faible complexité	Compacité	Total
Transmitarray	**4**	**4**	**4**	**1**	**15**
Reflectarray	2	3	3	1	9
Parabole	4	2	1	2	9
Lentille	3	3	1	1	8

On constate dans les tables 1 et 2 que l'antenne parabolique s'avère la solution la plus intéressante pour des liaisons fixes en mono ou double bande, lié pour l'essentiel à ses performances RF et à son faible coût, celui-ci tributaire de la production de masse depuis plusieurs années, ayant permis de simplifier d'avantage leurs structure et d'amortir les coûts R&D et les outils industriels. Toutefois, la difficulté à pouvoir intégrer des dispositifs RF pour les des fonctions d'alignement ou de dépointage, constitue un handicap majeur pour la suite de ces travaux.

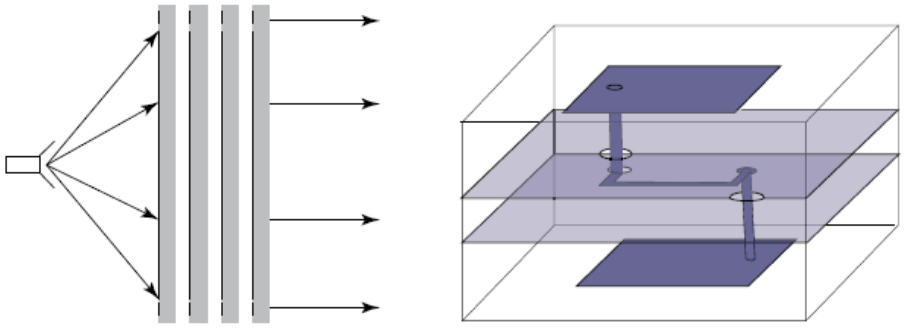
Comme l'indique la table 3, l'antenne à réseau transmetteur, ou « Transmitarray », offre des performances intéressantes, avec une complexité et un coût inférieur à ceux des autres types d'antennes alimentées directement, tout en permettant d'obtenir des fonctions à double polarisation, double bande et de dépointage, grâce à la simplicité de son dispositif d'illumination. La possibilité de faire appel à la technologie PCB à bas coût en bande millimétrique, constitue également un critère de choix non négligeable.

Pour ces raisons, l'antenne à réseau transmetteur nous a semblé la solution la plus flexible et adaptée aux objectifs de cette thèse.

2.5. La cellule unitaire d'un réseau transmetteur

Il existe deux types de réseaux transmetteurs : les réseaux passifs, induisant une modification de la forme physique des composants, et des réseaux actifs, c'est-à-dire permettant un contrôle dynamique des phases en transmissions par l'utilisation de dispositifs actifs ou matériaux adaptables. Ces derniers ne seront pas abordés dans le cadre de cette thèse, car pour les fréquences millimétriques, les contraintes liées au coût, à la complexité et aux tolérances de fabrication devancent celles liées à l'agilité introduite. Cette section sera donc consacrée à la présentation des différentes cellules unitaires passives, qui peuvent être des alternatives aux réseaux actifs lors d'une association d'un réseau de source focales. Un tableau de synthèse des performances sera développé en fin de section.

Les éléments déterminants dans la conception des réseaux transmetteurs sont les cellules unitaires, car elles permettent, grâce à leurs caractéristiques en amplitude et phase de transmission, de contrôler le diagramme de rayonnement de l'antenne. Afin d'évaluer les performances des réseaux transmetteurs, il est indispensable d'étudier au préalable les cellules unitaires qui les composent. Le défi majeur est la conception de ses cellules avec de faibles pertes de transmission et une large gamme de phases de transmission, entre 0° 360°. Pour atteindre cet objectif, on peut identifier deux stratégies principales, qui sont l'utilisation de surfaces multicouches sélectives en fréquence, de l'anglais « Multilayer Frequency Selectif Surfaces » (MFSS) et les antennes réceptrices-émettrices (Rx-Tx) [132], voir Figure 65.



(a) (b)

Figure 65 : Configuration d'une unitaire ; (a) : FSS multicouche ; (b) : réception/transmission [132].

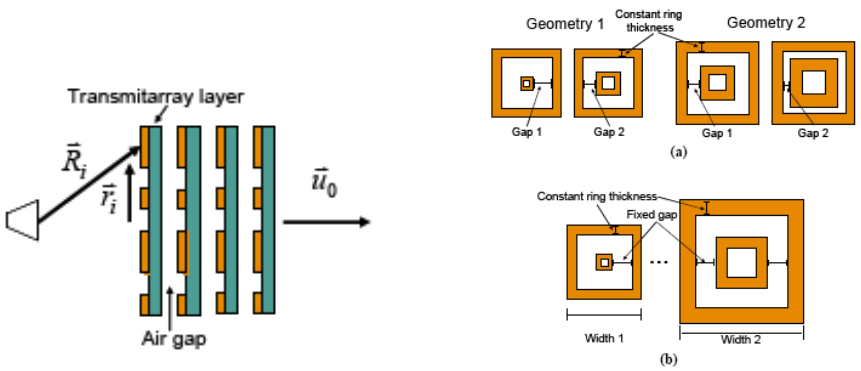
Dans le premier cas, chaque phase est individuellement contrôlée par les dimensions de l'élément, imprimé sur une surface sélective en fréquence. Une seule couche ne suffisant pas à compenser l'écart de phase, plusieurs couches sont utilisées et permettent d'augmenter la plage de phase en transmission [133], les couches pouvant être séparées par l'air ou un substrat mince[134], [135]. La seconde approche de conception consiste généralement en deux réseaux planaires d'antennes imprimées, dont les éléments sont couplés ou interconnectés via des lignes de transmission [136]–[138]. Le premier réseau, illuminé par la source focale, agit comme un récepteur. Les lignes de transmission ou les structures couplées permettent ensuite d'atteindre la distribution de phase et d'amplitude spécifique jusqu'au second réseau, agissant alors comme un émetteur, rayonnant dans l'espace.

Dans l'ensemble, la plupart des structures présentent des performances similaires avec des bandes passantes, continues ou fractionnées, de 10 à 20 %, des rendements d'ouverture de 25 à 45 %, et des rendements globaux de 50 à 70 %.

2.5.1. Les cellules à multicouches sélectives en fréquence (MFSS)

Généralement, les cellules unitaires monocouche souffrent de bandes passantes étroites, se traduisant d'immédiat par une faible bande passante de l'antenne globale. En plus, une compensation complète de la plage de phase de transmission sur 360° ne peut pas être obtenue par une seule couche. Ainsi, une conception multicouche devient indispensable, où les couches sont séparées soit par de l'air soit par un matériau diélectrique, pour augmenter à la fois la plage de phase de transmission de l'élément d'antenne et sa bande passante.

La solution proposée dans [139] à 30 GHz propose quatre couches identiques séparées par des « gaps » d'air de 3mm d'épaisseur (0,3λ_0), pour maximiser le coefficient de transmission, conçue en utilisant des cellules unitaires à double boucle carrée (voir Figure 66). Le comportement à double résonance conduit à une bande passante opérationnelle plus large. En faisant varier l'écart entre les deux anneaux ou la largeur de l'anneau extérieur, le déphasage peut être varié. L'utilisation de quatre couches a été choisie comme le meilleur compromis entre la complexité et l'intervalle de déphasages possibles. La gamme de déphasage est de 270°. Un gain maximal de 28,1 dBi est obtenu pour une antenne de 126 x 126 mm^2, avec une largeur de bande de 2,25 GHz à 30 GHz (7,5%) et un rendement total de 41%.



(a) *(b)*

Figure 66 : Cellule unitaire MFSS ; (a) : vue transversale de la structure du réseau; (b) : géométrie des cellules unitaires [139].

Cette technique qui consiste à empiler des cartes multi-PCB de la matrice FSS pour obtenir une matrice de transmission est également mentionnée dans [140]–[143], voir Figure 67.

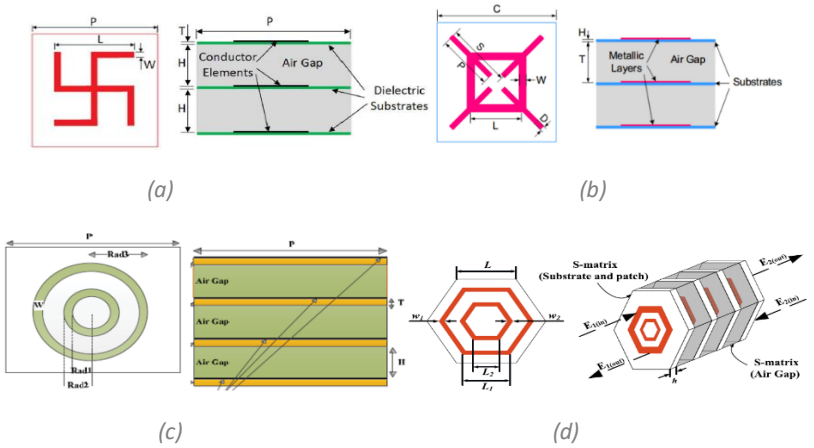


Figure 67 : Cellules unitaires MFSS pour réseaux transmetteurs;(a) [140], *(b)*[141] , *(c)* [142], *(d)* [143].

Un prototype, fonctionnant à 11,3 GHz est basé sur une cellule unitaire de dipôle en spirale à trois couches constituées de dipôles en spirale à quatre bras [140]. Trois PCB sont séparés par des gaps d'air (Figure 67(a)). Le coefficient de transmission de la cellule unitaire varie avec la longueur (L) du dipôle en spirale. La gamme complète de phase de transmission est obtenue (360°) avec une amplitude de transmission inférieur à 4,2 dB. L'antenne de diamètre de 43 cm (16.21.λ_0) est fabriquée et testée. Le gain mesuré du prototype à 11,3 GHz est de 28,9 dBi avec une bande passante de 9% et 19,4% à -1 dB et à -3 dB en dessous du gain maximal respectivement.

Une autre cellule unitaire opérant à 12,5 GHz présente trois couches imprimées sur trois substrats identiques en configuration empilée [141]. Chaque couche comprend un anneau carré coupé par une croix diagonale fendue (Figure 67(b)). Le déphasage couvre une plage de 255° avec une amplitude de transmission meilleure que -1 dB et une plage de 305°, pour une perte d'insertion maximale de 3 dB. La mesure montre un gain maximal de 18,9 dBi à 12,5 GHz, correspondant à une efficacité d'ouverture de 20,9 % pour une taille de 130 x 130 mm^2, avec une bande passante à 1 dB de 9,6 %.

Dans [142], une structure à quatre couches à doubles anneaux circulaires a été proposée pour assurer une couverture complète de la plage à 360 °(Figure 67(c)) sur une antenne de 214 × 214 mm^2. Le gain est d'environ 23,5 dBi à 10 GHz, avec une efficacité d'ouverture de 35 %. Des bandes passantes obtenues sont de 13,8 % à 1 dB gain (9,39-10,79 GHz), et de 27,4 % à 3 dB de gain (8,59 -11,32 GHz).

Un TA fonctionnant à 13 GHz avec un diamètre de 162 mm à quatre couches a été conçu utilisant comme cellule unitaire des doubles anneaux hexagonaux et à double résonance [143] (Figure 67(d)). Les résultats simulés montrent que l'antenne peut atteindre un gain maximal de 24 dBi et une efficacité de 53,34% avec une bande passante de 19,23 % à 1 dB de gain.

Le « gap » d'air peut être comblé par des couches de mousse [144]. Dans cette étude des cellules unitaires à large bande sont également conçues sur la base de FSS passe-bande (BP) et coupe-bande (BS), basés sur des structures résonantes (respectivement fente et croix de Jérusalem, voir (Figure 68), avec une plage de phase de 360° [144]. Ces cellules ont été utilisées pour concevoir un réseau de transmission fonctionnant autour de 12 GHz, avec une ouverture de 200 x 200 mm^2 et une bande passante mesurée à -1 dB de 11,8 %.

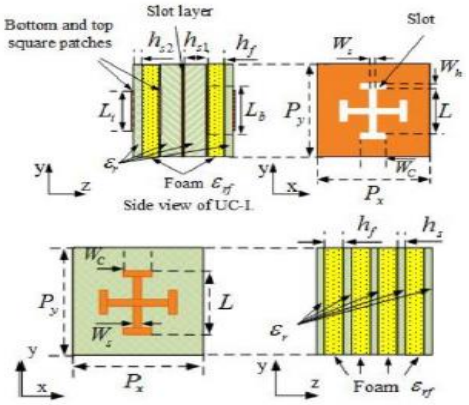
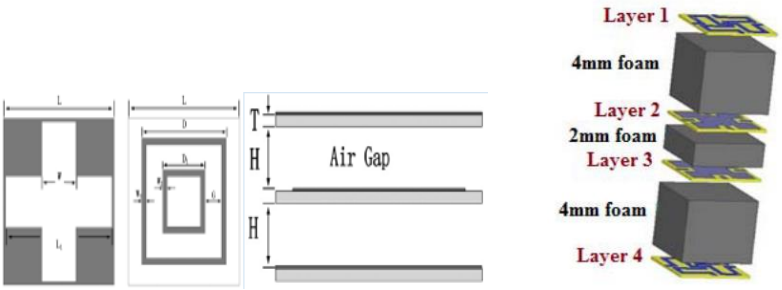


Figure 68 : Cellule unitaire MFSS pour réseaux transmetteurs [144].

Une méthodologie généralisée est proposée pour concevoir des cellules unitaires à large bande, comprenant des couches empilées avec des éléments différents sur chaque couche (Figure 69) [145], [146]. Le but de cette technique est d'élargir la bande passante fractionnaire de différentes structures de cellules unitaires dans la bande de transmission. Dans [136], les auteurs ont proposé une celule unitaireà large bande et à trois couches, avec une couche intermédiaire différente, sur un TA circulaire de 221 mm de diamètre, avec une bande passante mesurée de 16,8 % à 1 dB de gain (11,5-13,6 GHz) et un gain maximal de 25,8 dBi à 12,4 GHz, soit une efficacité d'ouverture de 46,5 %. Dans [146], l'antenne a été conçue par des éléments non résonants, pouvant, selon la structure de chaque élément spécifique, effectuer une plage inductive, une plage capacitive, ou les deux. Le prototype validé à 4 couches a été réalisé sur 10 cellules unitaires différentes fonctionnant autour de 19 GHz et distribuées sur une ouverture circulaire de 277 mm de diamètre, avec un gain maximal de 30.3 dBi et une efficacité de 35%, offrant une bande passante fractionnaire à -3 dB de 20 %.

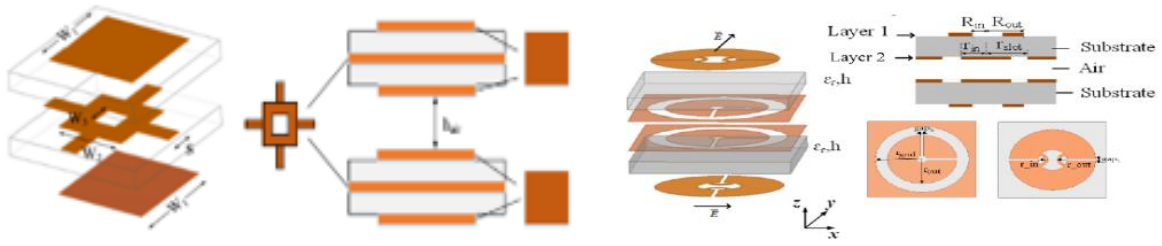


(a) *(b)*

Figure 69 : Cellules unitaires MFSS pour les réseaux transmetteurs ; (a) à 3 couches [145], *à 4 couches* [146].

Dans [147], une cellule unitaire TA basée sur un FSS passe-bande à large bande est présentée, voir Figure 70 (a). La cellule unitaire possède trois couches imprimées sur deux substrats, séparés par un gap d'air de quart d'onde. Avec cette conception, le profil de la cellule est réduit à 0,36 λ_0, tout en maintenant le fonctionnement à large bande. Les résultats expérimentaux montrent que le TA conçu atteint 16% de bande passante de gain de 1 dB autour de 113.5 GHz, un gain maximal de 21 dBi et 60% d'efficacité pour une ouverture de 90 x 90 mm^2. Avec le même concept, une cellule unitaire ultra-large bande et à profil bas est présentée dans

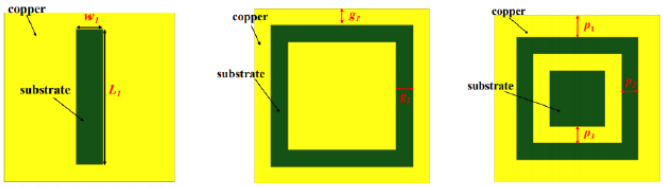
[148](Figure 70(b)), utilisant deux substrats identiques et quatre couche métalliques. L'épaisseur totale de la cellule élémentaire est seulement de 0,18 λ_0. La bande passante du réseau 104 x 104 mm^2 fonctionnant à 11,5 GHz est de 21 % à 1dB de gain, avec un gain maximum de 23,38 dBi, correspondant à une efficacité d'ouverture de 52,1 %.



(a) (b)

Figure 70 : Cellules unitaires MFSS pour les réseaux transmetteurs ; (a) : 2X3 couches métalliques [147] *;(b) 2x2 couches métalliques* [148].

La structure multicouche augmente la difficulté de fabrication et le coût global de la structure. Cependant, la solution à double couche peut résoudre ces contraintes. Les auteurs dans [149] ont proposé des cellules à deux couches métalliques sur PCB, fonctionnant à 100 GHz et basée sur 3 types de cellules, présentés en Figure 71. Ces cellules couvrent 315° de déphasage, avec un coefficient de transmission supérieur à -3 dB à 100 GHz. Le gain maximal est 23.8 dBi, ce qui correspond à 46 % d'efficacité, pour une ouverture rectangulaire de 24.4 x 18.8 mm^2. La bande passante de TA est de 15% à 3dB de gain.



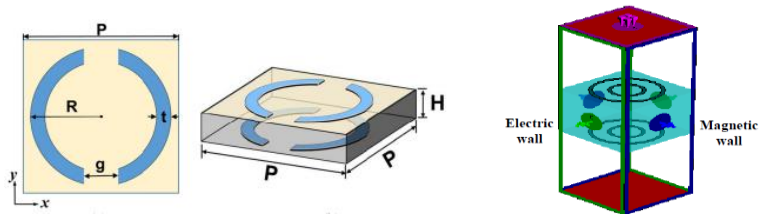
(a) (b) (c)

Figure 71 : Cellules à deux couches métalliques (a) : type 1, en fente rectangulaire ; (b) : type 2, fente en forme d'anneau rectangulaire ; (c) : type 3, double fente en forme d'anneau rectangulaire [149] .

Dans [150], une autre conception à double couche a été proposée en bande Ka, constituée de deux couches métalliques imprimées sur les côtés opposés d'un seul substrat diélectrique, avec des tronçons de fentes annulaires, permettant d'obtenir une plage de phase de transmission complète de 360°, avec une amplitude de transmission supérieure à -1 dB, présentée dans Figure 72 (a). Le gain de crête mesuré du réseau de transmission conçu sur un diamètre de l'ouverture circulaire de 405 mm (27 λ_0) est de 36,1 dBi à 19,4 GHz, avec une efficacité d'ouverture de 60,2 %, tandis que la largeur de bande de gain mesurée est de 9,5 % à 1 dB de gain (19,0-20,9 GHz).

Une cellule unitaire à polarisation circulaire pour des applications térahertz (6 THz) et basée sur du graphène est proposée dans [151], voir Figure 72 (b). Elle est constituée des deux anneaux circulaires en graphène, imprimés des deux côtés du substrat de quartz. Le rayon de l'anneau de graphène est modifié pour changer la phase et l'amplitude du coefficient de transmission, produisant un déphasage de 360°, avec une amplitude entre 0 et 4.8 dB. Le gain

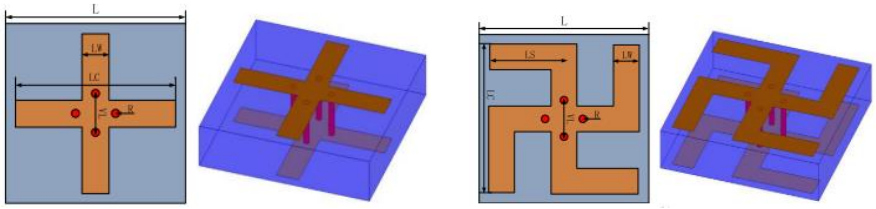
maximal obtenu d'un réseau de 9 x 9 éléments (225 x 225 µm^2) est de 18,6 dBi, avec une bande passante de 6,8 % à 1 dB de gain.



(a) (b)

Figure 72 : Cellules MFSS à deux couches métalliques ; (a) : à fentes annulaires [150], *(b) à anneaux circulaires* [151]

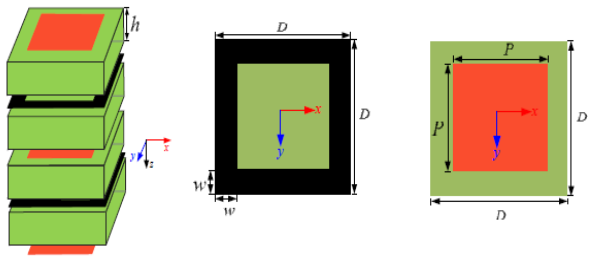
La variation de la phase de transmission peut être insuffisante avec deux couches métalliques. Au lieu d'augmenter le nombre de couches, une solution alternative consiste à ajouter entre les deux couches métalliques des traversées métalliques, ou de l'anglais de « vias ». Dans [137], des éléments à dipôle croisé et des éléments dipôle spiral avec quatre vias ont été proposés pour atteindre l'amplitude de transmission maximale (Figure 73). Les vias sont adoptées pour augmenter l'amplitude de transmission, et l'élément proposé réalise un déphasage de 360 degrés. Les résultats de mesure sur un réseau d'ouverture carrée de 200 x 200 mm^2 fonctionnant autour de 21 GHz, montrent des largeurs de bande mesurées de 9,6 % et de 16,7 % respectivement à 1 dB et à 3 dB de gain, avec un gain de 30 dBi et une efficacité de 40 %.



(a) (b)

Figure 73 : Vue de dessus et vue 3D de cellules MFSS à dipôles ; (a) : dipôle croisé ; (b) : dipôle en spirale [137].

Dans [152], une cellule miniaturisée multicouche (MMFSS) composé de patchs et d'anneaux métalliques a été utilisée. En faisant varier les paramètres de l'élément, une plage de déphasage de 310° est obtenue, avec une bande passante de 12% à -3 dB de gain, voir Figure 74. Le gain maximal atteint est 25 dBi pour une ouverture de 200 x 200 mm^2.



(a) (b) (c)

Figure 74: Cellules unitaires MMFSS à 5 couches métalliques pour les réseaux transmetteurs ; (a) : Vue éclatée ; (b) : couche d'ouvertures; (c) : couche des patches [152]

Un autre type de TA à large bande concerne la lentille hyperfréquence à retard réel ou TTD pour « True Time Delay »)[134], [153], [154]. Sur la base de la théorie de filtrage spatial, les éléments non résonants, de sous-longueur d'onde, sont utilisés pour réaliser des déphasages et des retards de groupe appropriés. Deux structures TTD sont alors présentées, avec des rapports distance focale/diamètre d'ouverture (F/D) de 1 et 1,6, pour une ouverture de 23.5 x 19.5 cm². Leurs bandes passantes sont de 42.3% et 38.3% à -3 dB de gain respectivement, en utilisant sept couches métalliques, voir Figure 75.

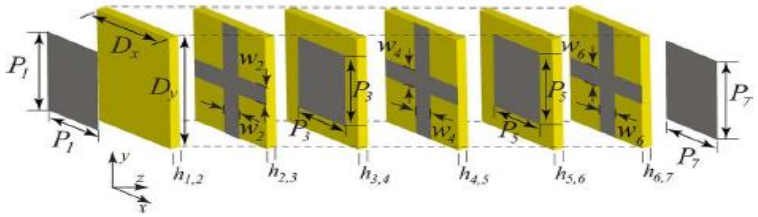


Figure 75 : Cellules unitaires à 7 couches métalliques avec des éléments non résonants pour les réseaux transmetteurs [134]

Un autre réseau transmetteur à polarisation linéaire et à large bande, fonctionnant dans la bande 7-16 GHz est présenté dans [155] . La cellule unitaire possède trois couches métalliques, composée dans la couche médiane par un dipôle imprimé terminé par deux tronçons d'anneau, et dans les couches supérieure et inférieure de deux polariseurs (Figure 76). Cet élément présente une faible perte de transmission et des réponses en phase assez linéaires sur une octave. Les résultats simulés pour une ouverture de 240 x 240 mm^2 montrent que ses bandes passantes 41 %, 56 % et 71 %, à 0,5, 1,5 et 3 dB de gain respectivement. Le gain maximal est de 25.6 dBi qui nous conduit à une efficacité de 40,7 %.

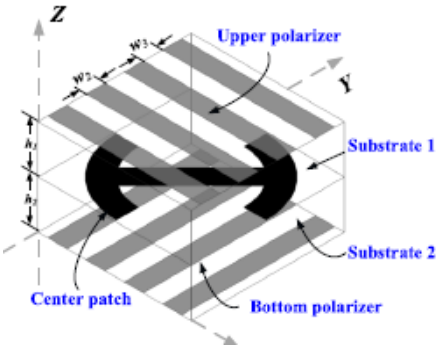


Figure 76 : Cellule unitaire MFSS avec grilles polarisantes pour les réseaux transmetteurs [155].

Un TA à large bande basé sur le même concept d'élément unitaire est proposé dans [156], en utilisant cinq couches métalliques (dont trois couches polarisantes). Deux éléments différents sont proposés pour optimiser le dimensionnement des paramètres géométriques afin d'obtenir une phase de transmission à 2 bits (4 états de phase avec un écart de 90°), comme présenté dans Figure 77. Les deux éléments proposés présentent une perte de transmission inférieure à 1 dB de 24 à 38 GHz. Le panneau de transmission d'une taille de 85 mm × 85 mm est constitué de 34 × 34 éléments. La bande passante mesurée est de 29,0 % et de 43,7 % à -1 et -3 dB respectivement. Un rendement d'ouverture maximal de 44,7% à 30 GHz est obtenu expérimentalement avec un gain réalisé de 26,1 dBi.

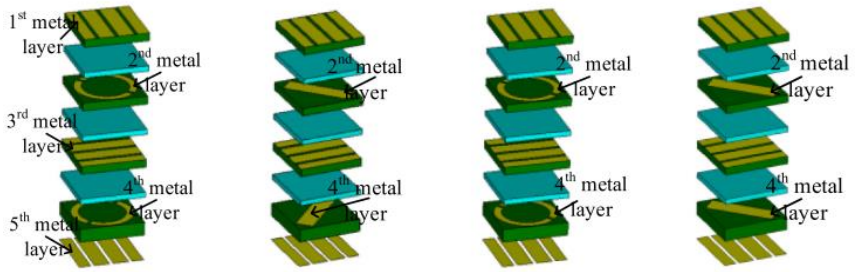
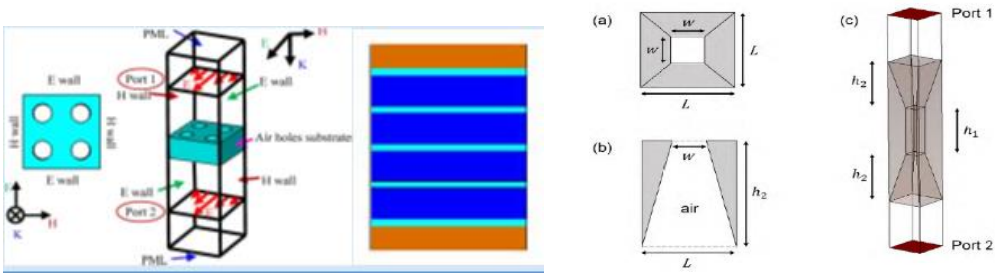


Figure 77 : Géométries FSS proposés avec des configurations différentes pour obtenir les 4 état de phases;(a) :0° ; (b) :90° ; (c) : 180° ;(d) 270° [156].

En plus des TA conçus combinant plusieurs couches métal-diélectrique, les cellules unitaires peuvent être réalisées uniquement avec du matériau diélectrique: dans ce cas, la compensation de phase du champ incident est obtenue en faisant varier l'épaisseur de la cellule unitaire diélectrique ou en changeant la taille du carré ou en établissant des trous circulaires dans la structure diélectrique multicouche [157][158], voir Figure 78.

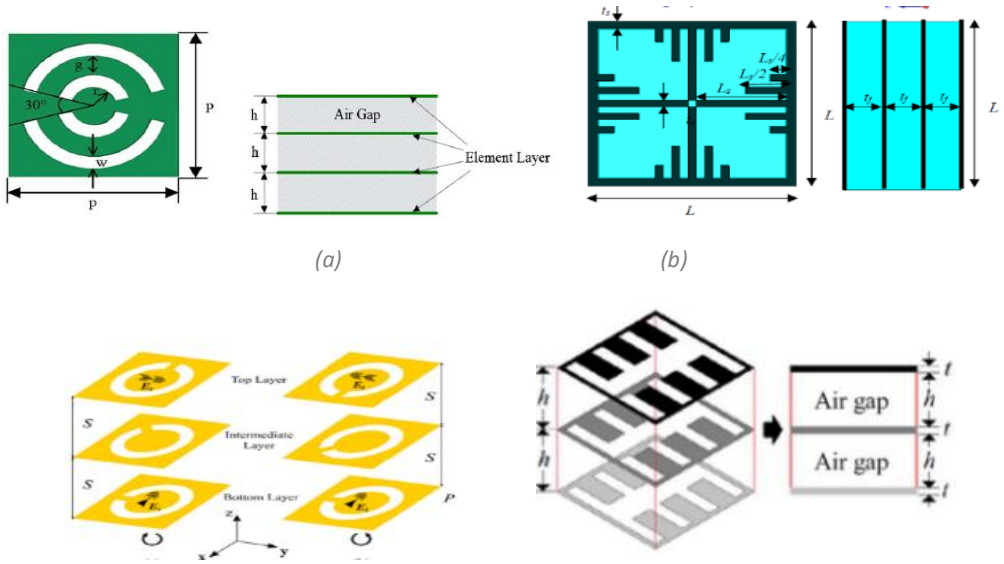


(a) (b)

Figure 78: cellules unitaires MFSS en diélectrique pur pour les réseaux transmetteurs ; (a) : structure à 6 couches [157]*; structure à 3 couches* [158].

Dans [157], voir Figure 78(a), la bande passante atteinte est de 15,9 % à 1 dB de gain, en exploitant une structure de 6 couches de diélectriques avec une cellule unitaire constituée de quatre trous circulaires uniformes à 94 GHz. Le gain maximal vaut 30 dBi avec une efficacité de 23 % pour une ouverture de 58 x 58 mm^2. Dans [158], voir Figure 78(b), la structure proposée se compose de trois couches diélectriques fonctionnant à 30 GHz: la couche centrale avec un trou carré, et deux couches d'adaptation coniques externes. Ce concept permet d'atteindre un gain maximal de 31 dBi, une efficacité d'ouverture de 45% et une bande passante de 25 % à 1 dB de gain pour un panneau de 150 x 150 mm^2.

Pour contourner le problème des pertes dans les matériaux, des TA totalement métalliques sont proposé dans [159]–[162], voir Figure 79.



(a) (b)

(c) (d)

Figure 79 : Cellules unitaires MFSS métalliques pures pour les réseaux transmetteurs ; (a) : à fentes annulaires sur 3 couches [159]*, (b) : en graphène sur 4 couches* [160]*, (c) : à fentes annulaires sur 3 couches* [161]*, (d) : à fentes en peigne* [162].

Dans [159], voir Figure 79 (a), des cellules constituées à partir de tronçons de fentes annulaires concentriques sont utilisées dans une antenne à quatre couches distribuées sur une ouverture circulaire de diamètre 150 mm, fonctionnant autour de 13,58 GHz, pour atteindre un gain maximal de 23,9 dBi avec une efficacité de 55 %, et des bandes passantes de 7,4 % et 17.7 % à 1 dB et 3dB de gain respectivement.

Dans [160], voir Figure 79 (b), une antenne à quatre couches en graphène séparées par du aérogel de silice est proposée, chaque couche possédant cinq bras de chaque côté de l'anneau carré en graphène. La structure est constituée de 21×21 éléments répartis sur une surface de 525×525 µm^2. Les variations du coefficient de transmission sont obtenues en faisant varier la longueur de chaque bras. Le gain maximal simulé d'antenne est de 26,4 dBi à 6 THz, avec bande passante d'environ 0,7 THz à 1 dB de gain (11.3%).

Des cellules unitaires basées sur 3 couches métalliques avec des éléments rayonnants à fente en forme de C en bande Ka sont proposés dans [161], voir Figure 79(c). Cet élément offre un déphasage de 360° pour des pertes de transmission inférieures à 1 dBi Les résultats expérimentaux montrent un gain maximal de 30 dBi pour une ouverture circulaire de diamètre 125 mm, une bande passante à gain fractionnaire de 11% à 3 dB, avec une efficacité d'environ 50%.

Dans [162], voir Figure 79(d), une antenne a été développée, basé sur trous couches métalliques en forme de peigne proposant un réponse en phase de 320°, à 10,3 GHz, avec un gain maximum de 24,8 dBi, pour une ouverture de 192x192 mm^2, une bande passante de 15,5 % à 1 dB de gain, et une efficacité de 55 %.

2.5.2. Les cellules réceptrices/émettrices (Rx-Tx)

Le deuxième type de technologies de réseaux transmetteurs concerne la cellule unitaire réceptrice-émettrice (Rx-Tx), où on peut identifier plusieurs approches décrite ci-dessous

Dans [163], la conception d'un TA Rx-Tx à polarisation circulaire à 3 bits est développée, fonctionnant en bande Ka. Le réseau est basé sur une cellule unitaire composée de deux antennes patch chargées par des fente en forme de U (Figure 80(a)), imprimées sur deux substrats diélectriques identiques, séparés par un plan de masse, et connectées par un via métallisé, et distribuées sur un panel circulaire de diamètre de 200 mm fonctionnant à 29 GHz. Le gain maximum est de 27,5 dBi, avec une efficacité d'ouverture de 47,8%, et la bande passante à 1 dB de gain est de 14,8 %. Ce concept est similaire aux cellules présentées dans le paragraphe 2.3.2 [94] où les 8 états de phases (3 bits) sont assurés soit par une rotation des patchs Rx ou Tx autour des vias, soit par la modification de leur géométries. Ceci permet de générer une nouvelle résonance, et d'atteindre ces états de phase tout en gardant un coefficient de transmission élevé.

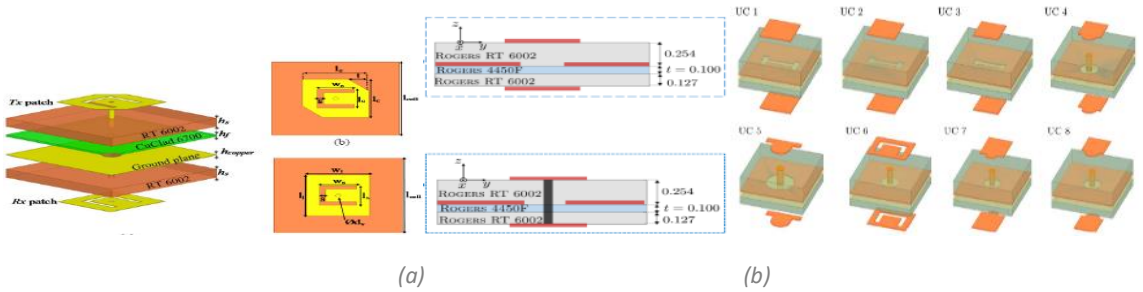
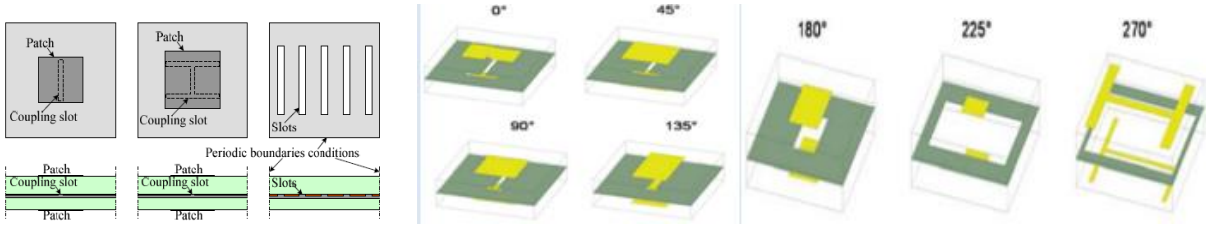


Figure 80 : Cellules unitaires Rx-Tx à 3 couches; (a) patchs chargés de fentes et liés par vias [163]*, (b) patchs liés par vias ou couplés par des ouvertures* [164]

Un TA Rx-TX à polarisation linéaire en bande D est présenté dans [164]. Ce modèle a été synthétisé à l'aide de huit cellules unitaires différentes (quantification de phase à 3 bits), avec trois couches métalliques (Figure 80(b)), tout en gardant des pertes de transmission inférieures à 1 dB. Une combinaison de cellules comprenant des patchs liés par vias et couplés à l'ouverture est proposée pour surmonter les défis de conception dus aux contraintes technologiques, et obtenir un fonctionnement à large bande. Les résultats des mesures pour un antenne de 40 x 40 mm^2 montrent un gain de 33 dBi à 145 GHz, correspondant à une efficacité d'ouverture de 38,3% et des bandes passantes de 11.7% et 19,9% à 1 dB et 3 dB de gain respectivement.
Un autre TA Rx-Tx est proposé en bande D [95], en utilisant six couches métalliques, déjà évoqué dans le paragraphe 2.3.2. La cellule unitaire est composée d'une paire de dipôles magnétoélectriques à large bande, et d'une structure de transmission à couplage d'ouverture de guide d'ondes intégré au substrat (SIW) pour un réglage indépendant de phase, permettant une couverture de phase de 360 °. Le gain maximal mesuré est de 33,45 dBi à 150 GHz avec une efficacité d'ouverture de 44 %, et la bande passante mesurée à 3 dB de gain va de 124 à 158 GHz (24,29 %).

Malgré les hautes performances obtenues avec ce genre des cellules, la sensibilité liée aux erreurs de gravure augmente avec l'utilisation de vias. Pour ces raisons, des modèles sans l'introduction de vias sont proposées dans [165]–[167].



(a) (b)

Figure 81 : Cellules unitaires Rx-Tx sans vias ; (a) : structures à fentes ; (a) [165], [166] *(b) structures à fentes et ouvertures* [167].

Dans [165], [166], en bandes V et E respectivement, trois conceptions différentes de cellules unitaires, sont nécessaires pour atteindre le sept valeurs de déphasage (de 45° à 315°), tout en gardant une structure simple seulement à trois couches métalliques, et sans l'utilisation des vias métallisées, comme présenté dans la Figure 81(a). Aucune solution pratique n'a été trouvée pour atteindre le huitième état de phase (0°), qui aurait été nécessaire pour obtenir une véritable quantification de phase à 3 bits, mais la pénalité en termes de gain de rayonnement est limitée à 0,3 dB. Les résultats de simulation montrent des performances prometteuses avec des niveaux de gain autour de 30 dBi, avec une ouverture de de 100 x 100 mm^2 pour les deux antennes (en bande V et E), et une bande passante de 15.4% et 17.8%, à 1 et à 3 dB de gain respectivement.

D'une façon similaire dans [167], en raison du nombre limité de couches métalliques et face à l'exigence de large bande, sept états de phase sont atteints (de 0° à 270°) avec deux architectures: patchs couplés à ouverture à fente et ouverture ouverte chargée (Figure 81(b)). Le gain maximal atteint est 36 dBi avec une efficacité de 53% pour une ouverture de 57.5 x 7.5 mm^2. Les bandes passantes obtenues par cette conception atteignent 13,4% et 23,2% à 1 dB et 3 dB de gain respectivement.

Des cellules unitaires Rx-Tx à double polarisation linéaire avec des performances à large bande sont étudiées en bande X et W dans [138], [168]. Leurs conceptions sont basées sur la symétrie, ce qui garantit de bonnes caractéristiques d'indépendance de polarisation.

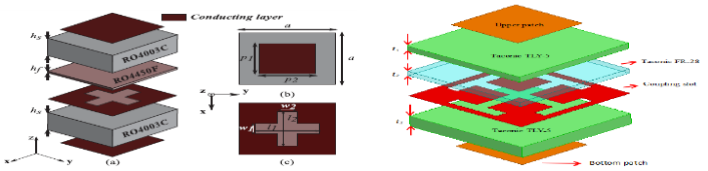


Figure 82 : cellules unitaires Rx-Tx symétriques à double polarisation ; (a) : couplage fente en croix [138]*,(b) couplage fente en croix de Jérusalem* [168].

Dans [138], avec un ensemble de onze cellules unitaires optimisées, la plage de phase totale est de 210° (de -100° à 110°). Le gain maximal mesuré est 24.7 dBi à 10 GHz, avec une efficacité d'ouverture de 23.5 % sur un panneau carré de 360 mm. La bande passante à 3 dB de gain est d'environ 20 %.

Dans [168], une autre à double polarisation linéaire de 3 bits en bande W est présenté. Un TA à gain élevé de 27,4 dBi a été réalisé avec une efficacité calculée de 63% pour une ouverture circulaire de diamètre de 60 mm. La largeur de bande de l'antenne est supérieure à 20 GHz.

Les auteurs dans [169] présentent une nouvelle technique de conception hybride FSS/Rx-Tx pour minimiser le nombre de couches d'un TA, tout en maintenant une plage de déphasage de 360° (voir Figure 83). Les deux types de cellules unitaires sont placés dans la même ouverture sur trois couches conductrices et sont imprimés sur deux substrats d'une épaisseur totale de 0,07 λ_0. Les mesures de l'antenne d'ouverture de 60 x 60 mm^2 montrent une largeur de bande passante de 6,7% à 1 dB de gain, et une efficacité d'ouverture supérieure à 30% pour un gain maximal de 21 dBi.

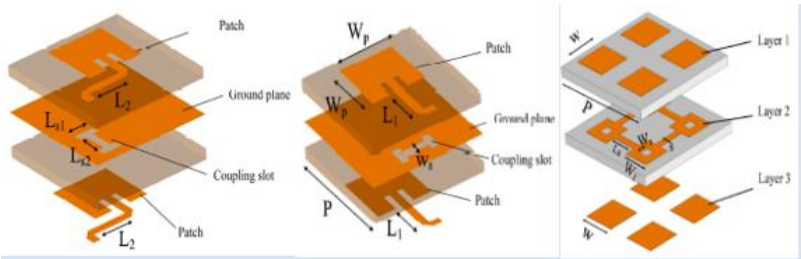


Figure 83 : Cellules unitaires hybrides FSS/Rx-Tx à 3 couches métalliques [169]

Dans l'ensemble des réalisations décrites ci-dessus, on constate que la combinaison de différentes cellules unitaires peut en effet fournir une meilleure liberté de conception pour une grande variation de phase avec une faible insertion tout en assurant une large bande passante.

2.5.3. Choix de la cellule unitaire

Après avoir évoqué les principaux types des cellules unitaires dans les bandes hyperfréquences, millimétriques et submillimétriques issues de l'état de l'art existant, nous avons procédé à une sélection en écartant d'abord certaines technologies que nous estimons difficilement réalisables à la lumière du cahier de charges établi. Ainsi les solutions suivantes ont été abandonnées :

- Les cellules contenant des vias métalliques, du fait de leur petite taille et sa difficulté d'utilisation en bande D, et par conséquent l'incertitude des résultats et des surcoûts de fabrication engendrés ;

- Les cellules en métal pur, sans substrat, face au grand nombre des cellules unitaires dans l'antenne, faisant appel à des structures plus robustes, avec des procédés de fabrication laborieux ;

- Les cellules en diélectrique pur, en raison de nombre important de couches et de la difficulté de fabrication en bande D du fait des faibles dimensions des trous d'air dans le substrat ;

- Les cellules basées sur des éléments miniaturisé à retard de temps réel (TDD, MMFSS), composées de patchs capacitifs et de grilles inductives non résonants. Cette topologie nécessite de nombreuses couches et des faibles tolérances de fabrication (périodicités de l'ordre de 0.2 λ).

- Les cellules composées des éléments non résonants, stackées sur des structures différentes, difficilement faisable en bande D, pour les mêmes raisons de faible périodicité étroite.

- Structures composées des grilles polarisantes, limitées par une seule polarisation.

Un résumé des cellules unitaires candidates les plus prometteuses, analysées dans les sections précédentes, sont présentés dans le Tableau 5.

Tableau 5 : Sélection des principales cellules unitaire pour le choix du réseau transmetteur.

Reference	[142]	[143]	[145]	[148]	[165]	[167]	[168]
Processus	PCB	PCB	PCB	PCB	PCB	PCB	PCB
Polar	LP	LP	LP	LP	LP	LP	LP
Type des cellules	MFSS	MFSS	MFSS	MFSS	Tx/Rx	Tx/Rx	Tx/Rx + MFSS
Fréq f_0(GHz)	11 .3	13	12.4	11.5 GHz	60	60	94
Ouverture	1.64 cm (Carré)	16.2 cm (Circulaire)	22.1 cm (Circulaire)	10 cm (Carré)	10 cm (Circulaire)	5.72 cm (Carré)	3 cm (Circulaire)
Phase (°)	290° (>-1 dB) 360° (>-3 dB)	360° S_{21}>- 1dB	345° (>-3 dB) 360° (>-3.7 dB)	315° S_{21}>-1 dB	315° S_{21}>-3 dB	315° S_{21}>-1.8 dB	315° S_{21} >-1 dB
Peak Gain (dBi)	23 dBi	24 dBi	25.8 dBi	23.38 dBi	33.4 dBi	36 dBi	27.4 dBi
Efficacité (%)	35 %	35.34%	46.5 %	52.1 %	48%	53.7 %	36 %
1-dB gain BW	13.8 %	19.23 %	16.8 %	21 %	-	13.4 %	-
3-dB gain BW	27%	-	-	-	15.4%	23.2 %	21 %
Vias	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non
Couches métalliques	4	4	3	4	3	3	3
Architecture de cellule	1	1	2	1	3	7	1

D'après ce tableau, on peut identifier les cellules les plus prometteuses, voir Figure 84, à savoir :

-les cellules Rx-Tx composées de 3 couches métalliques (Figure 84(a)), et

- les cellules FSS séparées par de l'air (ou mousse) (Figure 84(b)).

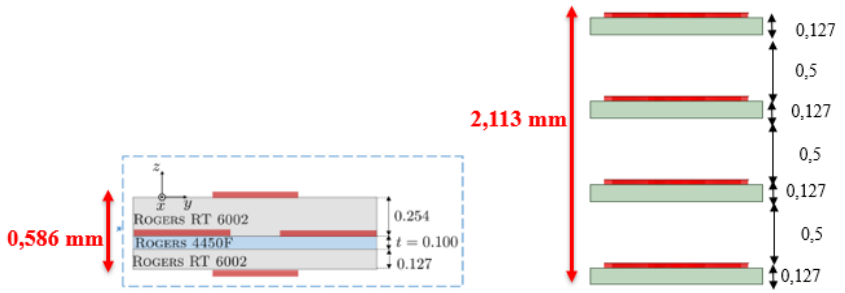


Figure 84 : Cellules unitaires retenues ; (a) cellule Rx-Tx à fente de couplage [164] *; (b) cellule MFSS avec de l'air entre les couches.*

Le principal inconvénient de la cellule MFSS réside dans sa plage de phase limitée obtenue avec une seule couche, qui oblige à empiler plusieurs panneaux pour l'étendre (normalement 4 couches métalliques). Par ailleurs, la mise en œuvre de telle solution en bande D s'avère laborieuse à cause de l'introduction des couches de mousse très fines (de l'ordre de λ/4, soit environ 0.5 mm). Enfin, l'encombrement d'une cellule MFSS est à peu près quatre fois plus grand d'une cellule R_X-T_X.

Ces constats, liés aux critères de bande passante, robustesse en angle d'incidence et efficacité, nous conduisent à retenir la structure de cellule unitaire Rx-Tx de la Figure 84(a), composée par deux patches séparés par une fente de couplage.

2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, différentes technologies d'antenne potentiellement compatibles avec le cahier de charges défini dans le premier chapitre, ont été étudiées en détail en se basant sur l'état de l'art récent.

Pour les réseaux d'antennes alimentés directement, il a été démontré qu'ils offrent le facteur de forme le plus faible. Cependant, le contrôle de l'amplitude et de la phase des éléments du réseau s'est avéré difficile et très coûteux en bande millimétrique, où un grand nombre d'éléments de petite taille sont utilisés pour répondre aux exigences de gain.

Les solutions d'antennes quasi-optiques offrent des dispositifs d'alimentation plus simples, permettant d'obtenir des solutions à faisceaux orientables et à faible niveau de lobes secondaires, moins complexes et à faible coût, avec toutefois, des facteurs de forme plus importants.

Pour répondre aux objectifs de proposer une solution d'antenne à faible coût, compacte, directive, et compatible avec l'auto-alignement du faisceau en mono et double bande, une matrice de décision est proposée identifiant les caractéristiques des différentes technologies d'antenne et leur conformité au cahier de charges, selon 3 applications (mono bande, double bande et compatibilité avec l'auto-alignement).

Le reflecteur parabolique représente la meilleure solution en termes de performance et simplicité de fabrication, démontrée par la réalisation d'un prototype en bande D. En dépit de ses hautes performances, ce type l'antenne ne semble pas être la meilleure solution face à la difficulté de l'introduction de l'auto-alignement de faisceau.

Le choix s'est porté alors sur le réseau transmetteur, ou « Transmitarray » comme technologie d'antenne de base pour cette thèse, fruit d'un compromis entre les performances et les contraintes industrielles, avec une facilité à intégrer des solutions à double bande et double polarisation.

Une étude détaillée sur les cellules unitaire existantes appliquées aux « Transmitarray » a été développée, afin de faire le meilleur choix selon la complexité de fabrication et leurs performances en réponse de phase et en bande passante, conduisant à retenir la structure de cellule unitaire Rx-Tx composée par deux patches séparés par une fente de couplage.

Chapitre 3

Conception et optimisation du « Transmistarray » en bande D

Dans ce chapitre, une architecture de réseau transmetteur, ou « Transmitarray », basé sur une structure composée de cellules unitaires Rx-Tx, compact et à bas coût, et compatible avec le fonctionnement en double polarisation linéaire, est proposée, analysée et optimisée. La première partie de ce chapitre est consacrée à la description du fonctionnement d'un réseau transmetteur et des points clés de sa conception. La deuxième partie présente l'analyse des caractéristiques et les performances des cellules unitaires ainsi que la source focale. Dans la troisième partie, nous procéderons par une approche analytique d'optimisation et de simulation complète de l'antenne et nous analysons les résultats de simulation du prototype.

3.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, une comparaison entre les technologies d'antennes à alimentation directe et indirecte face aux exigences des antennes « Backhaul » a été présentée. L'antenne « Transmitarray » a été retenue du fait de son gain élevé, sa large bande passante, son bon rendement, son faible profil et sa compatibilité au dépointage de faisceau à un coût relativement faible. Puis, le choix de la cellule unitaire a été réalisé suite à une étude exhaustive sur la base des performances et de fabrication.

Ce troisième chapitre présente la conception et la caractérisation du « Transmitarray » intégré sur substrat diélectrique fonctionnant en bande D. Premièrement, le principe de fonctionnement du « Transmistarray » ainsi que les formules analytiques permettant son dimensionnement sont présentées. Puis, six cellules unitaires fonctionnant en double polarisation linéaire sont proposées, avec une analyse de leurs performances. Ensuite la conception et la simulation de la source focale, utilisée pour illuminer les réseaux transmetteurs est présentée.

Finalement, le prototype complet du « Transmitarray » est simulé, sur la base du code présenté dans la première afin de définir la distribution optimale des cellules à la surface du réseau et leur distance focale, les performances théoriques de l'antenne sont évaluées et comparées, sur la base des simulations analytiques et électromagnétiques.

3.2. Principe de fonctionnement du « Transmitarray »

Le schéma général du « Transmitarray » est illustré dans la Figure 85. Cette antenne est composée des deux blocs principaux : la lentille planaire et la source focale. La lentille, comprenant une ouverture D x D, peut être décomposé en deux couches de réseaux d'éléments rayonnants, dits aussi cellules unitaires, l'une fonctionnant en réception, l'autre en transmission. Le réseau en réception est illuminé par une source primaire, qui peut être un cornet ou un réseau d'antennes compactes. La lentille planaire permet de focaliser le rayonnement grâce à des déphasages ou des retards insérés entre les deux couches de réseaux dans une ou plusieurs directions. Les cellules unitaires peuvent être des antennes patchs microrubans, des fentes, ou des dipôles imprimés, disposés sur toute la surface de la lentille plane.

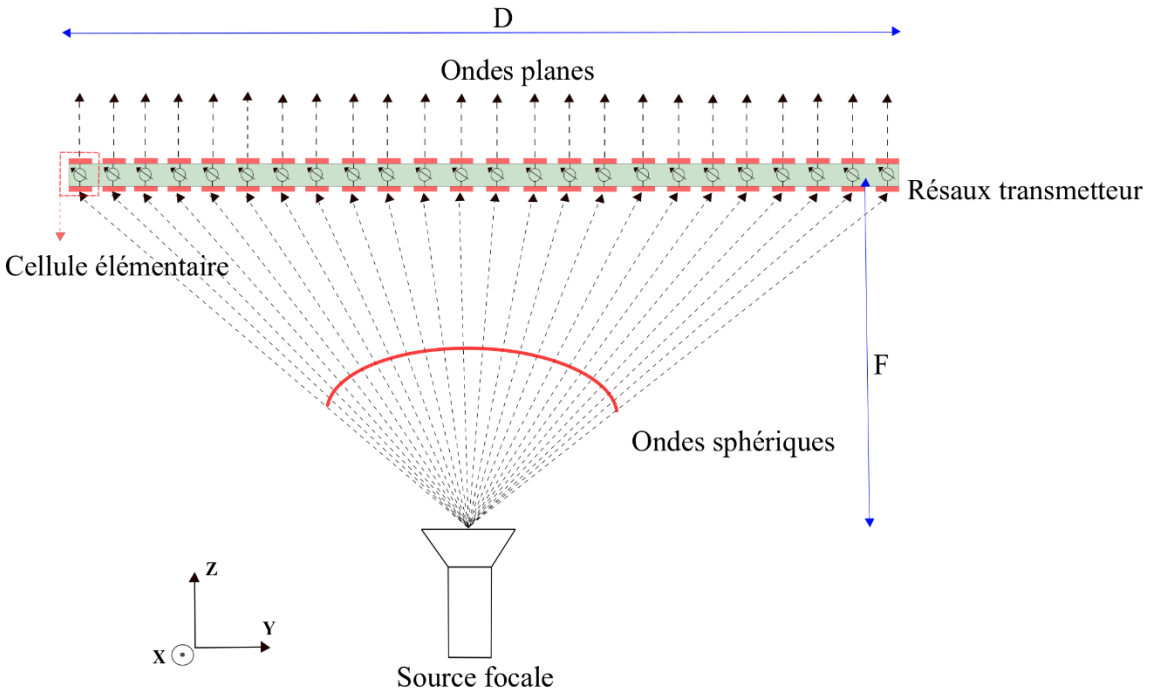


Figure 85 : vue schématique du rayonnement d'une antenne à réseau transmetteur.

La source focale est placée à une distance *F* d'un réseau transmetteur. Des antennes cornet sont souvent utilisées car elles ont une très bonne efficacité et permettent une illumination du réseau transmetteur bien maitrisée, conduisant à des efficacités d'ouverture élevées. L'illumination de la lentille dépend à la fois du diagramme de rayonnement de la source focale et du rapport *F/D*. Ces deux paramètres permettent de définir les lois d'excitation incidentes en amplitude et en phase sur le réseau transmetteur. Les cellules unitaires constituant le réseau transmetteur doivent à leur tour contrôler la distribution de phase sur la surface rayonnante (côté espace libre) du réseau.

La loi en amplitude est principalement définie par le diagramme de rayonnement de la source focale et sa distance du réseau transmetteur. Un compromis entre les pertes par débordement et pertes d'apodisation (différence de niveau entre la cellule centrale et cellules en bord de réseau) peut être trouvé en ajustant la distance focale afin d'atteindre le gain optimal du réseau transmetteur.

La loi en phase est quant à elle tributaire des longueurs des différents trajets entre le centre de phase de la source et chaque élément unitaire.

3.2.1. Analyse du réseau transmetteur

L'analyse d'un « Transmitarray » part du principe que les cellules unitaires se trouvent dans la région de champ lointain de la source d'alimentation, généralement centrée. Dans ce cas, le champ électromagnétique rayonné sur chaque cellule unitaire, possédant certain angle d'incidence, peut être considéré localement comme une onde plane avec une phase proportionnelle à la distance séparant le centre de phase de la source d'alimentation de chaque élément, ce qui correspond à la propagation sphérique de l'onde.

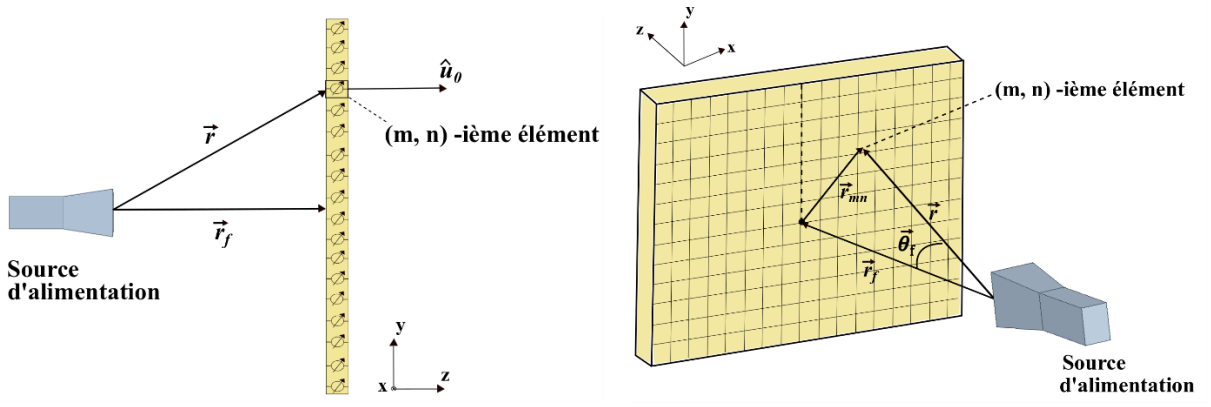
Afin de faciliter la conception du « Transmitarray » dans la présente thèse, un code de simulation analytique a été développé, se traduisant par une matrice de transmission. Dans ce code, les modélisations électromagnétiques des cellules élémentaires (diagramme de rayonnement, coefficient de réflexion et de transmission) peuvent être facilement prises en compte dans les calculs. La distribution de phase est ainsi calculée sur la surface du réseau transmetteur. Le code permet également de calculer le diagramme de rayonnement de l'antenne complète, ainsi que sa bande passante.

3.2.1.1 Distribution de phase

La phase de transmission requise de chaque élément de la matrice de transmission est conçue pour compenser le retard de phase spatial entre la source d'alimentation et cet élément, de sorte qu'une certaine distribution de phase puisse être réalisée afin de focaliser le faisceau dans une direction spécifique, comme indiqué sur la Figure 86. La phase de transmission pour le (m,n)-ième élément est calculée comme suit:

$$\psi(m,n) = k_0(\vec{r} - \vec{r}_{mn} \cdot \hat{u}_0) + \psi_0 , \qquad (1)$$

Où $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ est la constante de propagation dans l'espace libre, $\vec{r}$ la distance entre la source d'alimentation et le (m,n) -ième élément, $\vec{r}_{mn}$ le vecteur de position du (m,n)-ième élément et la direction du faisceau principal est représentée par $\hat{u}_0$. Le paramètre ψ_0 est une phase constante, ce qui indique qu'une phase de transmission relative est requise pour la conception d'un réseau de transmission, plutôt que la phase de transmission absolue. L'équation (1) est générale pour la conception de toutes les antennes focalisantes ou quasi-optiques.



(a) (b)

Figure 86 : Système de coordonnées du Transmitarray ; (a) : vue de côté ; (b) : vue en perspective de la surface éclairée par la source primaire.

Les termes $\vec{r}$, $\vec{r}_{mn}$ et $\psi(m,n)$ peuvent se décliner de la façon suivante :

$$r = \sqrt{\left(x_{mn} - x_f\right)^2 + \left(y_{mn} - y_f\right)^2 + {z_f}^2}\,, \tag{2}$$

$$r_{mn} = x_{mn}\, sin\theta_0 cos\varphi_0 + y_{mn} sin\theta_0 sin\varphi_0, \tag{3}$$

$$\psi(m,n) = k_0\left(r - sin\theta_0\left(x_{mn}\, cos\varphi_0 + y_{mn}\, sin\varphi_0\right)\right), \tag{4}$$

Où x_f, y_f et z_f sont les coordonnées du cornet d'alimentation, et (θ_0, φ_0) la direction du faisceau principal.

3.2.1.2. Diagramme de rayonnement directivité du Transmitarray

En utilisant la théorie des matrices, il est possible de prédire le diagramme de rayonnement en champ lointain pour une matrice de transmission à ouverture rectangulaire de M × N éléments en utilisant l'expression approximative suivante :

$$E(\theta,\varphi) = \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} cos^{qe}(\theta)\frac{cos^{qf}\left(\theta_f(m,n)\right)}{|\vec{r}_{mn} - \vec{r}_f|}\,.\,e^{-jk\left(|\vec{r}_{mn} - \vec{r}_f| - \vec{r}_{mn}.\hat{u}\right)}\,.\,|\Gamma_{mn}|e^{j\psi_{mn}}\,, \tag{5}$$

Où q_e est le facteur de puissance de l'élément, q_f est le facteur de puissance du modèle d'alimentation, et θ_f *(m, n)* est l'angle sphérique dans le système de coordonnées d'alimentation correspondant à chaque élément du TA, pour lequel le champ rayonné par l'alimentation est calculé.

$|\Gamma_{mn}|$ est l'amplitude de transmission de l'élément, obtenue directement à partir de l'analyse des cellules unitaires, et $\psi(m,n)$ est le retard de phase requis de l'élément (m,n) pour régler le faisceau principal dans la direction $\hat{u}_0$, comme décrit dans l'équation (4).

De plus, $|\Gamma_{mn}|$ peut également être modélisé par une fonction cosinus à la puissance q_e, basée sur les coordonnées de l'élément local :

$$|\Gamma_{mn}| = cos^{qe}(\theta_e)(m, n) \tag{6}$$

Où θ_e *(m,n)* est l'angle entre la source et l'élément (m,n), et $|\vec{r}|$ et la direction normal du plan d'ouverture, comme nous montre la Figure 87.

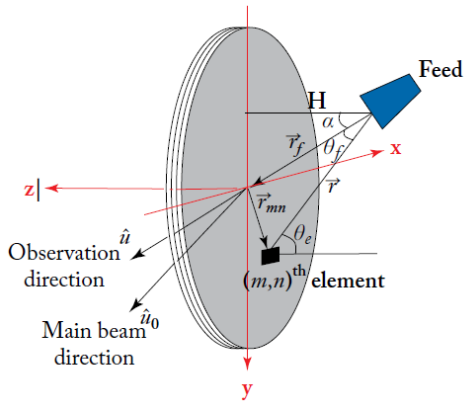


Figure 87 : Coordonné d'un « Transmitarray » [132].

En général, la formule (5) produit la largeur de faisceau principal, la direction de faisceau et une forme générale du diagramme de rayonnement. Cependant, étant donné que la polarisation du cornet et des éléments ne sont pas pris en compte dans le modèle simplifié en cosinus puissance q, la polarisation croisée de l'antenne n'est pas calculée dans cette procédure.

Une fois que le diagramme de rayonnement est obtenu par l'équation (5), la directivité de l'antenne peut être quantifiée par la relation suivante :

$$D_0 = \frac{|E(\theta_0, \varphi_0)|^2}{\frac{1}{4\pi}\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}|E(\theta,\varphi)|^2 \; Sin\,\theta \; d\theta \; d\varphi} \tag{7}$$

où θ_0 et φ_0 représentent la direction du faisceau principal.

3.3. Cellule unitaire à double polarisation linéaire

La polarisation linéaire orthogonale est l'un des paramètres à prendre en compte dans la conception du présent TA. Comme mentionné dans le paragraphe précédent, la bande passante d'un TA dépend principalement de la bande passante de la cellule unitaire, généralement issue d'éléments résonants planaires tels qu'un patch et/ou une fente pour le contrôle de la phase de l'onde transmise. Les cellules unitaires doivent être conçues et optimisées de façon à permettre un comportement en bipolarisation linéaire orthogonale, avec une large bande de fréquences et une variation linéaire des réponses en phase autour de 150 GHz.

3.3.1. Architecture

La géométrie de la cellule unitaire proposée, ou UC, de l'anglais « Unit Cell » possède une taille de 1 × 1 mm² ($\lambda_0/2 \times \lambda_0/2$), où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre à la fréquence centrale (150 GHz). L'empilement et la topologie des UC ont été définies en tenant compte de deux contraintes majeures de conception : premièrement pour permettre l'utilisation de techniques de fabrication de PCB standard (largeurs de ligne et d'espacement minimales de 100 µm), et deuxièmement pour éviter la connexion avec des vias métallisés de manière à réduire le coût de fabrication du TA et à améliorer sa robustesse vis-à-vis des dispersions de fabrication. L'empilement choisi, représenté sur la Figure 88, est constitué seulement de trois couches métalliques, sans vias, séparées par deux substrats Rogers 5880 (ε_r = 2,2, tan δ = 0,0036) d'épaisseur 0.254 mm et 0.127 mm respectivement, et assemblées par un film de liaison FR-28 de 114 µm d'épaisseur (ε_r = 2,72, tan = 0,0056).

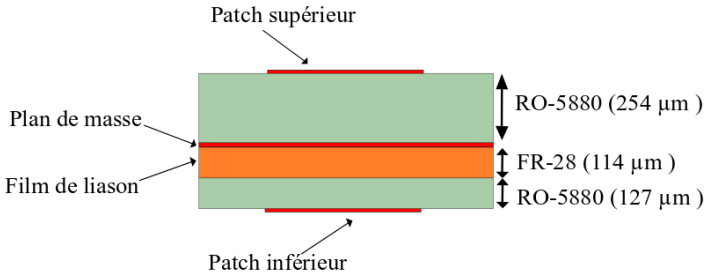


Figure 88 : vue transversale de la structure commune de la cellule unitaire Rx-Tx choisie.

La démarche établie pour la conception des UC a consisté à dimensionner huit cellules possédant un déphasage espacé de 45 °, couvrant ainsi la plage 360◦ (quantification à 3-bits), avec moindres pertes, compatibles avec le fonctionnement en double polarisation linéaire et fonctionnant dans la totalité de la bande passante (130-175 GHz). Etant donné la difficulté à conjuguer l'ensemble de ces objectifs avec une seule forme, une approche de conception de plusieurs types des cellules unitaires est proposée. Par ailleurs, face aux contraintes de place et de fabrication limitant sévèrement la possibilité de concevoir les huit réponses de phases des cellules, le choix de la simplicité a été conservé (seulement trois couches métalliques, sans vias), trois types différents de cellules Rx-Tx sont utilisés pour obtenir six états de phase à large bande. Avec cet ensemble de six UC optimisées, une quantification de phase équivalente d'environ 2 bits est atteinte. Une conception à cellule unitaire avec un cycle de phase complet de 360° pourrait être obtenue, au détriment d'un plus empilement complexe, comme des patchs empilés et cinq couches métalliques [170].

Les six types d'UC ont ainsi été conçus pour assurer les valeurs de déphasage de 45°, 90°, 135°, 180°, 225° et 270°, voir géométries indiquées sur les Figure 89. La première géométrie (UC1 à UC4) est constituée de deux patchs carrés identiques fonctionnant en émission (Tx) et en réception (Rx) placées respectivement sur les couches supérieure et inférieure de la structure diélectrique, et couplés par une fente en croix de Jérusalem. Dans la deuxième géométrie (UC5), les patchs sont chargés par une large ouverture dans le plan de masse, alors qu'aucun patch n'est utilisé pour UC6. La géométrie des UC's proposées est entièrement symétrique, permettant leur

fonctionnent en double polarisation linéaire, conduisant ainsi à une symétrie de rayonnement dans les deux plans orthogonaux.

Le nombre de bits équivalent N bit [171] est définit comme suit :

$$N_{bit} = \frac{\ln\left(\frac{360}{\sqrt{12}\,\sigma}\right)}{\ln 2}, \tag{8}$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{6}(\Delta\emptyset_i)^3}{12 \times 360}}, \tag{9}$$

Où :
σ est l'écart de phase
$\Delta\emptyset_i$ est la différence de phase (en degrés) entre deux états consécutifs.

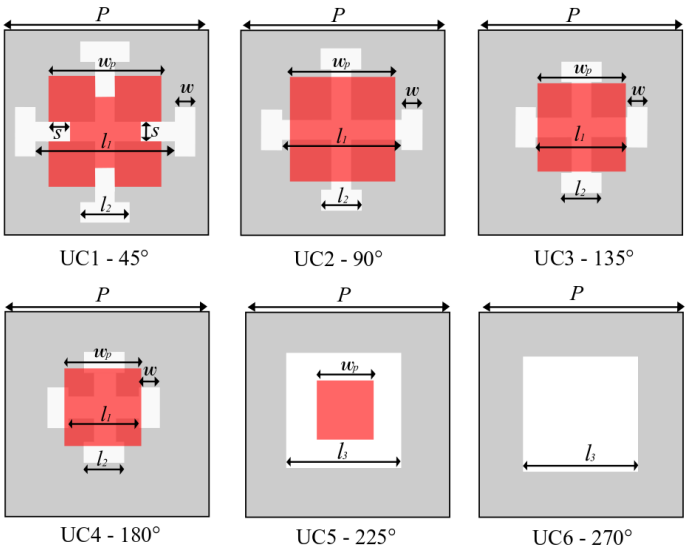


Figure 89 : Vue de dessus des 6 cellules unitaires Rx-Tx choisies.

Les dimensions des patchs carrés (Tx - Rx), des fentes et des ouvertures sont ajustés pour introduire des résonances dans la bande passante d'intérêt (130 – 175 GHz) et assurer les six états de phase, tout en gardant un coefficient de transmission supérieur à -3 dB. Les dimensions de ces cellules sont reportées dans le Tableau 1.
Il faut noter que les dimensions minimales des motifs composant les UC's sont maintenues au-dessus de 100 µm, ce qui permet la réalisation avec des technologies PCB standards.

Tableau 6 : Dimensions des 6 cellules unitaires.

Figure	Cellule	Dimension (mm)
(a)	UC1	P = 1, w_p = 0.555, w= 0.1, l_1 = 0.7, l_2 = 0.25, s = 0.1
(b)	UC2	P = 1, w_p = 0.52, w= 0.1, l_1 = 0.6, l_2 = 0.2
(c)	UC3	P = 1, w_p = 0.39, w= 0.1, l_1 = 0.35, l_2 = 0.2
(d)	UC4	P = 1, w_p = 0.44, w= 0.1, l_1 = 0.45, l_2 = 0.2
(e)	UC5	P = 1, w_p = 0.29, w= 0.1, l_3 = 0.8
(f)	UC6	P = 1, l_3 = 0.57

3.3.2. Réponse en fréquence

La conception des UC's a été optimisée avec le logiciel commercial Ansys HFSS version 2020, suivant une incidence normale. Les conditions périodiques de type Master – Slave dans le plan du réseau, associées à des ports de Floquet, ont été considérées pour prendre en compte les couplages mutuels avec les UC's environnantes, en supposant un arrangement périodique de cellules unitaires identiques (voir Figure 90).

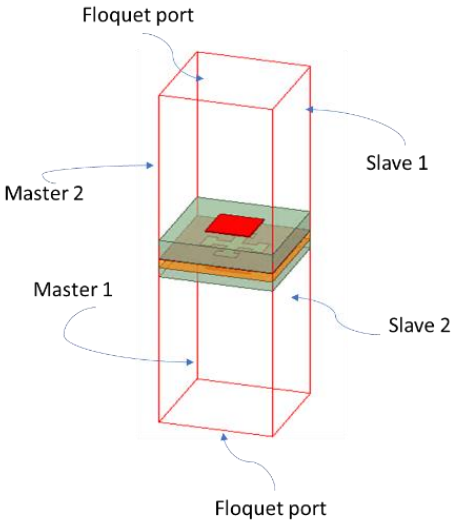
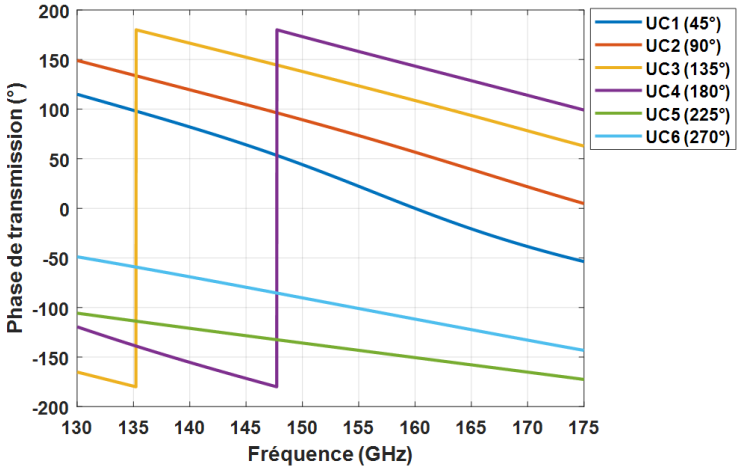


Figure 90 : Modèle de simulation de la cellule unitaire sous Ansys HFSS, suivant une incidence normale avec des ports de Floquet.

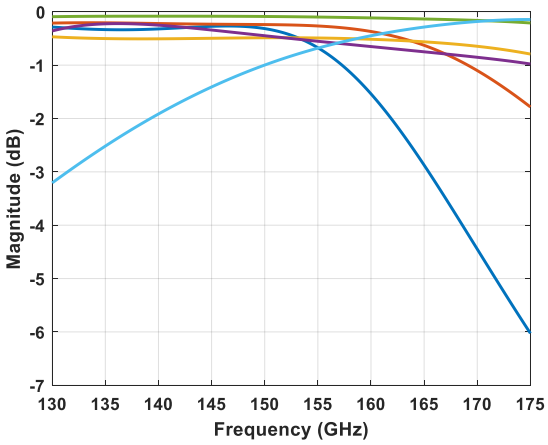
Les réponses en transmission, en phase et amplitude des UC's, ainsi que leurs coefficients de réflexion, sont présentés en Figure 91. Les UC3, UC4 et UC5 affichent une large bande passante de transmission à -1.5 dB (>29%), à l'exception des cellules 1 et 6 qui ont des bandes plus réduites, de 18% et de 20% respectivement. Ceci est dû à la présence de résonances proches de la fréquence centrale de la bande (130 – 175 GHz), nécessaires pour assurer les états de phases proches de 45° et 270°, mais dont le comportement sélectif réduit la bande passante. En choisissant astucieusement la position des différentes UC's dans le réseau transmetteur, et en utilisant notamment celles les plus performantes dans les zones de rayonnement les plus

importantes, l'impact de cellules 45° et 270° peut être minimisée. Ce point est étudié dans la section suivante.

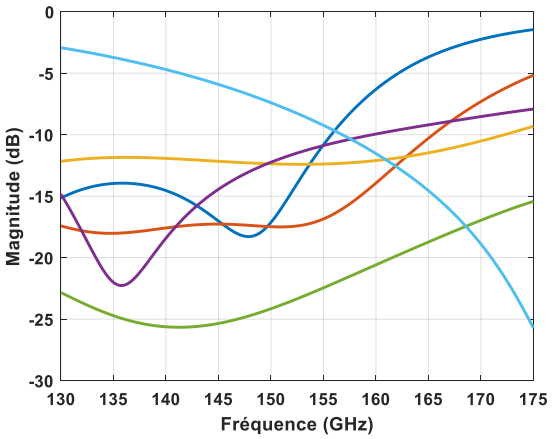
La Figure 91(a) présente la réponse en phase de transmission des six UC's. Comme on peut le constater, les courbes sont quasiment parallèles sur toute la bande de fréquences, avec une différence de phase d'environ 45◦ entre deux états de phase consécutifs à la fréquence centrale, à l'exception d'une différence de 135° entre UC1 (45°) et UC5 (270°), car comme évoqué, ces deux états de phase (0° et 315°) ne sont pas couverts par la conception proposée, pour conserver la simplicité de la structure.



(a)



(b)



(c)

Figure 91 : Simulation sous Ansys HFSS des paramètres S en transmission et réflexion des six cellules unitaires dimensionnées ; (a) : réponse S21 en phase ; (b) : réponse S21 en en amplitude ; (c) : réponse S11 en amplitude.

Afin d'évaluer les performances des UC's conçues, les valeurs moyennes de quantification équivalente et de perte d'insertion sont calculées et tracées dans la Figure 92. Le nombre équivalent de bits varie entre 1,7 et 2,4 bits, en fonction de la fréquence, suivant l'équation (8) avec une perte d'insertion moyenne pour les six cellules de 0,7 dB entre 130 et 175 GHz.

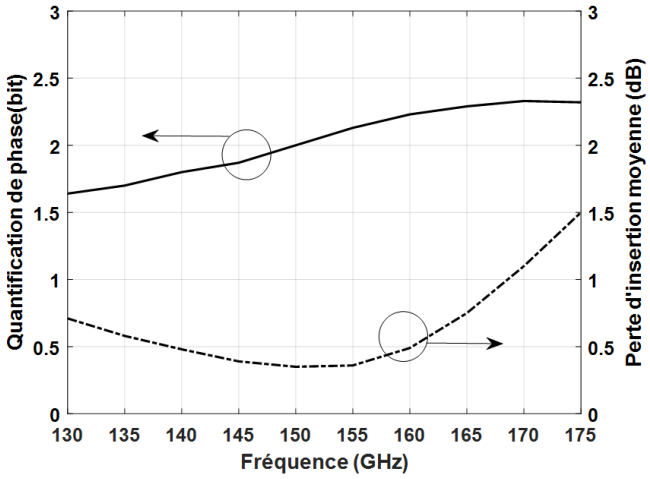


Figure 92 : Nombre de bits équivalents et perte d'insertion moyenne en fonction de la fréquence pour les UC.

La performance de la cellule unitaire sous incidence oblique est discutée ci-dessous. Ses paramètres S ont été calculés en utilisant HFSS pour un angle d'incidence jusqu'à 40°. Nous donnons ci-dessous les réponses de phase calculées entre 130 GHz et 175 GHz uniquement pour deux valeurs de l'angle d'incidence : incidence normale (0°) et incidence oblique (40°). Ces résultats démontrent la robustesse de la conception proposée, typiquement jusqu'à 30-35° et sur toute la bande passante. Des déviations de phase par rapport à l'incidence normale apparaissent à partir de 40° (voir Figure 93). Concernant l'affaiblissement d'insertion supplémentaire, les données de simulation fournissent des valeurs inférieures à 1 dB sur toute la bande.

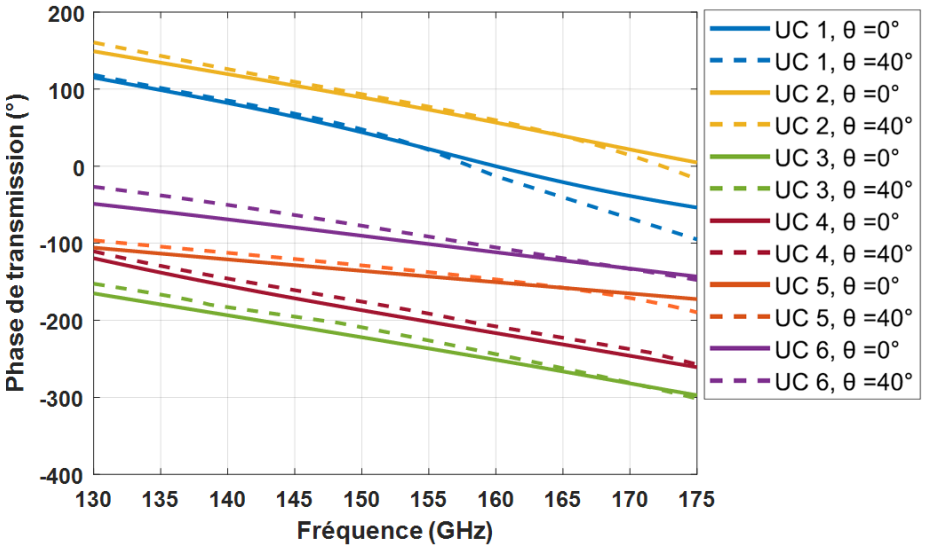


Figure 93 : simulation sous Ansys HFSS de la variation de la phase du coefficient de transmission sous incidence normale (ϑ =0°) et oblique (ϑ =40° pour chacun des 6 UC's dimensionnés.

Les diagrammes de rayonnement des six UC's dans les plans E et H, simulés sur Ansys HFSS, sont présentés en Figure 94. On observe que leurs gains varient entre 4 dBi (cellule 270°) et 4.93 dBi (cellule 90°) et restent similaires dans les deux plans. Les ouvertures à mi-puissance, HPBW, de l'anglais « Half Power Beamwidth » dans les plans E et H se situent entre 79° et 90°.

Les niveaux de polarisation croisée restent très faibles sur les deux plans (<-50 dB). Les performances de rayonnement des six UC's sont résumées dans le Tableau 7.

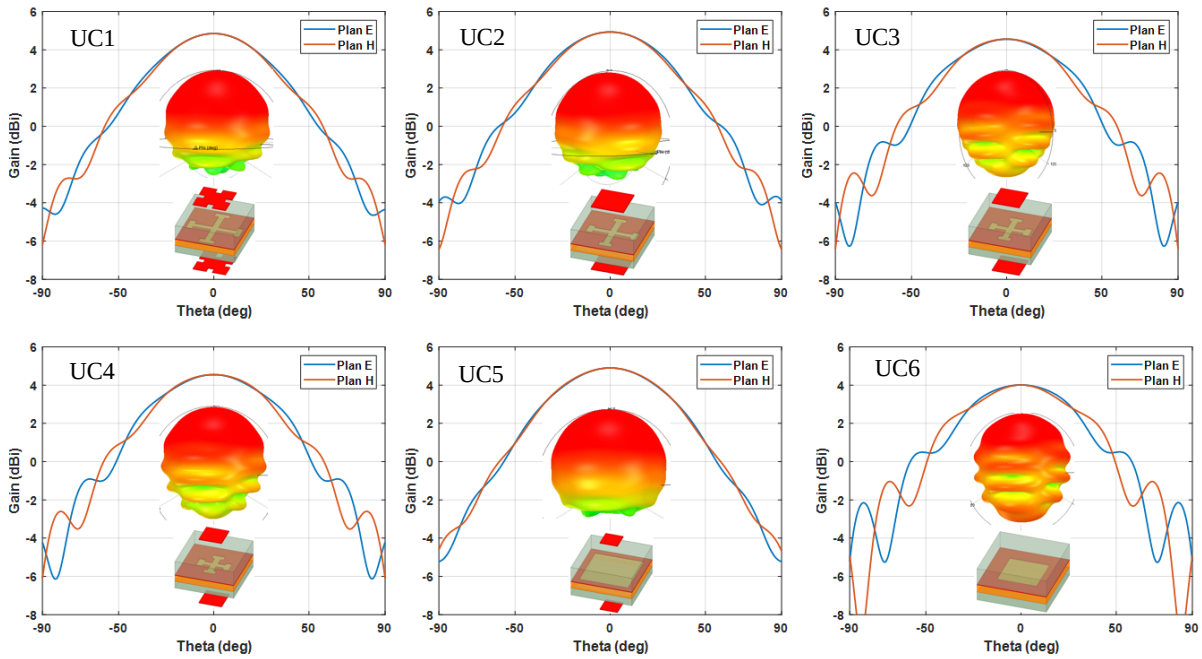


Figure 94: Diagramme de rayonnements simulés sous Ansys HFSS des six cellules unitaires en 2D (plan E et H) et 3D.

Tableau 7 : Synthèse des caractéristiques simulées en rayonnement des six cellules unitaires.

Cellule	Gain (dBi)	HPBW (°)		Polarisation croisée (dB)	
		Plan E	Plan H	Plan E	Plan H
45°	4.85	85	83	-50	-51
90°	4.93	82	84	-56	-57
135°	4.56	87	82	-61	-60
180°	4.55	88	83	-58	-59
225°	4.9	88	86	-58	-57
270°	4	79	90	-60	-61

3.4. Conception du « Transmitarray »

Dans ce paragraphe, la conception du « Transmitarray » basée sur les UC's proposées dans la section précédente est présentée. Dans un premier temps, le choix de la taille de l'ouverture rayonnant et la distance focale dimensionnées. Ensuite, l'influence du choix de la UC centrale sur les performances de rayonnement est étudiée.

3.4.1. Choix des dimensions de l'antenne

Le choix de la taille de l'antenne est déterminé pour maximiser le gain isotrope de l'antenne complète dans toute la bande de fréquences, avec une bonne efficacité de rayonnement. Comme observé précédemment, les UC's choisies présentent une robustesse par rapport à l'angle d'incidence provenant de la source, sur une plage angulaire allant jusqu'à environ 40°, ce qui nous amène à envisager rapport F/D supérieur à 0.75 (soit θ = 41,8°), pour garantir une bonne réponse en phase des UC's positionnés en périphérie de la lentille plate :

$$\theta = tan^{-1}\left(\frac{D}{2F}\right) \qquad (10)$$

Par ailleurs, le gain du prototype dépend de l'ouverture d'antenne, d'après l'équation suivante :

$$G = 10\log\eta\frac{4\,\pi\,S}{\lambda^2} \qquad (11)$$

Où η est l'efficacité d'ouverture, S est la surface d'ouverture et λ est la longueur d'onde.

L'augmentation de la surface rayonnante du TA se traduit par un meilleur gain isotrope de crête à la fréquence centrale, avec un « coût » en termes de réduction bande passante pour une même rapport F/D. La Figure 95 montre une comparaison entre trois ouvertures, 20 x 20 λ_o, 40 x 40 λ_o et 75 x 75 λ_o. Un compromis a été établi pour concevoir un TA atteignant un gain isotrope supérieur à 30 dBi avec une bande passante de 20 % à -3 dB de gain en utilisant un rapport F/D =0.75 autour de 150 GHz (correspondant à une efficacité de 50%). Un réseau de 40 x 40 UC's, correspondant à une ouverture électrique de 20 x 20 λ_o, soit 4 x 4 cm^2, a été retenu pour atteindre le gain souhaité.

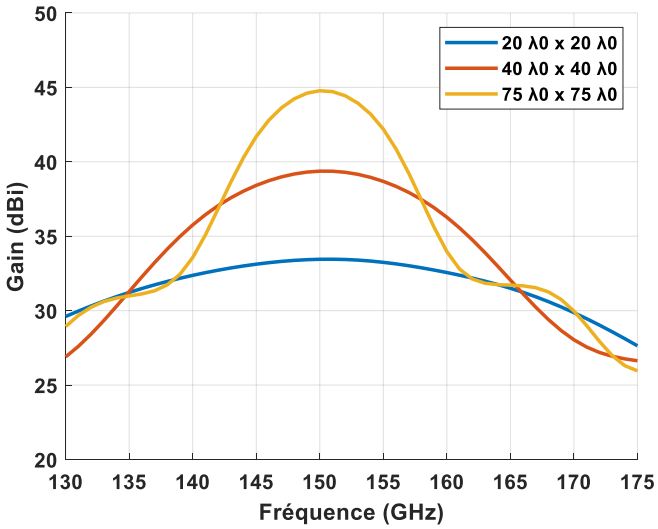


Figure 95 : Simulation Analytique de la variation du gain isotrope du TA en fonction de bande passante selon plusieurs ouvertures rayonnantes.

Afin d'illustrer l'importance du choix de la distance focale et de la loi d'éclairage sur le gain de l'antenne, nous considérons l'exemple d'un réseau transmetteur constitué de 40 x 40 UC's, avec une ouverture de 40 x 40 mm^2 à 150 GHz, composé de cellules unitaires idéales (sans pertes), éclairé par une source primaire selon plusieurs lois d'éclairage. Les évolutions des pertes par débordement ou de l'anglais « Spillover », des pertes d'apodisation ou de l'anglais « Taper Losses » du gain isotrope et de l'efficacité d'ouverture, en fonction de la distance focale, ont été simulés analytiquement sous Matlab et tracés en Figure 96. Pour des faibles rapports focaux (source proche de la lentille), les pertes par débordement, sont réduites, tandis que les pertes d'apodisation, sont élevées. En effet, la source illumine principalement le centre du réseau, ce qui réduit l'efficacité d'ouverture et abouti à un gain isotrope faible. Dans le cas de rapports focaux élevés (source loin de la lentille), la source illumine tout le réseau de manière quasi uniforme ce qui conduit à des faibles pertes d'apodisation mais des pertes par débordement élevées, ce qui conduit à réduire à nouveau le gain isotrope.

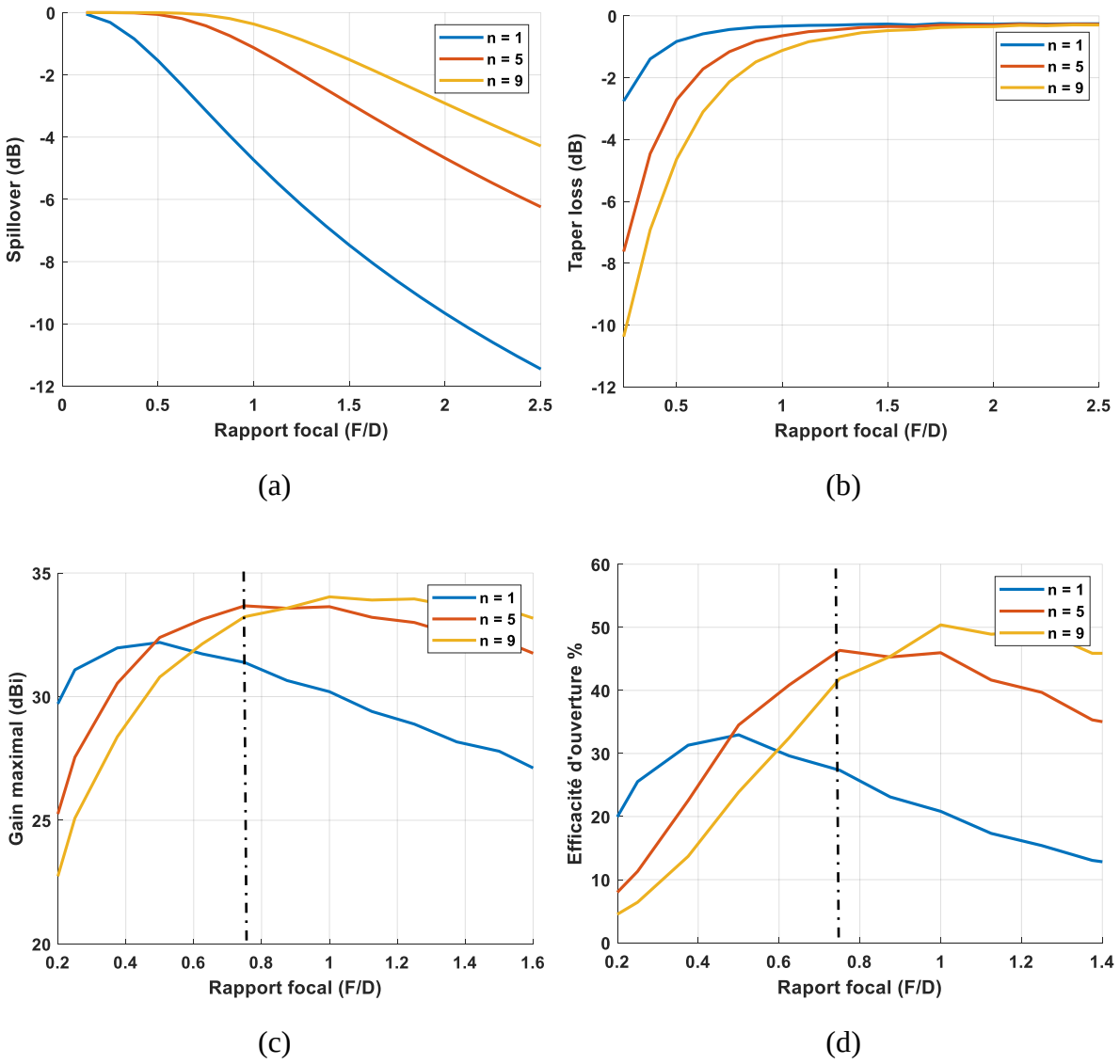


Figure 96 : performances théoriques d'illumination simulées de l'antenne réseaux transmetteur 40 x 40 éléments (40 x 40 mm^2 à 150 GHz) en fonction de rapport F/D suivant plusieurs lois d'illumination ; (a) : pertes par débordement (b) : pertes par apodisation ; (c) gain isotrope ; (d) : efficacité d'ouverture.

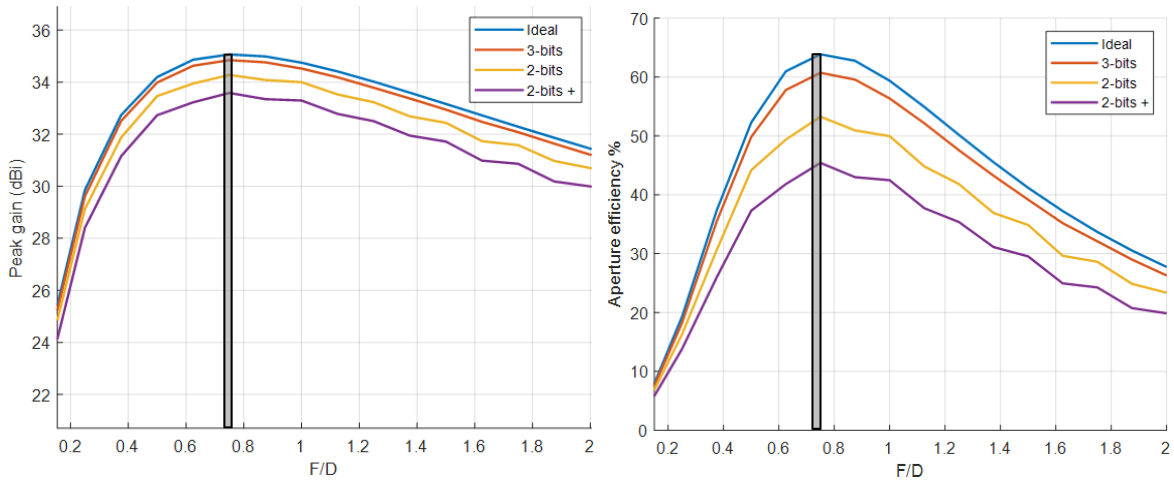
Le Tableau 8 présente les valeurs des performances d'illumination pour les lois d'illumination de facteurs n = 1, 5 et 9. On observe, à partir des figures 13 (c) et (d), qu'un compromis entre

les pertes d'apodisation et de débordement peut être obtenu avec un rapport focal d'environ 0,75 et une loi d'illumination avec un facteur n = 5, conduisant à un gain maximal de 33.4 dBi, correspondant à une efficacité d'ouverture de 43.5%.

Tableau 8 : Valeurs des performances d'illumination du TA 40 x 40 UC's (40 x 40 mm à 150 GHz) simulée analytiquement en fonction de F/D et de la loi d'illumination pour des facteurs d'apodisation n=1, 5 et 9.

Facteur d'apodisation	n = 1			n = 5			n = 9		
F/D	0.5	0.75	1	0.5	0.75	1	0.5	0.75	1
Taper loss (dB)	1.6	1.2	1.06	3.4	1.87	1.33	5.2	0.07	0.36
Spillover loss (dB)	1.54	3.1	4.7	0.05	0.42	1.12	0.002	2.8	1.7
Gain (dBi)	31.8	31.1	29.9	32.1	33.4	33.34	30.5	32.3	33.75
Efficacité d'ouverture (%)	30.6	25.5	19.4	32.35	43.5	42.9	22.6	39.4	47.2

La plage de déphasage est idéalement de 360 °, mais l'optimisation des UC's pour obtenir une telle plage fait face à de nombreux défis, non seulement en tenant compte de leurs pertes d'insertion, mais aussi de la perte de quantification de phase de la lentille, du fait de la discrétisation des déphasages apportés par chaque UC, par rapport à la variation continue de la phase de transmission, contribuant à la dégradation de la directivité et de l'efficacité d'ouverture. La perte de quantification de phase issue d'une résolution à 2 états (1 bit), 4 états (2 bits) ou 8 états (3 bits) est indépendante de la taille du réseau de transmission, et peut être étudié numériquement à partir d'une source d'alimentation et d'une cellule unitaire idéales. La résolution de 3 bits est un meilleur compromis entre la complexité de la cellule unitaire et la perte de quantification qui n'est inférieure que de 0,2 dB par rapport au cas idéal (où on a une variation continue des phases). Toutefois, comme évoqué dans le paragraphe précédent, il est difficile d'obtenir 8 états de phase en double polarisation linéaire avec des structures simples. Par conséquent, la résolution de phase de 2 bits est généralement ciblée avec une perte de quantification de 0.8 dB par rapport au cas idéal. Le gain maximum et l'efficacité d'ouverture, pour plusieurs niveaux de quantification, sont tracés en fonction de F/D sur la Figure 14. Le courbe de (2bit +) représente les valeurs du gain et de l'efficacité d'ouverture en prenant en compte les réponses en phase et an amplitude des cellules unitaires.



(a) (b)

Figure 97 : Simulation analytique de l'impact de quantification des UC's sur le gain et de l'efficacité de l'ouverture du TA de 40 x 40 UC's, 2-bit + représente la quantification 2-bit en ajoutant les pertes d'insertion des cellules.

Globalement, le choix d'une quantification de 2 bits dans le cadre de la présente étude conduit à une perte de 0.8 dB, soit une réduction de l'efficacité à l'ouverture de 62 % à 43.5 %.

3.4.2. Choix de la cellule centrale

L'énergie envoyée par la source focale privilégiant le centre de la lentille, il est important de veiller à ce que les UC's les plus performantes puissent jouer leur rôle au centre, afin de maximiser les performances globales de l'antenne. La distribution des phases a ainsi été calculée afin de maximiser le gain et l'efficacité d'ouverture, en minimisant en occurrence la contribution des UC's 45° et 270°, les moins performantes en termes de bande passante, tout en respectant bien entendu la séquence des déphasages.

La Figure 98 illustre l'étude menée sur trois TA de 40 x 40 UC's (40 *40 mm^2 à 150 GHz), avec des distributions plaçant au centre la cellule 45° (Figure 98(a)), la cellule 270° (Figure 98(b)), et la cellule 90° (Figure 98(c)), cette dernière permettant le placement des s cellules 45° et 270° en périphérie.

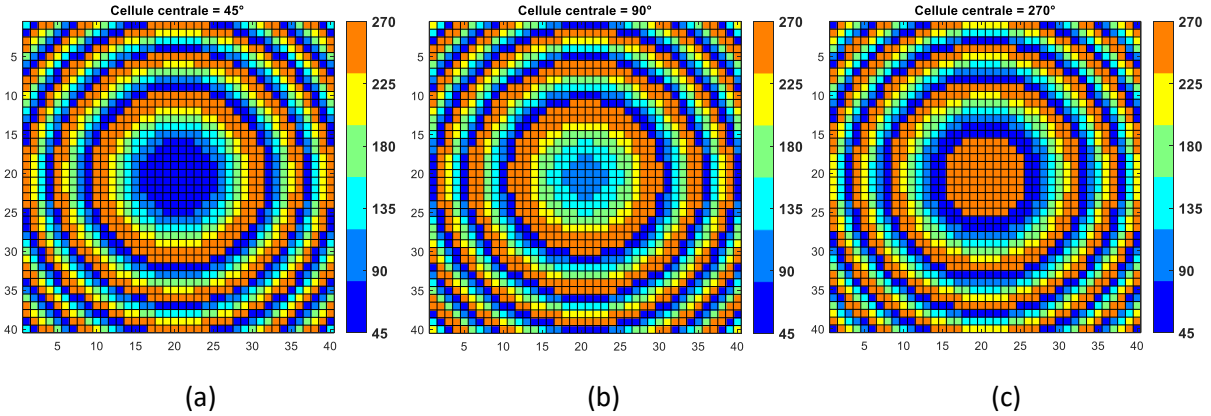


Figure 98 : Attribution des phases sur la lentille du TA de 40 x 40 UC à 150 GHz ; (a) : cellule 45° au centre, (b) : cellule 90° au centre ; (c) : cellule 270° au centre.

On observe que le changement de l'ordre des cellules selon leur phase un impact mineur sur le gain et l'efficacité globales de l'antenne, comme le montre la Figure 99.

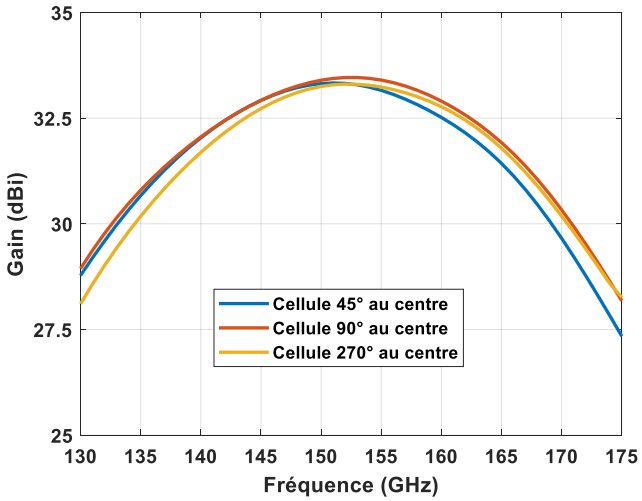


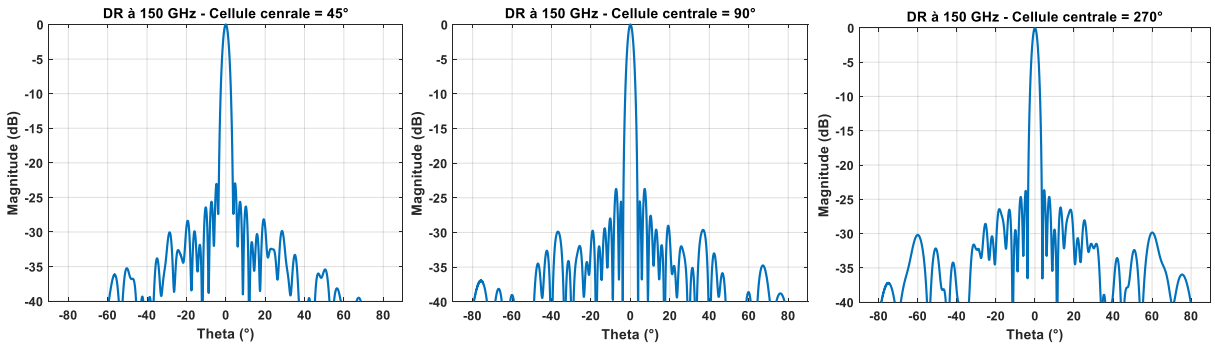
Figure 99 : Simulation des variations du gain et de la bande passante pour différentes valeurs de phase au centre de l'ouverture du TA 40 x 40 à 150 GHz.

Le Tableau 9 résume les performances de trois TA, selon les différentes valeurs de phase au centre de l'ouverture. La distribution avec la cellule 45° au centre favorise le bas de la bande passante et dégrade le haut de la bande, et celle à 270° opère dans le sens contraire. La configuration avec la cellule 90° au centre apporte une meilleure bande passante (23,3 %) à -3 dB de gain.

Tableau 9 : Comparaison des performances du Transmitarray pour différentes valeurs de phase au centre de l'ouverture.

Phase de centre	Gain à 130 GHz	Gain à 150 GHz	Gain à 175 GHz	Efficacité d'ouverture à 150 GHz	Bande passante à 3-dB de gain
45°	28.8 dBi	33.3 dBi	27.5 dBi	42.2 %	22.1 %
90°	29 dBi	33.4 dBi	28.2 dBi	43.5 %	23.3 %
270°	28.2 dBi	33.13 dBi	28.2 dBi	40.7 %	22.9 %

La Figure 100 présente les diagrammes de rayonnement calculés de la lentille composée de 40 x 40 UC's à 150 GHz pour les trois distributions des phases ayant au centre les UC's de 45°, 90° et 270°.



(a) (b) (c)

Figure 100 : Diagrammes de rayonnement calculées et normalisés du TA à 150 GHz, suivant 3 distributions de phase ; (a) : cellule 45° au centre, (b) : cellule 90° au centre, (c) : cellule 270° au centre.

Le réseau avec la cellule 90° au centre (Figure 100(b)) présente le niveau de gain le plus élevé (33.4 dBi), avec des niveaux de lobes secondaires moins élevés (-24.2 dB). Les réseaux des Figure 100(a) et (c) présentent des gains de 33.3 et 33,13 dBi, des lobes secondaires à -23.1 et -23.7 dB, respectivement.

D'après cette étude, la distribution retenue est celle où la cellule 90° placé au centre de l'ouverture.

3.4.3. Source focale

Pour le « Transmistarray », comme pour toute autre ouverture excitée par une source primaire, il existe une conicité de bord optimale pour minimiser les pertes par débordement et concentrer l'énergie d'alimentation sur la surface de l'ouverture. L'idéal serait de disposer d'une source d'alimentation qui éclaire uniformément la surface de la lentille sans aucune perte de

débordement, mais une telle source, ne peut pas être conçue du fait du faible encombrement de l'on dispose.

Comme évoqué dans le paragraphe précédent, la loi d'illumination des sources primaires généralement utilisées est définie par une distribution dont la densité de puissance est en cos^n, la fonction cos^5 ayant été privilégiée pour optimiser l'illumination du TA avec un F/D de 0,75.

Sur la base des analyses mentionnées ci-dessus, un « Transmistarray » d'ouverture est de 40 × 40 mm^2 a été conçu, illuminé par un cornet polarisé linéairement, placé à une distance de 30 mm du panneau TA (correspondant à un rapport F/D de 0,75 et un angle d'illumination θ_{Edge} = 33.6°).

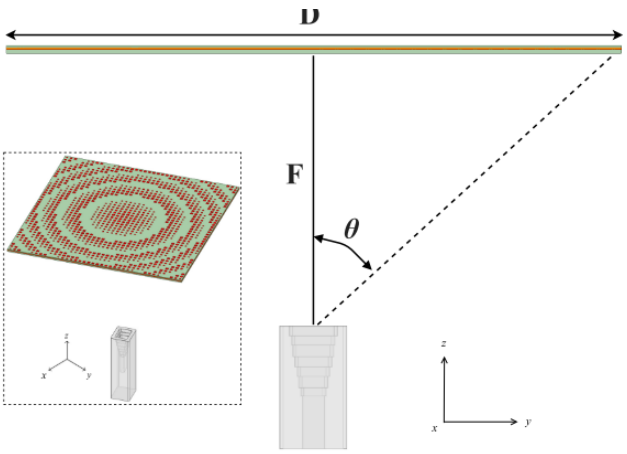
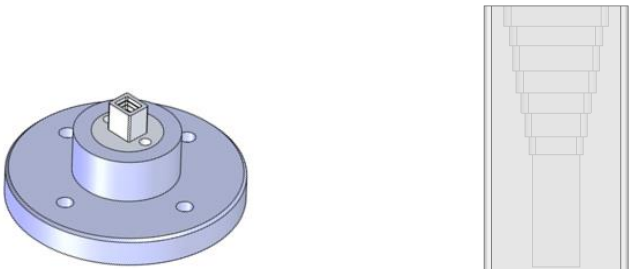


Figure 101 : Vue transversale du TA avec une lentille illuminée par une antenne cornet pyramidale étagé.

Afin de faciliter l'usinage, un cornet étagé avec des transitions par étages ou de l'anglais « stepped horn » possédant une entrée en guide d'ondes WR6 (1,65×0,83 mm^2) a été implémenté. Ce cornet a une ouverture de 3.68 mm×2.86 mm, avec une longueur de 5.29 mm. La Figure 102 montre la perspective 3D et la vue en coupe de l'ouverture de base du guide d'ondes avec étages transitions intégrées du guide d'ondes jusqu'à son ouverture rayonante.

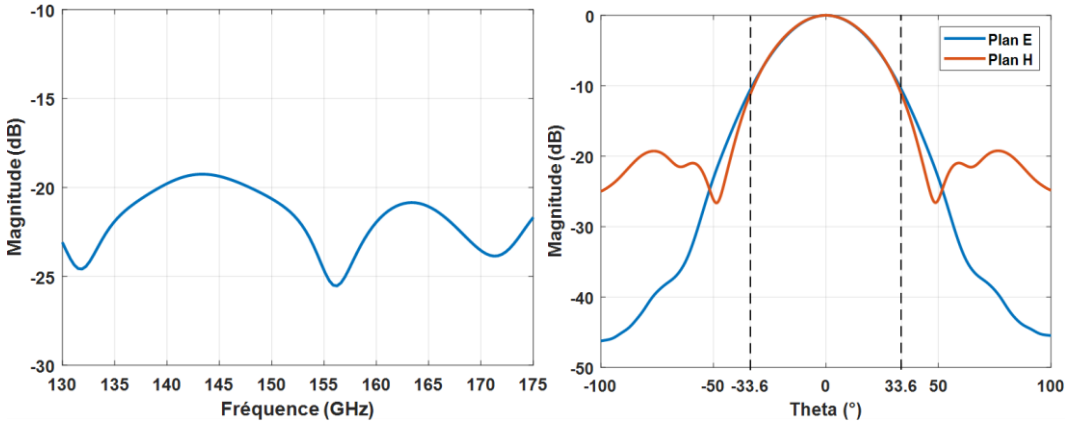


(a) (b)

Figure 102 : Cornet étagé : (a) vue 3D ; (b) vue en 2D.

Les transitions ont été optimisées à l'aide de Ansys HFSS pour minimiser la perte de réflexion entre le guide d'ondes WR6 et l'ouverture rayonnante, et fournir simultanément l'éclairage de conicité de bord souhaité. Le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement normalisés à 150 GHz sont présentés sur la Figure 103, où le coefficient de réflexion est

inférieur à -19 dB sur la bande de fréquence 130 - 175 GHz et la conicité de bord « Edge-Taper » est d'environ 10 dB pour θ_{Edge}=33,6° correspondant à une loi d'illumination de $\cos^5\theta$. Les largeurs de faisceau des diagrammes du plan E et du plan H à -10 dB sont de ±34,3° et ±33,4°, respectivement. On constate une bonne cohérence entre les motifs du plan E et du plan H dans la zone d'éclairage d'alimentation.



(a) (b)

Figure 103 : performances simulées sous Ansys HFSS du cornet étagé ; (a) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence ; (b) diagramme de rayonnement dans les plans E et H à 150 GHz.

Le gain du cornet varie entre 10.5 et 15.8 dBi sur toute la bande, comme nous montre la Figure 104, avec un gain de 14.4 dBi à la fréquence centrale (150 GHz).

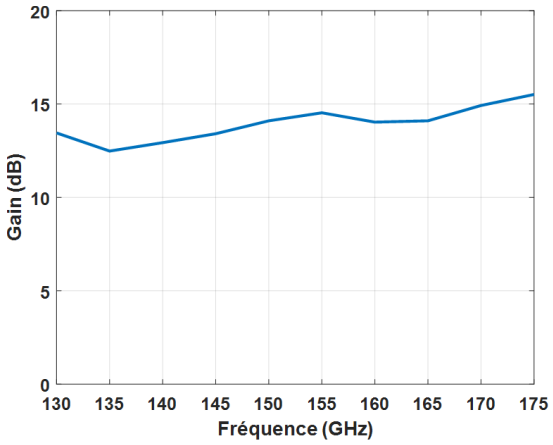


Figure 104 : Gain isotrope simulé du cornet étagé pour le TA 40 x 40 UC's.

3.4.4. Simulation du Transmitarray

Dans cette section, les résultats de la simulation du « Transmitarray » illuminé par le cornet étagé sont présentés. Les simulations ont été réalisées à l'aide des méthodes d'éléments finis hybrides telle que la méthode FEBI (« Hybrid Finite Element Boundary Integral Method ») disponible dans Ansys HFSS version 2020, et comparées aux résultats calculés avec les

formules analytiques. La méthode FEBI permet d'adapter un maillage suffisamment fort à l'échelle du réseau transmetteur et de la source focale, sans avoir à mailler l'espace entre les deux. Ceci permet d'obtenir des résultats précis, tout en réduisant considérablement les ressources nécessaires pour le calcul. Dans le cas de l'antenne complète à fort gain étudiée dans cette thèse, les simulations deviennent exigeantes en ressources de calcul (~ 250 Go de RAM).

Pour rappel, les principaux paramètres de l'antenne simulée sont :

- **Transmitarray**

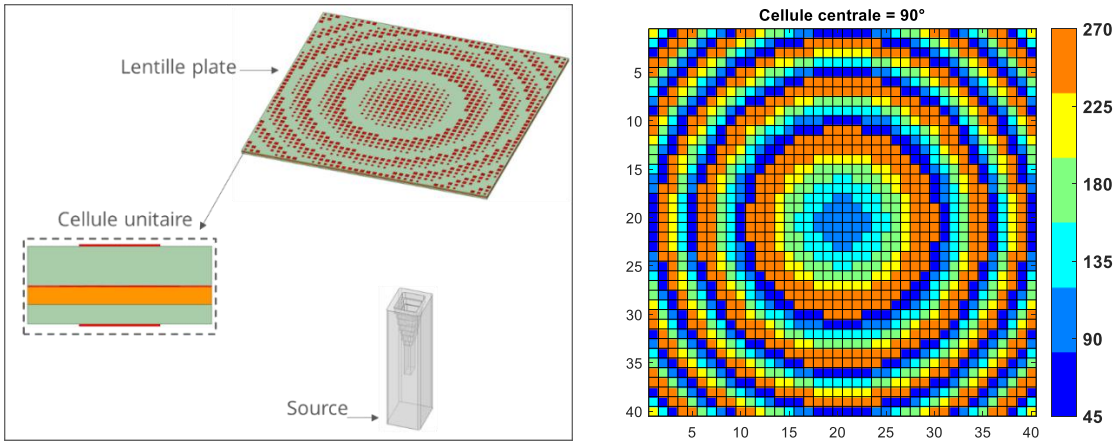
  Fréquence de travail fr =150 GHz,
  Ouverture de l'antenne D = 40 x 40 mm
  Nombre de cellules élémentaires = 1600 (40 x 40)
  Distance focale F = 30 mm
  F/D=0.75

- **Cellule unitaire**

  Matériel : Substrat Rogers 5880 (εr= 2.2, tan δ = 0.0036), épaisseur = 127 et 254 µm.
  Film de liaison FR-28 (εr = 2,72, tan δ = 0,0056), épaisseur = 114 µm
  Epaisseur totale de la cellule h = 0.53 mm (inclus les couches métalliques)

- **Source d'alimentation :**

  Ouverture du cornet étagé de 3.68 mm×2.86 mm
  Nombre d'étage de transition = 7
  Angle d'éclairage du bord θ_{Edge}= 33,6°



(a) (b)

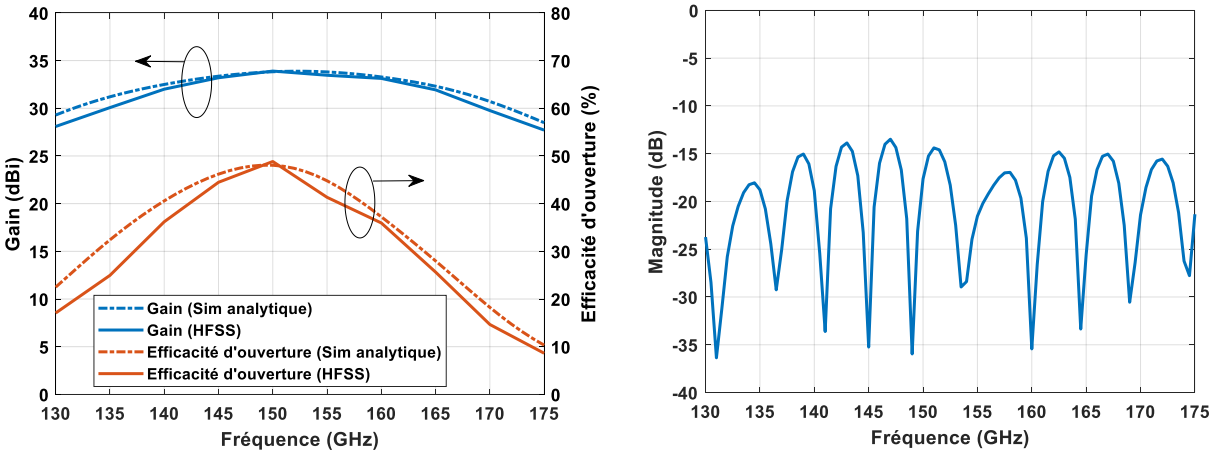
Figure 105 : Vues du TA de 1600 éléments à 150 GHz pour F/D = 0.75. (a) : vue 3 D de l'antenne complète ; (b) : distribution optimale des UC's selon leur contribution de phase.

Le modèle théorique de simulation présenté dans la section 3.2.1 permet une simulation rapide du réseau transmetteur. En plus, pour obtenir des résultats précis en rayonnement, en gain et en bande passante, les diagrammes de rayonnement des cellules unitaires simulés ainsi que leur réponse en phase et en amplitude sont introduits dans les calculs analytiques. La loi

d'illumination au niveau de la source utilisée dans les calculs correspond à la fonction $cos^5\theta$ qui est en harmonie avec le rayonnement du cornet étagé conçu.

L'effet du boitier de support de l'antenne n'est pas pris en compte durant les simulations en onde complète, car ils ajouteraient une complexité significative au logiciel de simulation et leurs effets peuvent généralement être atténués par une conception appropriée de la structure du réseau de transmission en utilisant des absorbants.

La bande passante du TA réalisée avec la simulation théorique et comparée à celle obtenue à l'aide d'Ansys HFSS est illustrée à la Figure 106. Un bon accord est obtenu entre les résultats théoriques et simulés. Comme indiqué, le TA présente une bande passante simulée de 11,9 % à -1 dB de gain et de 19,7 % à -3 dB de gain. Le gain isotrope maximal simulé à la fréquence d'optimisation (150 GHz) est de 34.1 dBi, conduisant à une efficacité d'ouverture de 49 %. Le coefficient de réflexion simulé représenté dans la Figure 106(b) est inférieur à -14.5 dB entre 130 et 175 GHz.



(a) (b)

Figure 106 : Performance simulé électromagnétiquement du TA ; (a) Gain et efficacité de l'ouverture, (b) coefficient de réflexion.

La Figure 107 présente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation calculés théoriquement et ceux simulées à l'aide de HFSS, aux fréquences centrale (150 GHz) et extrêmes de la bande passante à -3 dB de gain (150 et 167 GHz). Les résultats calculés analytiquement sont en bonne adéquation avec les simulations HFSS et conformes aux résultats attendus. La largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) varie de 3,1° à 4,1°. Les niveaux de polarisation croisée sont inférieurs à -45 dB (non représentés sur la Figure 107), et le niveau des lobes latéraux (SLL) reste inférieur à -22 dB, à la fois dans les plans E et H.

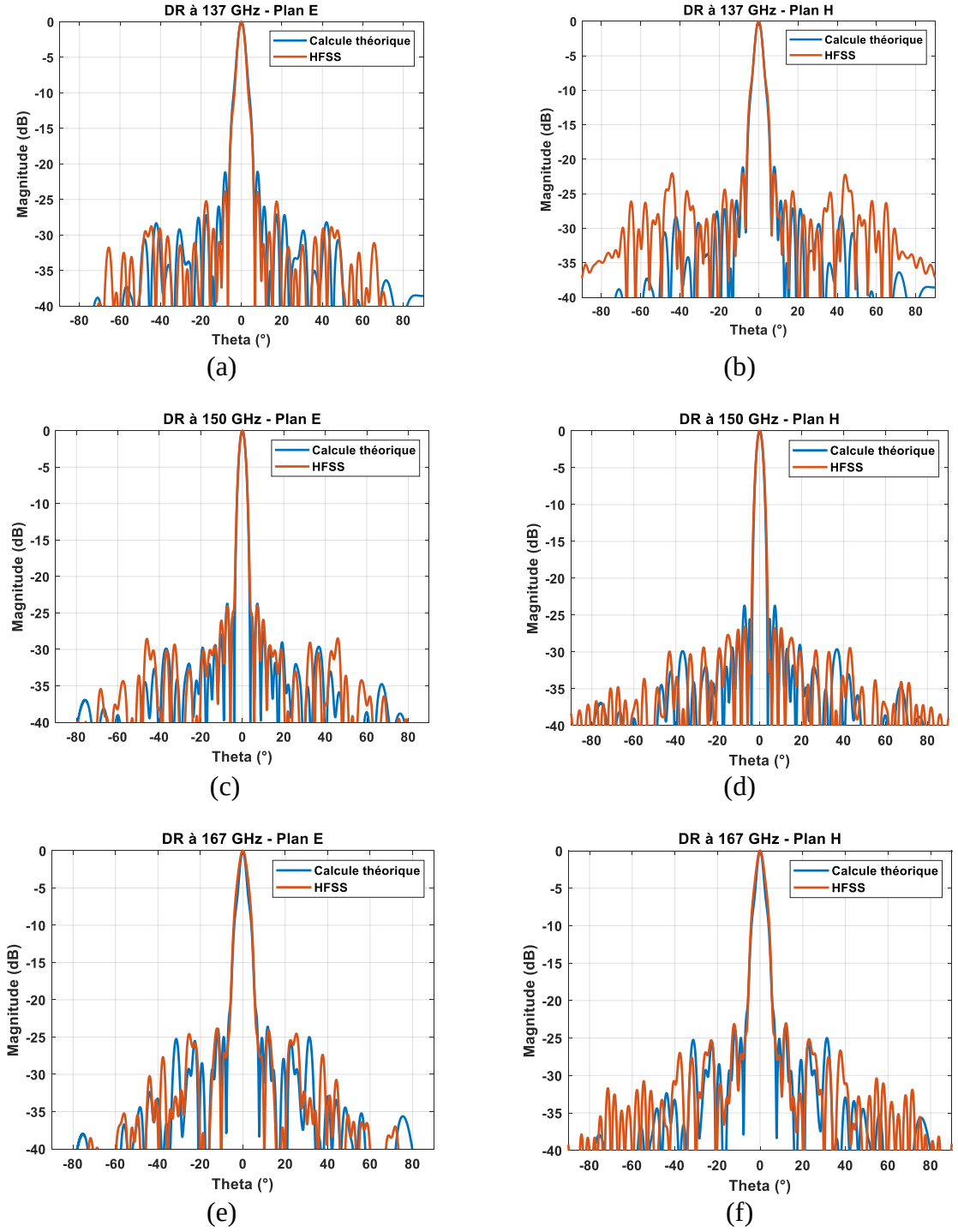


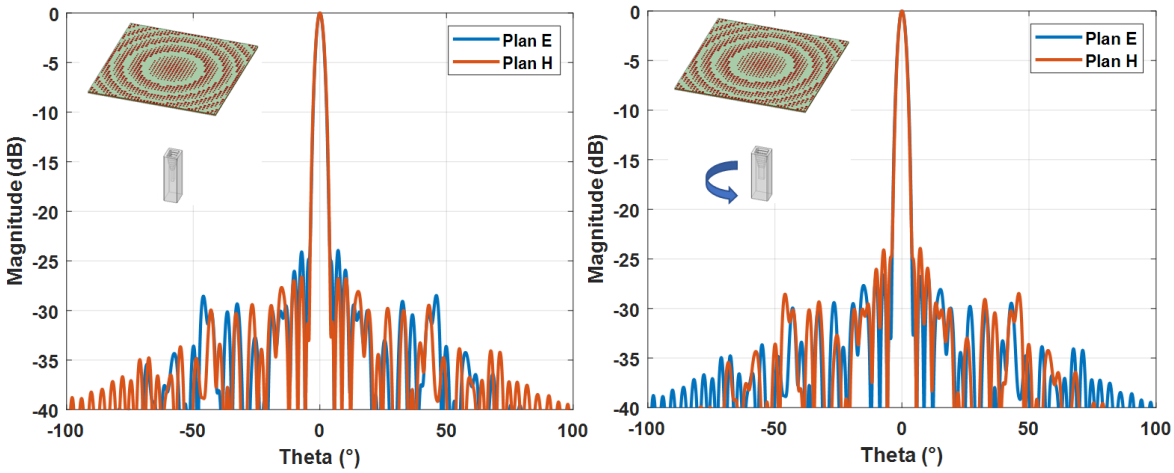
Figure 107: Diagrammes de rayonnement simulés analytiquement et sous Ansys HFSS ; (a) 137 GHz plan E ; (b) 137 GHz plan H ; (c) 150 GHz plan E, (d) 150 GHz plan H ; (e) 176 GHz plan E, (f) 176 GHz plan H.

Les principales caractéristiques simulées de rayonnement (SLL et HPBW) sur les trois fréquences sont résumées dans le Tableau 10.

Tableau 10 : Principales caractéristiques de rayonnement du TA simulé en bande D.

Fréq (GHz)	SLL (B)		HPBW (°)	
	Plan E	Plan H	Plan E	Plan H
137	-23.8	-22.1	3.5°	3.5°
150	-24.1	-26.6	3.1°	3.2°
167	-23.8	-23.1	4.3°	4.1°

L'utilisation d'UC's symétriques permet le fonctionnement similaire en double polarisation orthogonale, avec un haut niveau de discrimination de polarisation croisée, confirmée par les résultats numériques illustrés dans la Figure 108: les composantes de co-polarisation sont calculées et tracées dans les plans E et H à la fréquence centrale (150 GHz), pour l'onde incidente polarisée en x (Figure 108(a)) et en y (Figure 108 (b)).



(a) (b)

Figure 108 : Diagramme de rayonnement du TA dans les plans E et H ; (a) polarisation x, (b) polarisation y.

Les résultats des simulations confirment une similitude quasi-parfaite des deux diagrammes de rayonnement orthogonaux, avec les mêmes valeurs d'ouverture à mi-puissance et un niveau de lobes secondaires se situant entre -24 dB et -26 dB.

3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, la conception, la modélisation et la caractérisation de réseaux de transmission en bande D sont présentées. Les cellules élémentaires choisies sont totalement symétriques pour garantir le fonctionnement en double polarisation linéaire. Les simulations sous Ansys HFSS en « Full-Wave » avec excitation du port Floquet ont montré une perte d'insertion moyenne de 0,7 dB sur toute la bande passante, allant de 130 à 175 GHz. Une résolution de phase de 2 bits est obtenue en utilisant six cellules unitaires.

Un réseau de transmission de 1600 éléments sur la base de la cellule unitaire proposée de $0{,}5\lambda_0 \times 0{,}5\lambda_0$ (1 x 1 mm^2), illuminé par un cornet étagé a été conçu. Un rapport focal optimal de

0,75 est adopté pour le montage de l’antenne. Le cornet, excité par un guide d’onde WR6 a également été optimisée pour offrir une conicité de bord d'éclairage optimale. La lentille est composée de cellules unitaires (UC’s) sans vias pouvant assurer six états de phase. La conception de ces UC’s est laborieuse car elles reposent sur l’ajustement des différentes résonances établies dans une structure de type patch-fente-patch. Malgré une plus faible bande passante en transmission de deux UC’s parmi les six (UC’s 45° et 270°), une large bande passante a pu être obtenue, due à une répartition optimale des cellules.

Un bon accord entre les résultats de calcul analytique et de simulation électromagnétique, en utilisant HFSS v.2020, a été démontré. L’antenne réseau transmetteur proposée offre une bande passante de 19.6 %, pour une variation de gain de -3 dB, avec un gain isotrope maximum de 34.1 dBi à 150 GHz. L'antenne est bien adaptée avec S_{11}<-14.5 dB sur la bande de fréquence 130-175 GHz. Dans l'ensemble, cette antenne offre de bonnes performances RF, notamment des diagrammes de rayonnement avec des faibles niveaux des lobes secondaires (<-22 dB) et de polarisation croisée (<-45 dB). Cette solution à faible coût est un bon candidat pour les liaisons « Backhaul » point-à-point en bande millimétrique.

Chapitre 4

Réalisation et mesures de « Transmistarrays » en bande D

Dans ce chapitre, la conception, la réalisation et les mesures de deux réseaux transmetteurs basés sur le choix des cellules unitaires à double polarisation linéaire développées dans le chapitre 3 sont présentées.

D'abord un prototype de 1600 cellules unitaires a été fabriqué, contrôlé et testé en chambre anéchoïque. Afin de confirmer le modèle théorique, un deuxième prototype du même type, avec des plus grandes dimensions a été conçu et réalisé, comprenant 6400 cellules unitaires et en utilisant la même source primaire. Les résultats des mesures sont discutés et comparés avec les résultats des simulations numériques.

Enfin, un code d'automatisation de la conception des cellules unitaires composant le TA sur la base de Visual Basic Script est proposé. Ce code nous permet d'automatiser la conception les cellules unitaires comprenant la lentille plate, permettant de réduire substantiellement le temps de calcul.

4.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, une architecture de réseau transmetteur, basé sur une structure de cellules unitaires Rx-Tx, compact et à faible coût, et compatible avec le fonctionnement en double polarisation linéaire, a été proposée, analysée et optimisée. L'antenne complète a été simulée analytiquement, en utilisant Matlab, puis électromagnétiquement à l'aide du logiciel Ansys HFSS. Un bon accord a été observé entre les deux simulations, ayant montré la pertinence du modèle analytique et permis les réalisations décrites ci-après.

Le prototypage d'un premier exemplaire contenant 1600 cellules unitaire (40 x 40 UC's), nomé TA 1600, est analysé, intégrant la conception des différentes pièces constituantes. Un contrôle de qualité de fabrication est fait pour valoriser le processus de fabrication de la lentille plate et des pièces métalliques (source et boitier), suivi de la description des conditions de mesures en réflectométrie et en rayonnement.

Compte-tenu des bons résultats obtenus sur le premier prototype, un deuxième, contenant 6400, cellules unitaires (80 x 80 UC's), nommé TA 6400, et également réalisé et testé.

4.2. Réalisation, contrôle et mesures du TA 1600

Un premier « Transmitarray » carré, de 1600 cellules unitaires a été fabriqué à l'aide de la technologie PCB standard. La distribution des phases a été calculée et optimisée à la fréquence centrale de 150 GHz. Afin de maximiser l'efficacité d'ouverture et obtenir un faible niveau de lobe latéral (SLL) nous avons sélectionné la cellule unitaire la plus pertinent au centre du panneau, à savoir l'UC2. La loi de compensation de phase optimale sur cinq UC's (45°, 90°, 135°, 180°, 225° et 270°) portée sur sur l'ouverture de la lentille plate, est illustrée sur la Figure 109(a); la vue du dessus de la version prototypée est représentée sur la Figure 109(b).

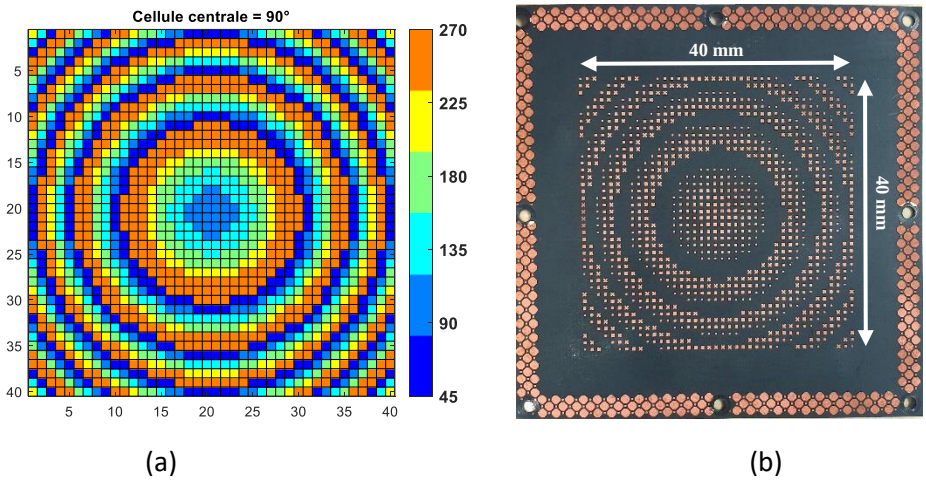


Figure 109 : Vue de la lentille du TA 1600, composé de 40 x 40 cellules unitaires : (a) Distribution de phase simulée à 150 GHz. (b) Vue de dessus du réseau fabriqué.

Un boitier métallique carré est utilisé comme support d'antenne, permettant d'assurer la bonne distance focale entre la source et la lentille, présenté dans la Figure 110(a). Des petites vis ont été utilisées pour fixer la lentille sur le boitier métallique, à l'aide d'un cadre métallique extérieur entourant la lentille. Les parois intérieures du support mécanique sont revêtues d'une couche de mousse absorbante carbonée (Eccosorb Ls-24), de 3 mm d'épaisseur, pour réduire les réflexions internes et vers le cadre mécanique extérieur. Les dimensions de l'ouverture du prototype final, y compris le cadre mécanique, est de 60 × 60 mm² (Figure 110(b)) avec une surface rayonnante efficace de 40 × 40 mm² ($20\lambda 0 \times 20\lambda_0$). Le TA est illuminé par un cornet étagé polarisé linéairement, dont la conception a été décrite au chapitre 3, placé à une distance de 30 mm de la lentille du TA, correspondant à un rapport F/D de 0,75 et une pondération sur les bords de la lentille de -10 dB. Pour rappel, ce rapport F/D a été choisi afin de maximiser à la fois le gain isotrope de l'antenne (> 30 dBi) et la bande passante (≈ 20 %).

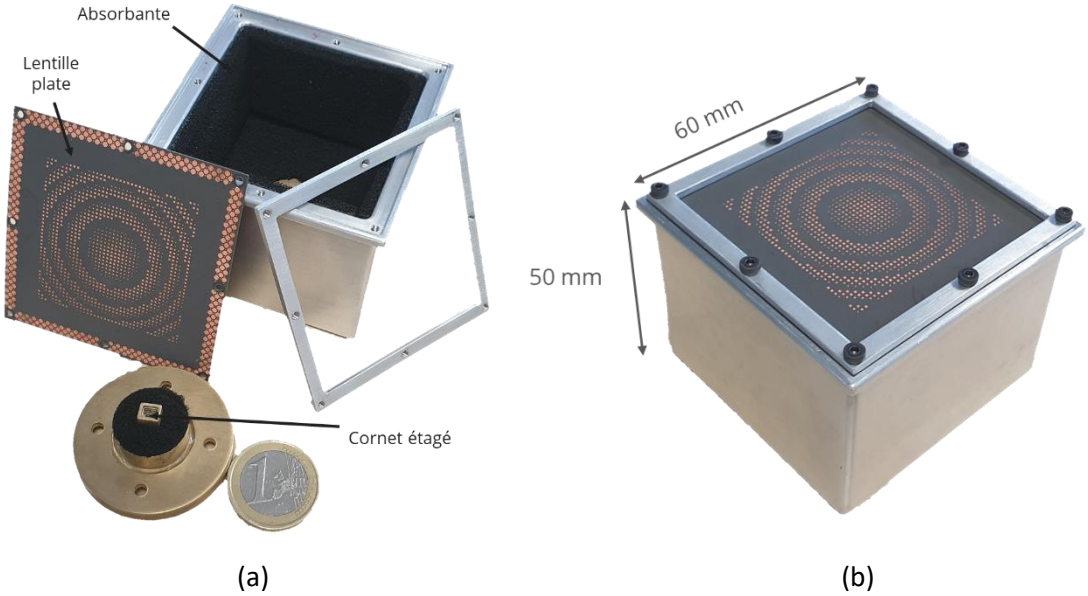


Figure 110 : vue du prototype TA 1600 ; (a) : composants du TA ; (b) : antenne assemblée.

4.2.1. Contrôle dimensionnel du prototype TA 1600

Avant assemblage, le premier prototype TA 1600 a fait l'objet de plusieurs contrôles dimensionnels, consistant à mesurer les pièces mécaniques critiques constituant le cornet, boitier et la lentille plate imprimé.

4.2.1.1. Pièces métalliques

Un contrôle tridimensionnel a été realisé a sur les piéces métalliques l'aide d'une palpeur « Tesa Star » avec une tête de mesure indexable de haute précision (Figure 111(a)) , dans le but de vérifier les cotes, l'alignement et le parallélisme, voir Figure 111(b) et (c). La tête du palpeur est lié à un logiciel sous PC permettant en quelques minutes d'effecteur l'ensemble des mesures et de calculer les déviations entre le modèle théorique et le prototype. Les points rouges dans Figure 111(d) et (e) représentent les points d'appui du palpeur durant le mesure.

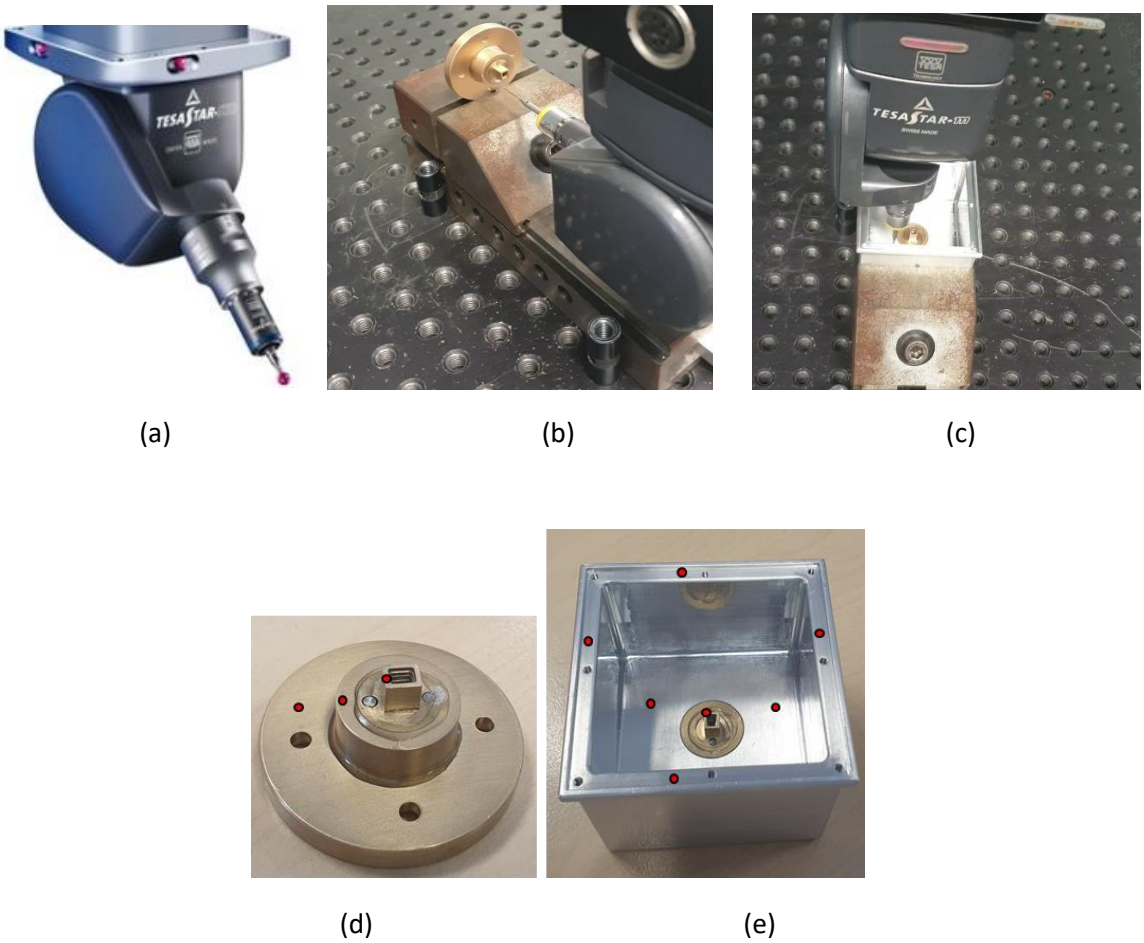
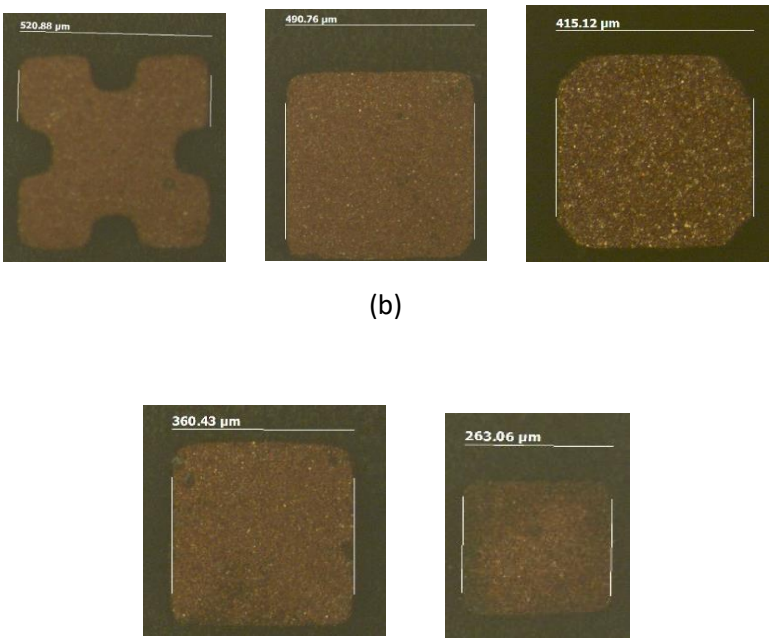


Figure 111 : vues des étapes du contrôle dimensionnel réalisé sur les pièces du prototype TA 1600 ; (a) : tête de mesure avec palpeur intégré, (b) : mesure de parallélisme entre les pièces de source, (c) : mesure de parallélisme du boitier, (d) : source primaire assemblé, (e) : source primaire intégrée dans le boitier.

Globalement, les cotes mesurées montrent que les pièces ont été réalisées correctement. La déviation entre plusieurs points d'appui sur la différente pièce varie entre 0.05 et 0.1 mm, qui représente une valeur acceptable et sans impacts sur les performances RF.

4.2.1.2. Circuits imprimés

Les mesures de la lentille plate imprimée ont été réalisées chez le sous-traitant, après gravure et assemblage des différentes couches. Par conséquent, elle ne porte que sur les parties visibles (patches récepteur et transmetteur). Les dimensions mesurées des cinq cellules qui contiennent des patches sont indiquées en Figure 112(a) - (e). Elles sont comparées aux dimensions originales dans le Tableau 11.



(a) (b) (c)

(d) (e)

Figure 112: Vues des patches des motifs ; (a) cellule 45° ; (b) cellule 90° ; (c) cellule 135° ; (d) cellule 180° ; (e) cellule 225°.

Tableau 11 : Comparaison des dimensions mesurées et conçues des patches des motifs.

Cellule	w_p théorique (mm)	w_p fabriqué (mm)	Δ (w_p)
45°	0.555	0.520	35 µm
90°	0.52	0.49	30 µm
135°	0.44	0.411	29 µm
180°	0.39	0.36	30 µm
225°	0.29	0.263	27 µm

La différence entre les dimensions théoriques et mesurées montre un phénomène de sur-gravure, autour 30 µm, se traduisant par une légère réduction des patches. En abscence des mesures sur le plan métallique intermédiare (fentes et ouvertures), on peut considérer que celui-ci aurait subit le meme sort, à savoir une surgravure, entrenant cette fois-ci une augmentation des dimensions des fentes et ouvertures. Le gain simulé est tracé en fonction de la fréquence sur la Figure 113 pour la surgravure de 30 µm et comparé aux mesures et aux résultats numériques obtenus pour la conception nominale. La bande de fonctionnement se décale à des fréquences plus élevées car la surgravure est plus pertinente avec une petite diminution de valeur du gain sur la frèquence centrale (-0.7 dB).

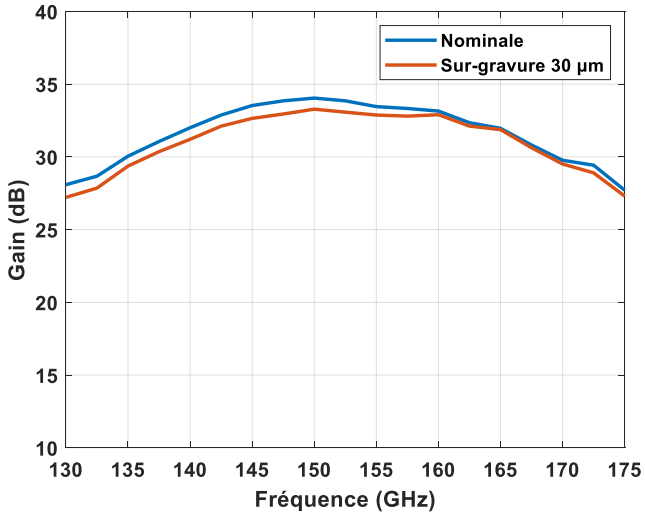


Figure 113: Gain en fonction de la fréquence pour des valeurs nominale et pour une sur-gravure uniforme de 30 µm.

La mesure de l'épaisseur totale de la lentille s'est avérée être égale à 0.536 mm, soit une différence de -2 µm par rapport à l'épaisseur théorique (0.538 mm), voir Figure 114.

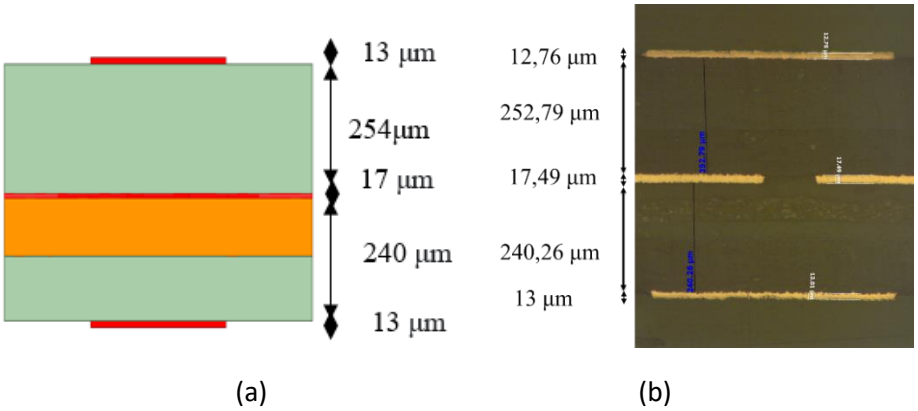


Figure 114: Epaisseur d'une cellule unitaire : (a) cellule théorique, (b) cellule fabriquée.

Cet écart, inférieur à 0.4% peut être considéré comme négligeable. A ce stade, et à partir de ces résultats, on peut conclure que la topologie de l'antenne en bande D est compatible avec la technologie PCB.

Globalement, les contrôles dimensionnels montrent que le prototype TA1600 est conforme aux dimensions théoriques.

4.2.2. Dispositif de mesure en chambre anéchoïde

L'antenne à réseau transmetteur est mesurée en chambre anéchoïde du LEAT en utilisant une antenne cornet de référence de 20 dBi comme illustré en Figure 115. Le dispositif d'antenne sous test « DUT » et l'antenne de référence sont séparées d'une distance de 3 m. Dans cette gamme de fréquence, la mesure d'antenne repose sur l'utilisation de têtes millimétriques déportées (ZVA-ZC170 de Rohde & Schwarz) et d'un analyseur de réseau (ZVA24 4 ports de Rohde & Schwarz).

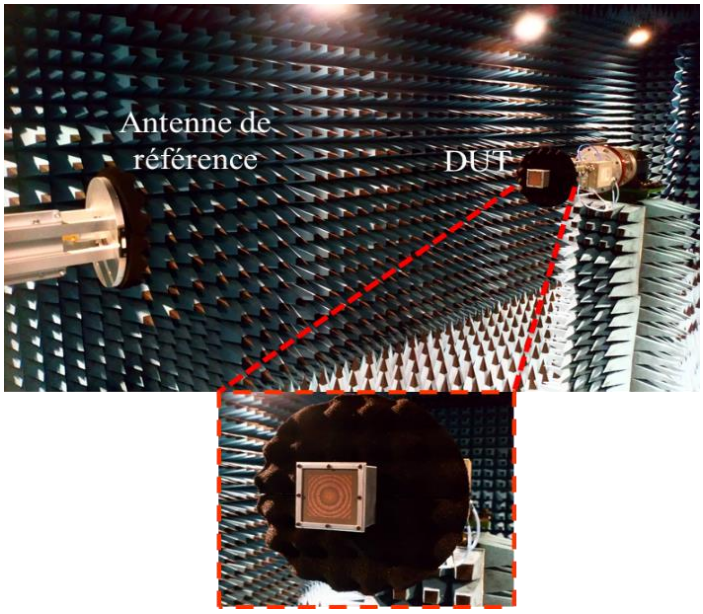
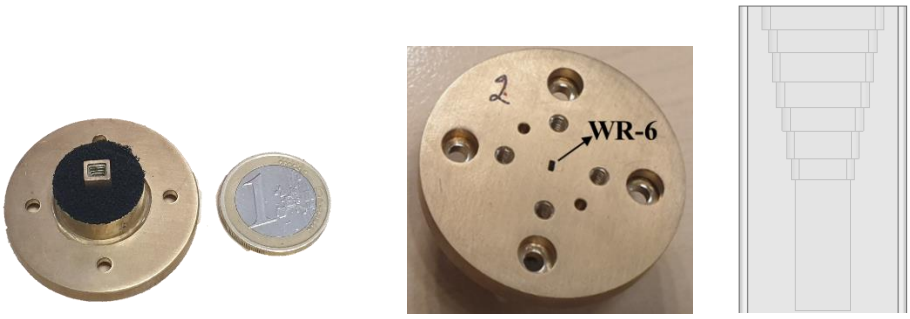


Figure 115: Système de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne en bande D avec son support mécanique.

4.2.3. Source focale : le cornet étagé

L'ouverture du cornet d'alimentation est de 3,68 mm × 2,86 mm. Il intègre une transition vers le guide d'ondes WR6 et se compose de sept étapes (Figure 116). Il a été conçu et optimisé à l'aide d'Ansys HFSS pour minimiser son coefficient de réflexion et assurer l'éclairage de conicité de bord souhaité. Une calibration OSL (Open, Short, Load) a été réalisée à la sortie du guide WR-6 (à l'entrée de la source focale). Le coefficient de réflexion mesuré est présenté sur la Figure 117, où il est inférieur à -13 dB sur la bande de fréquence 130 - 170 GHz tandis qu'il est à -19 dB en silmulation EM. Les légères différences observées entre les mesures et les données sont attribuées aux incertitudes de fabrication (qualité de fraisage, inexactitudes d'alignement et de contact). Cette anomalie peut être due aussi au collage des 3 pièces composant la source primaire.



(a) (b) (c)

Figure 116 : Prototype de la source primaire. (a) vue de la surface supérieure ; (b) vue de dessous ; (c) Vue de face des sept transitions de cornet étagé.

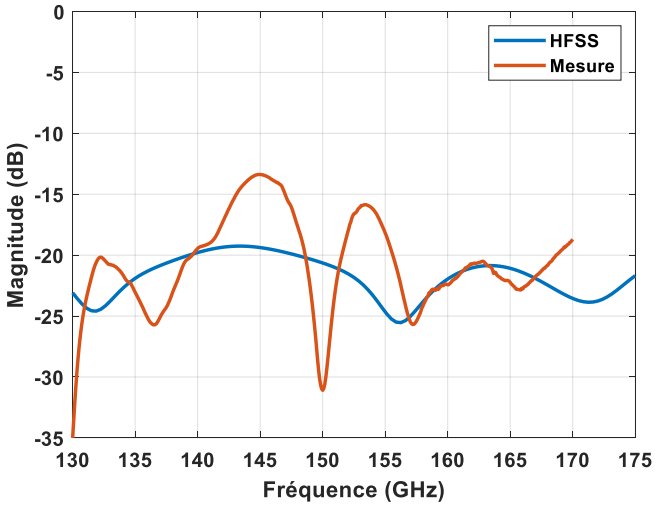
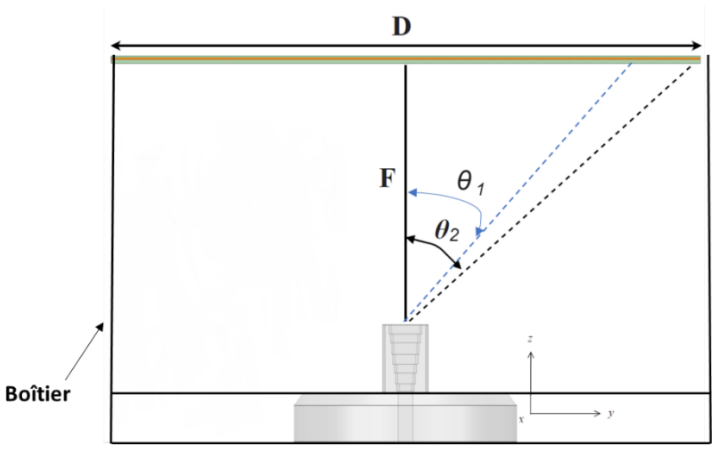
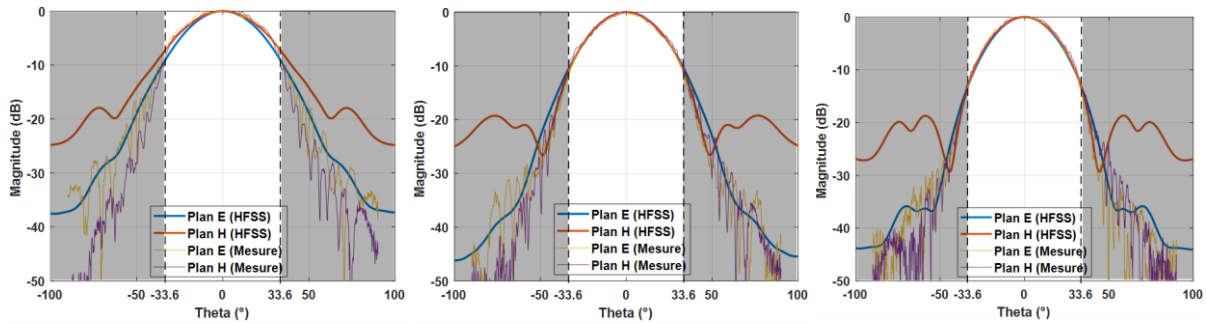


Figure 117 : Coefficients de réflexion S11 simulé et mesuré du cornet d'alimentation étagé.

Les diagrammes de rayonnement simulé et mesuré pour le cornet étagé aux fréquences de 140, 150 et 170 GHz sont montrés sur la Figure 118. Les mesures sont effectuées avec le dispositif de mesure et la procédure présentés dans la section 4.2.2.



(a)



(b) (c) (d)

Figure 118 : Source primaire du TA 1600 et diagrammes de rayonnement calculés et mesurés en plans E et H ; (a) vue de face du boitier contenant la source primaire et la lentille plane ; (b) à 140 GHz, (c) à 150 GHz, (d) à 170 GHz.

Les diagrammes de rayonnement mesurés présentent un bon accord avec ceux simulés pour les angles $\theta_2 < 45°$ (ouverture maximale du boitier), cette valeur étant supérieure à l'angle d'incidence maximum sur le panneau TA, $\theta_1 = 33.6°$.

L'évolution du gain isotrope en fonction de la fréquence, simulé et mesuré, est présentée en Figure 119.

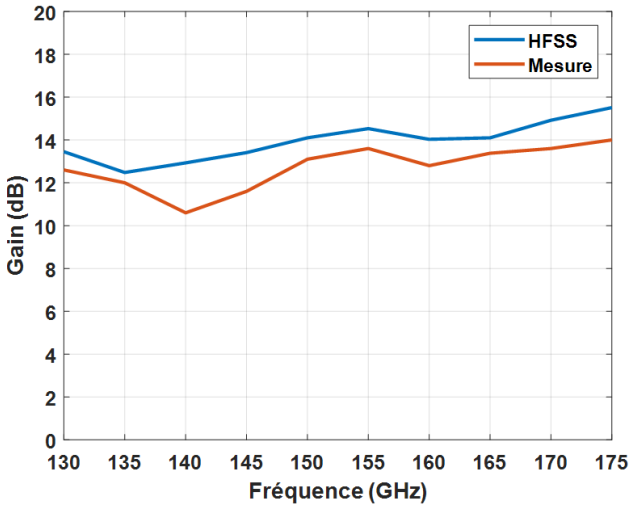


Figure 119 : Gain mesuré et simulé de la source en fonction de la fréquence.

On remarque une perte systématique entre 1 et 2 dB sur toute la bande. Comme décrit précédemment, cette différence s'explique par les aspects de fabrication et d'assemblage de la source primaire.

4.2.4. Antenne complète TA 1600 (40x40 UC's)

Les simulations électromagnétiques « Full Wave » présentées dans le chapitre 3 ont été réalisées à l'aide du solveur de limites intégrales aux éléments finis (FE-BI), disponible dans le logiciel Ansys HFSS, version 2020. Il faut noter que le modèle numérique comprend le cornet d'alimentation étagé et le panneau du TA 1600, mais ne tient pas en compte l'environnement mécanique du cadre extérieur, illustré dans la Figure 110. Les coefficients de réflexion simulés et mesurés sont représentés sur la Figure 120.

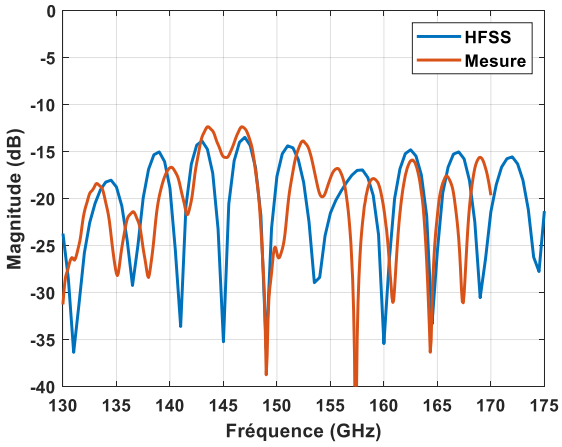


Figure 120 : Coefficients de réflexion S11 simulés et mesurés du prototype TA1600.

Les résultats mesurés restent inférieurs à -13 dB entre 130 et 175 GHz, correspondant à une bande passante > 30%, avec un bon accord avec les valeurs simulées.

Les résultats de simulation et de mesure du gain isotrope de l'antenne complète TA 1600 en fonction de la fréquence sont présentés en Figure 121.

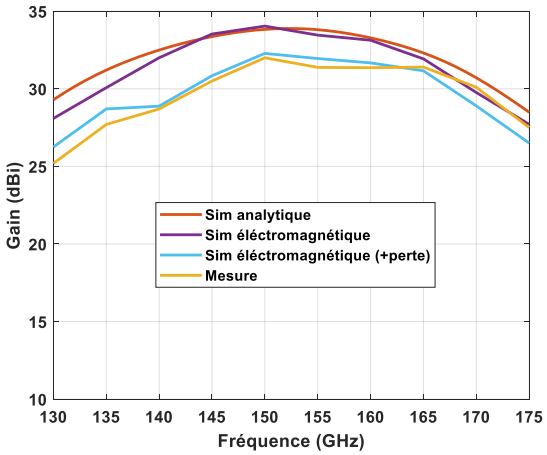


Figure 121 : Gain simulé et mesuré du prototype TA 1600 en fonction de la fréquence.

Le gain maximal mesuré du TA atteint 32 dBi à 150 GHz, ce qui correspond à un rendement d'ouverture de 32 %, et sa bande passante à -3dB de gain est de 19,8 % (entre 141 et 172 GHz). La courbe mesurée de gain correspond à celle issue des simulations, une fois les pertes systématiques provenant de l'erreur d'usinage et de la rugosité du matériau de source primaire pris en compte (entre 1 et 2 dB sur toute la bande passante), avec toutefois un léger décalage vers les fréquences plus élevées. Les différences constat liés à ces écarts ne sont pas issues de la lentille plane, malgré le phénomène de sur-gravure analysé dans la section 4.2.1.1, mais plutôt aux erreurs de fabrications et aux tolérances des matériaux en jeux.

Les performances en rayonnement du prototype TA 1600 ont été caractérisées dans une chambre anéchoïde à l'aide d'un scanner en champ proche décrite dans la section 4.2.2. Les composantes normalisées co-polarisées et croisées sont tracées sur la Figure 122 dans les plans E et H à 140, 150 et 170 GHz.

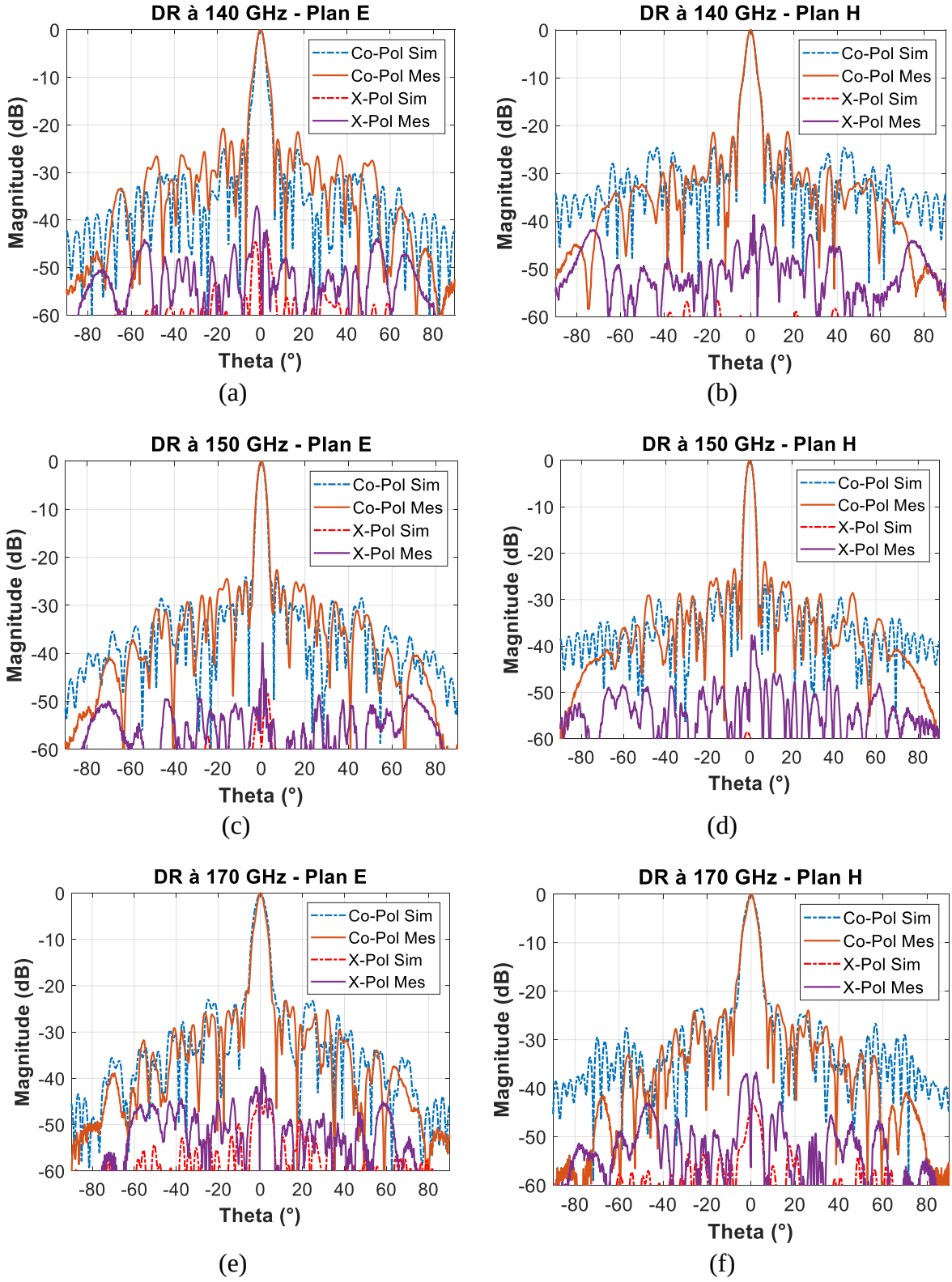


Figure 122 : Diagrammes de rayonnement co-polarisés et croisés simulés et mesurés du prototype TA 1600 : (a) 140 GHz plan E ; (b) 140 GHz plan H ; (c) 150 GHz plan E, (d) 150 GHz plan H ; (e) 170 GHz plan E, (f) 170 GHz plan H.

Un excellent accord est observé entre les simulations EM « Full-Wave » et les mesures. Les niveaux des lobes secondaires dans les plans E et H restent inférieurs à -21 dB sur toute la bande

de fréquences ; la largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) varie entre 3,1° et 3,8° (3,1° et 4.3° en simulation). Le niveau de polarisation croisée, également tracé sur la Figure 122, est meilleur que -37 dB (-45 dB en simulation). La mesure dans la seconde polarisation linéaire orthogonale n'a pas été effectuée, car nous avons estimé que les diagrammes de rayonnement restent identiques, du fait de la symétrie parfaite de la structure.

4.3. Réalisation, contrôle et mesures du TA 6400 (80 x 80 UC's)

Dans le but de confirmer que l'augmentation de la surface rayonnante de la TA se traduit par un meilleur gain isotrope de crête à la fréquence centrale, avec un « coût » en termes de réduction bande passante, un deuxième prototype de plus grandes dimensions a été conçu, comprenant cellules unitaires du même type et en utilisant la même source primaire.

Les cellules présentées précédemment dans le chapitre 3 sont utilisées pour concevoir une antenne à réseau transmetteur de 6400 cellules unitaires (80 x 80 UC's), soit 80 x 80 mm^2, faisant appel à une simulation analytique. La simulation électromagnétique n'a pas pu être faite à cause d'énorme besoin en mémoire. Le rapport focal de 0,75 (60 mm) a été conservé, ce qui nous a permis de réutiliser la même source primaire conçue et fabriquée pour le TA 1600.La Figure 123 présente le prototype assemblé de l'antenne.

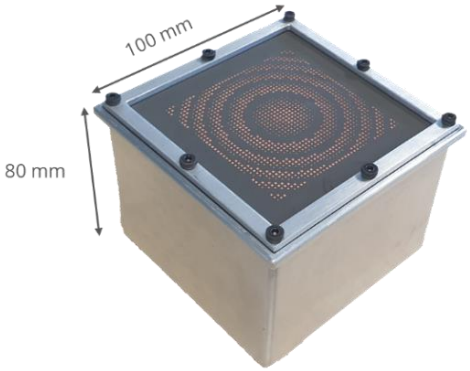


Figure 123 : Prototype assemblé du TA 6400.

La répartition des cellules permettant d'obtenir un gain optimal est illustrée en Figure 124.

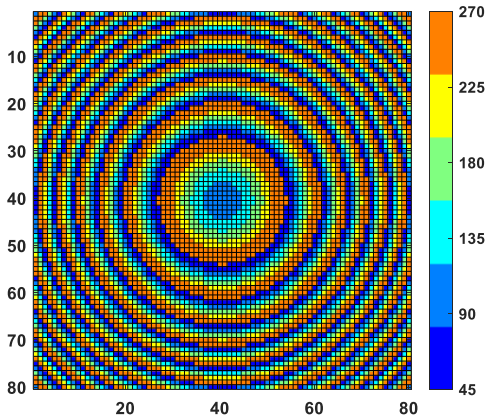


Figure 124 : Distribution optimale des cellules du TA 6400 (80x80 UC's) à 150 GHz pour F/D = 0,75.

La Figure 125 présente le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne complète TA 6400, obtenus en mesure. Les données mesurées restent inférieures à -13 dB sut la totalité de la bande, correspondant à une bande passante supérieure à 30%.

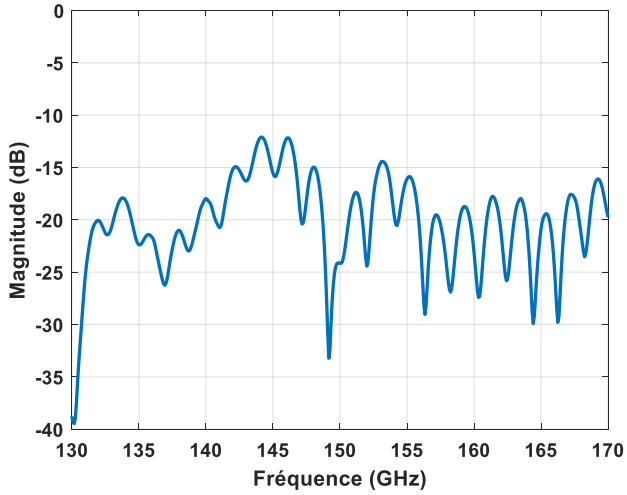


Figure 125 : coefficient de réflexion S11 mesuré du prototype TA 6400.

Le comportement en gain isotrope dans l'axe en fonction de la fréquence du prototype TA 6400 est présenté en Figure 126. Un gain mesuré à 150 GHz est de 37,3 dBi, ce qui correspond à un rendement d'ouverture maximal de 26.7%, et sa bande passante est de 12.6% (141 -160 GHz) en calcul analytique et de 12.4% (143 – 162 GHz) en mesure et à -3 dB de gain.

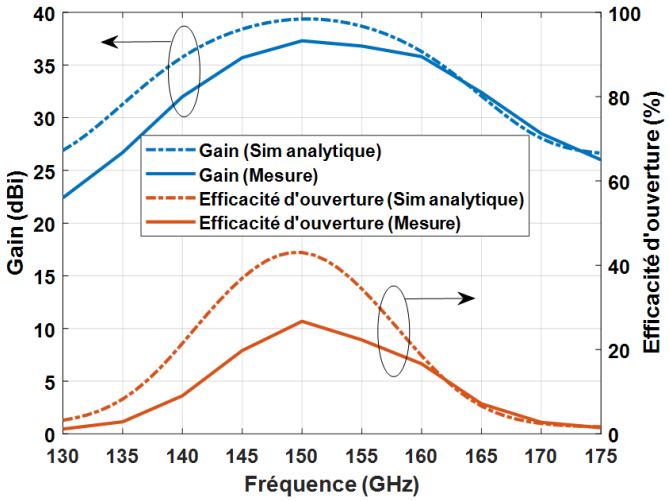


Figure 126 : Gain mesuré et simulé analytiquement et efficacité de l'ouverture en fonction de la fréquence du Transmitarray 80 x 80.

La différence entre les valeurs de gain calculés et mesurés est pour l'essentiel due aux pertes provenant de source primaire, comme constaté lors de l'analyse du prototype TA 1600 dans le paragraphe précédent.

Les diagrammes de rayonnement mesurés à 145, 150 et 160 GHz sont présentés en Figure 127. Un bon accord est observé avec les diagrammes simulés. La largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) varie entre 1.65° et 1.75° (1.64° et 1.79° en théorique). Les niveaux des lobes secondaires mesurés sont inférieurs à -22 dB (-24 dB en théorique) et le niveau de la polarisation croisée reste en dessous de -35 dB dans les deux plans.

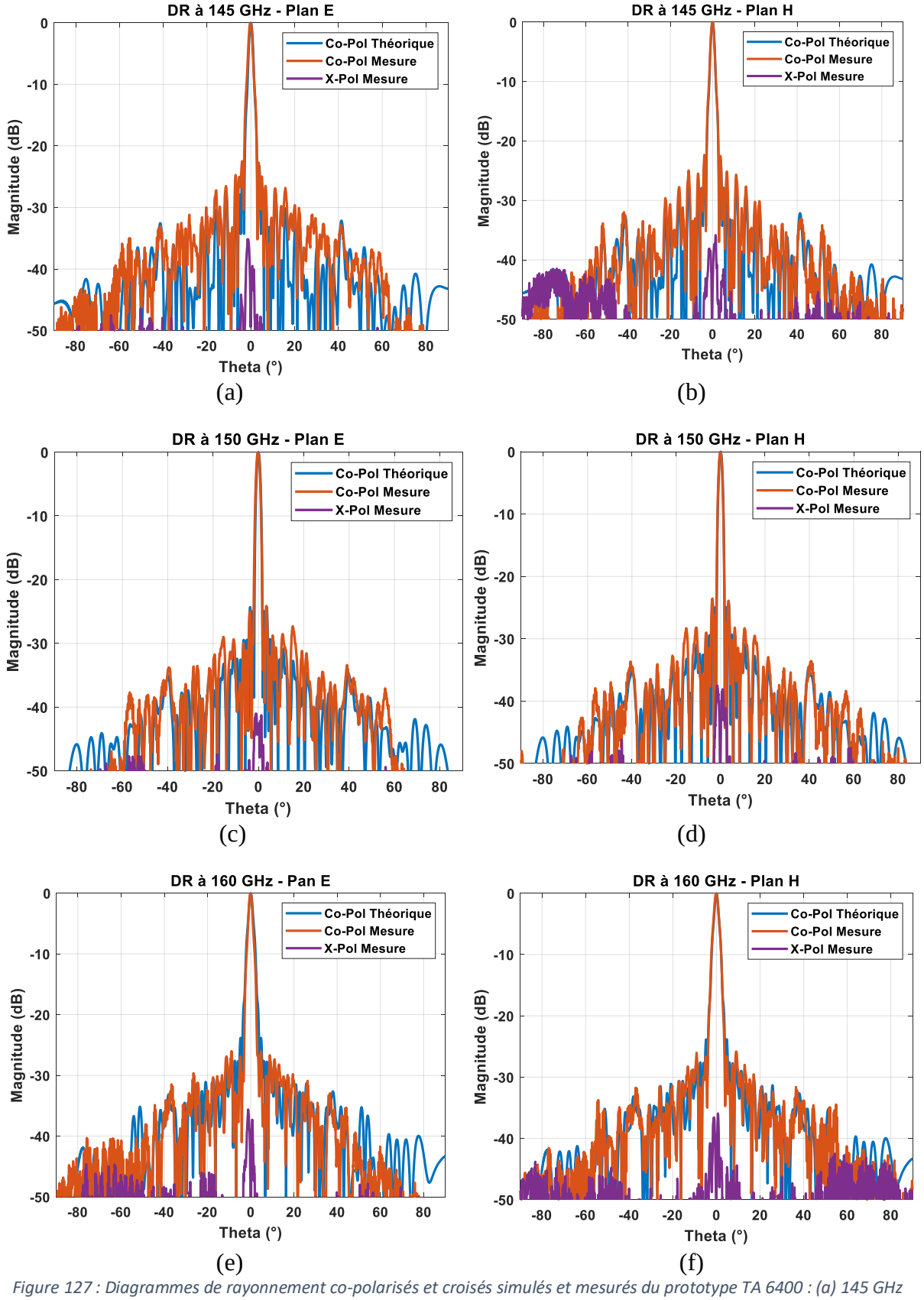


Figure 127 : Diagrammes de rayonnement co-polarisés et croisés simulés et mesurés du prototype TA 6400 : (a) 145 GHz plan E ; (b) 145 GHz plan H ; (c) 150 GHz plan E, (d) 150 GHz plan H ; (e) 160 GHz plan E, (f) 160 GHz plan H.

4.4. Discussion des résultats et automatisation du code de conception des TA's

Les résultats expérimentaux obtenus avec les prototypes TA 1600 et TA 6400 ont confirmé la pertinence des modèles théoriques, et la contrainte de la bande passante face à l'augmentation du gain isotrope, comme évoqué dans le chapitre 3, section 3.4.1.

La Figure 128 présente la comparaison entre les résultats numériques et expérimentaux des TA's 1600 et 6400, avec une différence systématique due aux pertes provenant de la source primaire comme déjà illustré. On peut ainsi confirmer que l'augmentation de la surface rayonnante du TA, pour un rapport F/D constant, se traduit par un meilleur gain isotrope de crête à la fréquence centrale, avec un « coût » en termes de réduction bande passante.

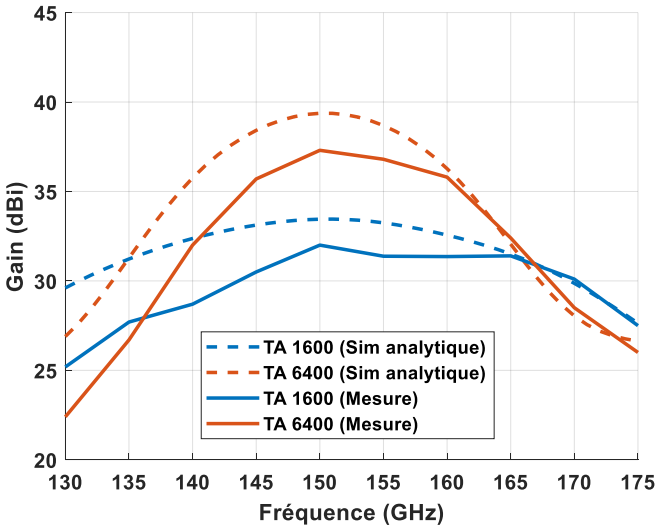


Figure 128 : Comparaison entre les gains isotropes théoriques et expérimentaux des TA 1600 et TA 6400 en fonction de la fréquence.

Suite aux résultats du TA 1600, nous avons également souhaité procéder à une analyse comparative par rapport performances de deux autres réalisations de TA en bande D identifiées précédemment dans l'étude de l'état de l'art. Le Tableau 12 présente cette étude comparative, en partant des résultats obtenus par le prototype TA 1600.

Tableau 12 : Comparaison du TA proposée avec d'autre travaux en bande D.

Référence	**TA 1600**	**[164]**	**[95]**
Fréquence centrale f_r (GHz)	150	145	140
Technologie	PCB	PCB	LTCC
Polarisation	DPL	PL	PL
Vias	Non	Oui	Oui
Couches métalliques	3	3	7
Ouverture	4 cm^2	4.2 cm^2	4 cm^2
Gain max mesuré (dBi)	32	33	33.5
Efficacité d'ouverture max	32%	38.3%	50.1%
Bande passante à 3-dB de gain	19.8%	19.8%	24.4%
F/D	0.75	0.75	1.87
Polarisation croisé (dB) à f_r	-37	-30	-31
Niveau des lobes secondaires (dB) à f_r	-21	-21	-21

Les trois antennes présentées dans le tableau 2 fonctionnent à des fréquences proches et possèdent la même ouverture rayonnante (~20 λ_0). Le TA rapporté dans la réf. [164] présente des performances de rayonnement similaires au TA 1600, avec le même nombre de couches métalliques (3 couches) mais fonctionne en polarisation simple et est basé sur une structure plus complexe, intégrant des vias métalliques. Le TA dans [95] exploite la technologie LTCC pour améliorer la résolution de fabrication, comprenant 7 couches métalliques. Les cellules unitaires à large bande sont conçues en utilisant un grand nombre de vias pour réaliser les déphaseurs, ce qui augmente la complexité et le cout de fabrication. Le choix d'une distance focale plus importante (F/D = 1,87), faisant appel à une source d'illumination plus directive (un cornet de 20 dBi), mais nécessairement plus encombrante, élargit encore la bande passante.

Le TA 1600 constitue ainsi, à notre connaissance, la première antenne réseau transmetteur en bande D à double polarisation orthogonale et à large bande (~ 20 %) à gain élevé (> 30 dBi), bénéficiant d'une fabrication PCB moins contraignante et moins chère, du fait de l'absence totale de vias métalliques.

Face aux besoins croissants de gains isotropes plus élevés des TA's pour maximiser la dynamique des liaisons point-à-point « Backhaul, le nombre de cellules unitaires des TA's accroit d'une manière quadratique. Le concepteur est alors confronté au défi de dessiner, de simuler et d'optimiser un très grand nombre d'éléments pour composer la structure souhaitée, ce qui pose problème car chaque élément doit être différent en taille/forme et ne peut pas être simplement reproduit en utilisant fonctionnalités intégrées des logiciels EM.

Il nous a donc semblé important d'établir un modèle complet avec un logiciel de modélisation électromagnétique EM, en utilisant Ansys HFSS et basé sur Visual Basic Script (VB Script), permettant la modification de la conception pour maximiser les performances de l'antenne.

L’annexe présente un code d’automatisation de la conception des cellules unitaires composant le TA, basé sur Visual Basic Script. Ce code nous permet d’automatiser la conception les cellules unitaires comprenant la lentille plate, permettant de réduire substantiellement le temps de calcul (environ 1 heure au lieu de 24 heures pour une TA de 1600 cellules).

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, les résultats de mesure de deux TA’s ont été présentés, dans la suite des modèles numériques développés en chapitre 3. D’abord un réseau de transmission de 1600 éléments unitaires a été conçu, ainsi que le cornet étagé, placés dans un boitier métallique de dimension total 60 x 60 x 50 mm^3.

Des mesures micrométriques ont permis de valider la bonne réalisation et le montage correct du prototype TA 1600, et les écarts liés à la surgravure n’ont pas d’impact sur les performances de l’antenne complète.

Cette antenne offre une bande passante de 19.8 % pour une variation de gain de -3 dB, avec un gain maximum de 32 dBi, présentant un léger écart systématique entre le niveau de gain simulé et mesuré, attribué aux pertes provenant de la source primaire. Ce TA possède des bonnes performances en diagramme de rayonnement, avec un très faible niveau de polarisation croisé (-37 dB). L'antenne est bien adaptée avec S_{11}<-13 dB sur toute la bande de fréquences. Un bon accord avec les résultats numériques a été démontré. Les mesures réalisées ont validé avec succès les simulations analytiques et EM « Full-Wave ».

Chapitre 5

« Transmitarray » à double bande et à double polarisation linéaire en bandes E et D

Dans ce chapitre, une solution d'antenne réseau transmetteur à double bande et à double polarisation linéaire est proposée, intégrant des cellules unitaires supplémentaires, en bande E, sur le même plan contenant celles de la bande D, développé dans les chapitres 3 et 4. La première partie de ce chapitre décrit l'expression du besoin de la double bande, dans le spectre millimétrique. La deuxième partie présente une étude de l'état de l'art des antennes TA en double bande existants dans la littérature. Dans la troisième partie, nous proposons deux solutions d'intégrations des cellules des deux bandes de fréquences sur la même surface rayonnante, ainsi que leurs performances.

5.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, deux prototypes TA de 1600 et 6400 cellules unitaires fonctionnant en bande D ont été présentés et les résultats des mesures ont été comparés avec ceux des simulations numériques. Un bon accord a été observé, confirmant la robustesse des choix technologues et la qualité de fabrication utilisés.

Ce cinquième chapitre décrit la conception d'une antenne TA à double bande à double polarisation linéaire. Premièrement, un état de l'art de l'art est présenté portant sur les solutions de TA fonctionnant en double bande existantes dans la littérature.

Ensuite les cellules unitaires des deux fréquences sont proposées en respectant les contraintes d'illumination focale, et une étude comparative des performances des solutions mono-bande avec celles de double bande permet de mettre en évidence l'influence d'entrelacement de la solution double bande.

Enfin, une solution d'un TA double bande, compatible avec le fonctionnement en double polarisation linéaire, en bande E et D a été proposé. Les performances de chaque bande de fréquence sont évaluées, chacune faisant appel à un cornet d'illumination monobande.

5.2. Le choix de l'antenne double bande

L'utilisation d'une antenne directive double bande apporte aux opérateurs de télécommunications toute une série d'avantages par rapport à l'utilisation de deux antennes à bande unique, voir Figure 129.

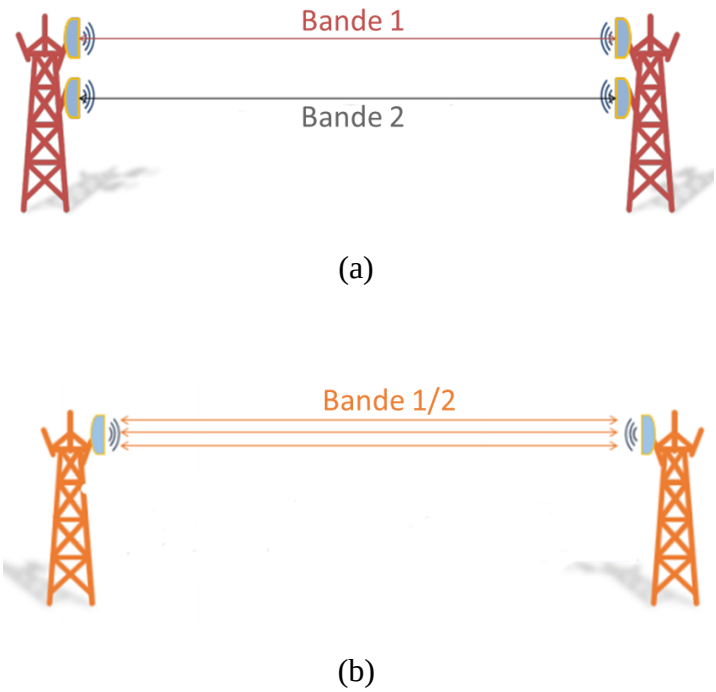


Figure 129 : Liaison hertzienne double bande entre deux pylônes : (a) deux jeux d'antennes séparées, (b) un seul jeu d'antennes double bande.

En effet, le fait de disposer de deux liaisons sur un seul jeu d'antennes à double bande entraîne des économies de CAPEX/OPEX, à savoir [172], [173] :

- Les coûts d'investissement sont réduits, par une conception plus simple du réseau (avec une seule vérification de ligne de vue), et un nombre plus réduit d'équipement acquis, transportés, installés et mis en service, ce dernier se réduisant à un seul alignement portant sur les deux bandes de fréquence. L'ajout d'une nouvelle bande de fréquences se traduit par le remplacement de l'antenne existante mono bande par une nouvelle antenne double bande ;
- Les coûts d'exploitation sont également plus faibles, en raison de la réduction des coûts de location sur les terrasses ou sur les pylônes, car souvent les baux d'accueil des opérateurs sont évalués en fonction du nombre d'antennes ;
- L'impact visuel, notamment en milieu urbain, est réduit, grâce à la consolidation en une seule antenne, et les éventuelles actions d'intégration paysagère (intégration dans des radômes de toute sorte) sont plus simples.

Par ailleurs, la possibilité de combiner une bande de fréquences plus basse possédant une dynamique supérieure à la deuxième bande de fréquences plus élevée, avec une plus grande capacité en débit, permet aux opérateurs de tirer parti des avantages des deux bandes, associant une disponibilité plus importante sur de plus longues distances à une capacité plus élevée.

En combinant la bande D, qui offre une grande capacité mais avec des limitations de distance, avec une deuxième bande de fréquence plus basse, l'antenne double bande s'avère capable de fournir une capacité plus élevée sur de plus longues distances, conditionnée bien entendu par une disponibilité relative de la liaison.

Un bon candidat dans le spectre de fréquences plus bas se trouve dans la bande E (71-76 et 81-86 GHz), soit une bande passante de 19 %, avec une portée supérieure à la bande D, de l'ordre de 3 km, avec une disponibilité de l'ordre de 99,999% (soit un temps d'indisponibilité statistique d'environ 5 minutes dans l'année), voir Figure 130.

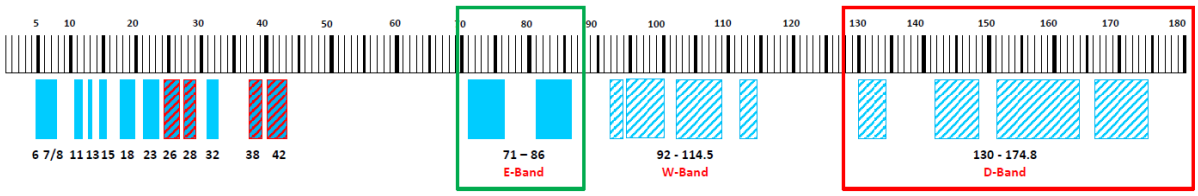
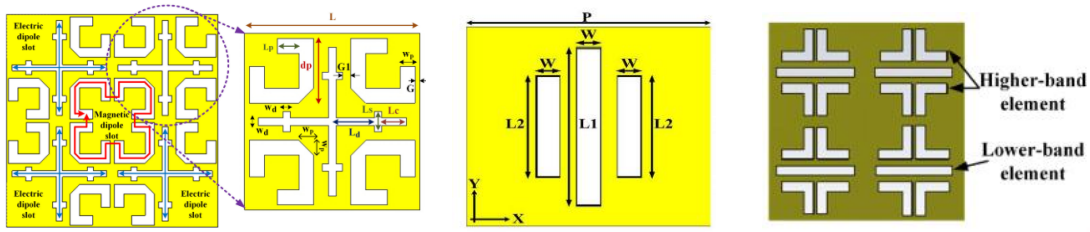


Figure 130 : Spectre de fréquences millimétriques avec l'identification des bandes E et D.

5.3. Etat de l'art sur les solutions TA's double bande

À notre connaissance, à ce jour il n'y a que très peu d'efforts de recherche consacrés à la conception des TA's double bande à hautes performances [174]–[181]. L'approche théorique du TA double bande est similaire à celle de TA mono-bande. Cependant, les compensations des retards de phase spatiales requises pour chaque cellule unitaire sont différentes entre deux bandes de fréquences en raison de longueurs d'onde différentes. Il s'avère alors laborieux de respecter les pertes d'insertion requises, ainsi que les déphasages à imposer simultanément dans les deux bandes de fréquence.

Les TA's double bande totalement métallisées sont rapportés dans [174]–[176], établis à partir de trois ou quatre couches empilées, voir Figure 131. Ces conceptions sont basées sur surfaces multicouches sélectives en fréquence (M-FSS), faisant appel à des entrefers d'environ un quart de longueur d'onde entre chaque couche M-FSS.



(a) (b) (c)

Figure 131 : Exemples de cellules unitaires métalliques MFSS pour réseaux transmetteurs double bande;(a) fentes orthogonales [174]*, (b) fentes rectangulaires*[175] *, (c) fentes et « I » et « L »* [176].

Dans [174], la cellule unitaire utilise des fentes orthogonales entrelacées sur 3 couches métalliques, ainsi que des fentes à dipôles croisés et des fentes à bande interdite photonique compactes uni planaires pour fournir les résonateurs de bande de fréquence inférieure et supérieure (11 et 12.5 GHz), respectivement. L'antenne fournit une double polarisation linéaire ou une polarisation circulaire avec l'utilisation de l'alimentation appropriée. La mesure d'un « Transmitarray » de 14 × 14 éléments à 11 GHz (soit une surface d'ouverture de 196 mm × 196 mm) montre un gain maximal de 23,7 dBi avec une largeur de bande de 6,8 % de gain à −1 dB et une efficacité d'ouverture de 38 % ; à 12,5 GHz, un gain maximal de 24,4 dBi est obtenu avec une bande passante de 5,4 % de gain à -1 dB et un rendement d'ouverture de 34,6%.

Dans [175], la cellule unitaire est composée de quatre couches métalliques sans substrat diélectrique. Les auteurs introduisent deux types de fentes rectangulaires dans la conception pour contrôler l'amplitude et la plage de phase des coefficients de transmission dans les deux bandes de fréquences conçues, en modifiant la longueur de la fente. Une ouverture carrée de (16 x 16 éléments (240 × 240 mm^2) a été conçue et fabriquée. Le réseau de transmetteur fonctionne en mono polarisation et à double bande dans deux bandes de fréquences, de 11,8 à 12,2 (3.3 %) et de 17,5 à 18,1 GHz (3.3 %), à -3 dB de gain, et les gains isotropes de crête aux fréquences centrales de 12 et de 18 GHz sont respectivement de 27,8 dBi et 31,4 dBi, ce qui correspond à des efficacités d'ouverture de 52 % et 53 % respectivement.

Dans [176], les éléments répartis sur quatre couches métalliques sont composés d'une fente en forme de « I » (bande basse) au centre et de quatre fentes en forme de « L » (bande haute) avec une symétrie centrale. Les changements respectifs des phases sont affectés par la variation des longueurs de fente « I » et « L. L'ouverture du réseau de transmission global D est de 250 mm, pour un total de 256 éléments (16 x16 = 265 éléments) et le rapport F/D est de 0,8. Les résultats

de mesure montrent que cette antenne peut fonctionner dans deux bandes de fréquences 11,8-12,2 GHz (3.3%) et 17,8-18,1 GHz (1.6%).

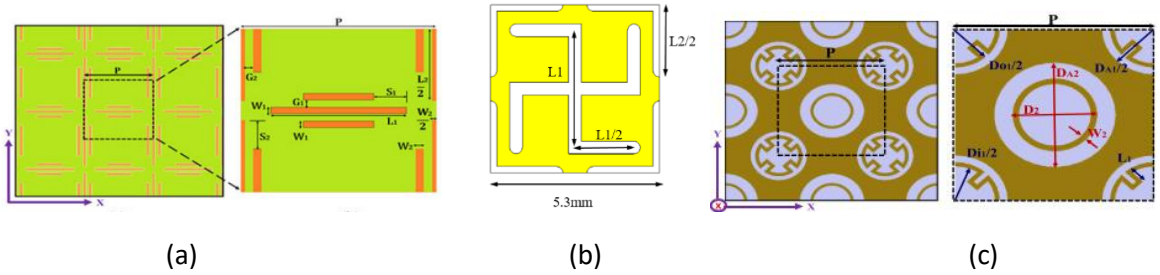


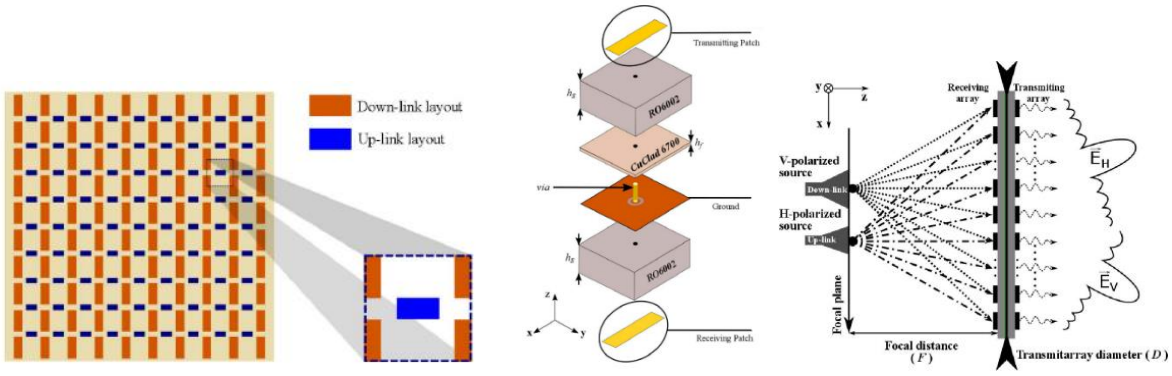
Figure 132 : Exemple de cellules unitaires MFSS pour réseaux transmetteurs doubles bandes ; (a) trame d'éléments à 3 dipôles[177]*, (b) croix à crochets entourée* [178] *, (c)*[179].

Un réseau de transmission à double bande est proposé dans [177] dans les communications par satellite en bande Ku pour les fréquences de 12,5 GHz (liaison montante) et de 14,25 (liaison descendante). La cellule unitaire de base double bande est composée d'une trame d'éléments à trois dipôles, entrelacés orthogonalement selon la bande de fréquences, et la plage de phase de 360° peut être atteinte dans les deux bandes avec une configuration à quatre couches. Une ouverture circulaire de 406 mm de diamètre est choisie. La distance focale optimale pour un gain maximum est alors de 306 mm à 12,5 GHz et de 309 mm à 14,25 GHz, avec un f/D de 0,75. Les résultats mesurés montrent des gains isotropes de 31 dBi et 31,8 dBi, obtenus avec des efficacités d'ouverture de 45 % et 41,3 % à 12,5 et 14,25 GHz, respectivement. Les largeurs de bande obtenues sont de 7,2 % et 7,0 % à -1 dB de gain dans les bandes de fréquences des liaisons descendante et montante respectivement.

Un réseau de transmission indépendant de la polarisation à double bande est présenté dans [178] pour les systèmes de communication en bande Ka. Grâce à sa topologie de cellule unitaire en croix à crochets entourée de dipôles pliés, ce TA démontre des performances presque indépendantes dans les deux bandes de fréquences de conception à 20 et 30 GHz. Un prototype d'antenne réseau transmetteur de 80 × 80 mm^2 et une seule source primaire placé à 55 mm (F/D = 0.68) a été fabriqué, composé de deux réseaux superposés de 14x14 et 13x13 éléments pour 20 et 30 GHz, respectivement. Les résultats des mesures affichent un gain maximal de 15.3 dBi et 15 dBi pour les deux fréquences respectivement, avec des efficacités d'ouverture de 20 % et 15 % et des bandes passantes d'environ de 10 % et 7 % de gain à -3 dB à 20 et 30 GHz respectivement.

Un TA à double bande et à double polarisation pour les communications par satellite en bande Ku (également 12,5 GHz pour la liaison descendante et 14,25 GHz pour la liaison descendante) à fort gain a été conçu dans [179]. La cellule unitaire est une combinaison de deux éléments de boucle entrelacés, pour former une cellule unitaire à double bande, avec une réponse en transmission quasi indépendante aux deux fréquences. L'élément double bande et à trois couches, atteint une plage de phase de 300° dans les deux bandes de fréquences, avec une perte d'insertion inférieure à 2 dB. Un réseau de transmission à ouverture circulaire de diamètre 406 mm à double bande atteint des gains de crête mesurés de 30,2 et 32,3 dBi, avec des efficacités d'ouverture de 38 % et 46 % et largeurs de bande de gain de 3 dB de 4,2 % et 6,3 % dans les bandes de fréquences des liaisons descendante et montante, respectivement.

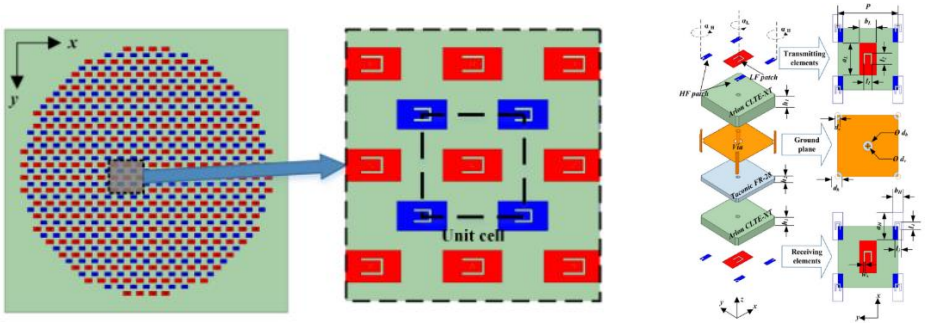
Un TA double bande polarisé linéairement est proposé dans [180] dans la bande des 20 GHz pour le trajet descendant et des 30 GHz pour le trajet montant, basé sur la structure « réception-émission » (Rx-Tx), où le changement de la bande de travail s'accompagne d'un changement de polarisations. Les cellules élémentaires proposées comprennent deux patchs microrubans rectangulaires reliés par un via métallisé pour chaque et un plan de masse intermédiaire, voir Figure 133(b) et (c). Le panneau de l'antenne d'ouverture de 210 x 210 mm^2 est éclairé par deux cornets pyramidaux standards séparés (10 dBi de gain) à une distance focale de 110 mm et avec une position décalée de ±15 mm dans le plan xz pour les pavillons UL et DL (voir Figure 133(a)), conduisant ainsi à un rapport F/D égal à 0,61 et 0,59 à 30 GHz et 20 GHz, respectivement. Ce TA atteint un gain isotrope maximal mesuré de 29 dBi pour la fréquence haute et 26 dBi pour la fréquence basse, la bande passante à -3 dB de gain étant supérieure à 10 % dans les deux bandes. Sa faible efficacité d'ouverture (~20%) est due à sa résolution de phase de 1 bit.



(a) (b) (c)

Figure 133 : TA à double bande ; (a) Vue schématique de la technique d'entrelacement, (b) Cellule unitaire, (c) Vue en coupe [180].

Un autre TA, basé également sur la structure Rx-Tx, est présenté dans [181], à polarisation circulaire (CP) et à double bande (12/14.2 GHz), avec une alimentation à polarisation linéaire (LP). Les éléments récepteurs et émetteurs sont des patches rectangulaires identiques entre eux et reliés par des vias métalliques centrés. Des fentes en forme de U sont gravées au niveau du plan de masse métallique. En utilisant cette méthode, un TA double bande à ouverture partagée est obtenu, produisant des faisceaux indépendants avec une polarisation circulaire droite (RHCP) ou une polarisation circulaire gauche (LHCP) dans deux bandes de fréquences avec une seule antenne d'alimentation LP. Le TA conçu sur un diamètre de l'ouverture circulaire de 220 mm présente des gains isotropes de crête mesurés de 23.9 dBi à 12 GHz et de 24.5 dBi à 14.2 GHz, et une largeur de bande de 7,5 % et 7% à -3 dB de gain respectivement, avec une efficacité d'ouverture autour de 30 % pour les deux fréquences.



(a) (b)

Figure 134 : TA à double bande ; (a) Vue schématique de la technique d'entrelacement, (b) Cellule unitaire[181].

Le tableau suivant présente la synthèse des solutions de TA's double bande analysés précédemment, mettant en évidence les choix technologies et les performances RF.

Tableau 13 : Tableau des solutions TA double bande.

	[174]	[175]	[176]	[177]	[178]	[179]	[180]	[181]
Fréq (GHz)	11/ 12.5	12/ 18	12/ 18	12.5/ 14.5	20/ 30	12.5/ 14.25	20/ 30	12/ 14.2
Polarisation	DCP	DCP	LP	LP	DCP	DP	LP	CP
Ouverture	19.6 cm	24 cm	25 cm	31 cm	8 cm	40.6 cm	21 cm	22 cm
Gain max (dBi)	23.7/ 24.4	27.8/ 31.4	-	31/ 31.8	15.3/ 15	30.28/32.3	28.4/ 27	23.9/ 24.5
Efficacité d'ouverture	38%/ 34.6%	53%	-	45%/ 41.3%	20%/ 15%	38%/ 46%	27%	32.3%/ 28.9%
1-dB gain BP (%)	6.8/ 5.4	3.3/ 3.3	3.3./ 1.6	7.2/ 7.7	-	-	8	-
3-dB gain BP (%)	-	-	-	-	10/ 7	4.2/ 6.3	11	7.5/ 7
Vias	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Oui	Oui
Couches métalliques	3	4	4	4	4	3	3	3
Couches de substrat	0	0	0	4	4	3	2	2
Nombre des sources	1	1	1	1	1	1	2	1

On remarque d'abord que toutes les solutions fonctionnent dans des fréquences plus basses (<30 GHz) avec des bandes de fréquence proches l'une de l'autre, ce qui facilite la réalisation

des cellules unitaires fonctionnant à la fois dans les deux bandes ou en utilisant la solution d'entrelacement des deux cellules unitaires respectives. L'alimentation de ces TAs peut être réalisée en utilisant soit une seule source à large bande qui combine les deux bandes de fréquences évoquées, soit deux sources différentes si les bandes de fréquences sont loin l'une de l'autre. On constate également le recours aux vias métalliques, et des résultats de bandes passantes autour de 10%.

5.4. Contraintes

L'objectif est de proposer une solution d'antenne directive à double bande, compacte et à faible coût, dans la suite de l'antenne mono-bande conçue dans les chapitres précédents. Des compromis sont nécessaires entre ces différentes exigences, et lors de de la conception de l'antenne double bande, les principales contraintes à respecter fixées par RFS ont été les suivantes :

- Pas d'utilisation de vias métalliques dans les cellules unitaires.

- Cellules unitaires compatibles avec le fonctionnement en double polarisation (cellules totalement symétriques).

- Les cellules de la bande E doivent être placées sur la même ouverture rayonnante avec les cellules de la bande D et les sources à leur tour doivent être positionnées dans le même plan focal.

La structure double bande fera appel au même nombre de couches métalliques, afin de pouvoir réutiliser la solution en bande D. Cela se traduit par la conservation de la couche métallique intermédiaire, contenant au départ la pluralité de UC's en bande D, déjà urbanisée par les fentes en croix et en carrée. Cela réduit considérablement les degrés de liberté pour pouvoir entrelacer ceux de la bande E. La solution pour cette bande dans la couche intermédiaire passe alors par l'utilisation de fentes en croix, placées entre les motifs en bande D, réduisant considérablement le nombre de formes de UC's pouvant offrir différentes de phases de transmission.

Le choix de la solution double bande s'est porté sur une structure unique de TA contenant sur la même surface rayonnante :

- l'antenne en bande D développée dans les chapitres précédents (2 bits), avec les dimensions des cellules légèrement modifiées ;

- l'antenne en bande E faisant appel à deux cellules unitaires (1 bit) pour faciliter le phénomène d'entrelacement entre les cellules des deux bandes.

5.5. Cellule unitaire à double polarisation linéaire en bande E

Face aux difficultés citées précédemment, la structure en bande E sera constituée :

- par une première cellule unitaire faisant appel à une fente en croix de Jérusalem dans le plan intermédiaire, et deux patchs dans les plans extérieurs, et pour laquelle il faudra enlever les cellules en bande D pour pouvoir la placer,

- et par une deuxième permettant l'entrelacement avec celles de la bande D, constituée par une fente en croix sur le plan métallique intermédiaire, et des dipôles sur les plans extérieurs.

La géométrie de la cellule unitaire à utiliser en bande E possède une taille de 2 × 2 mm² (0.52× 0.52 λ_0), où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace à la fréquence centrale de la bande E (78.5 GHz), constituée de deux motifs assurant les déphasages à 45° et 225°, voir Figure 135.

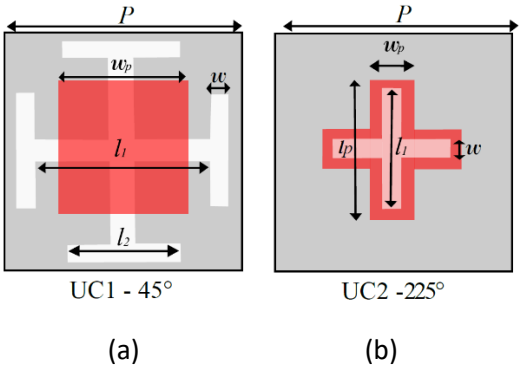


Figure 135 : Vue de dessus des 2 cellules unitaires Rx-Tx retenues pour la bande E ; (a) : UC1, déphasage=45° ; (b) : UC2, déphasage=225°.

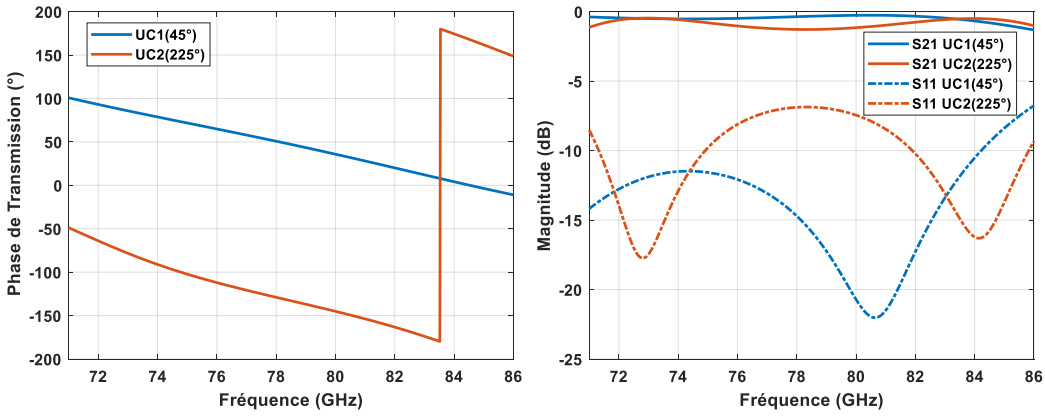
L'empilement des cellules en bande E est identique à celle des cellules de la bande D, composé de trois couches métalliques séparées par deux substrats Rogers 5880 (ε_r = 2,2, tan δ = 0,0036) d'épaisseur 0.254 mm et 0.127 mm respectivement, et assemblées par un film de liaison FR-28 de 114 µm d'épaisseur (ε_r = 2,72, tan = 0,0056).

Les couches supérieure et inférieure de la cellule 45° sont constituées de patchs carrés, couplés entre eux par une fente en croix de Jérusalem. Concernant la cellule 225°, les couches supérieure et inférieure ainsi que la fente de couplage ont la forme d'une croix. Après simulation et optimisation sous Ansys HFSS, les dimensions obtenues des cellules en bande E sont détaillées dans le Tableau 14.

Tableau 14 : Dimensions des deux cellules unitaires utilisées en bande E.

Cellule	Dimensions (mm)
UC1	P = 2, w_p = 1.23, l_1 = 1.55, l_2 = 1, w = 0.1
UC2	P = 2, w_p = 0.26, l_p = 1.15, l1 = 0.75, w = 0.1

Les réponses en phase de la transmission des deux cellules sont présentées en Figure 136(a). Elles montrent une réponse stable en fréquence et un déphasage constant entre elles de 180° dans toute la bande de fréquences.



(a) (b)

Figure 136 : simulation sous Ansys HFSS des paramètres S en transmission et réflexion des deux cellules unitaires dimensionnées ; (a) : réponse S21 en phase ; (b) : réponse S11 et S21 en en amplitude.

Les pertes en réflexion et en transmission simulés sur ces cellules sont présentées en Figure 136(b), avec des réponses similaires, à savoir une perte en transmission maximale -1.3 dB et une perte en réflexion inférieure à -7 dB dans toute la bande E.

5.6. Cellules unitaires modifiées en bande D

Dans le but d'éviter les contraintes de fabrication sur du PCB standard, quelques modifications mineures sur les patches et les fentes de couplages ont été appliquées lors de leur conception sur les cellules UC1, UC2 et UC5 en bande D, pour respecter l'espacement minimal de 100 µm entre les cellules des bande D et E. Cet ajustement a eu lieu en modifiant les dimensions des patchs et des fentes, tout en conservant les réponses en phase et en amplitude de ces cellules identiques à celles présentes dans le chapitre 3. La géométrie des UC's ainsi que leurs dimensions sont présentées dans la Figure 137 et dans le Tableau 15.

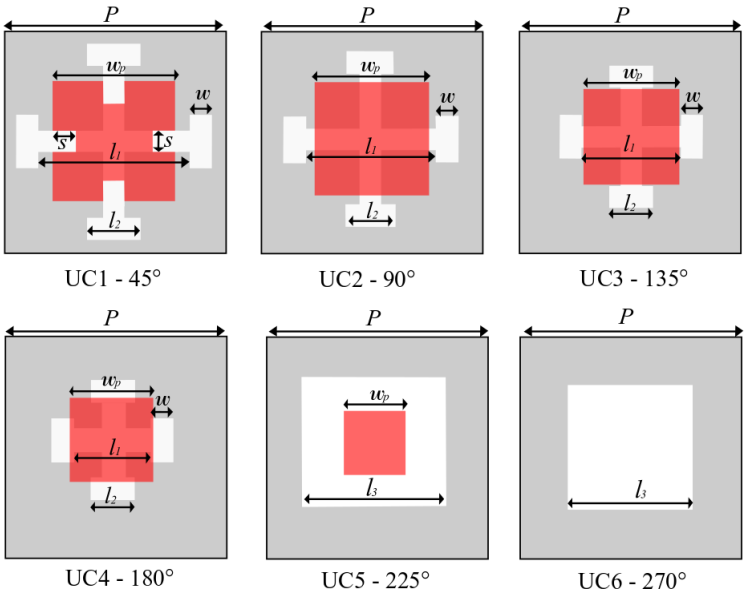


Figure 137 : vue de dessus des 6 cellules unitaires Rx-Tx en bande D.

Tableau 15 : Dimensions des 6 cellules unitaires.

Figure	Cellule	Dimension (mm)
(a)	UC1	P = 1, w_p = 0.56, w = 0.1, l_1 = 0.58, l_2 = 0.27, s = 0.1
(b)	UC2	P = 1, w_p = 0.51, w = 0.1, l_1 = 0.48, l_2 = 0.26
(c)	UC3	P = 1, w_p = 0.39, w = 0.1, l_1 = 0.35, l_2 = 0.2
(d)	UC4	P = 1, w_p = 0.44, w = 0.1, l_1 = 0.45, l_2 = 0.2
(e)	UC5	P = 1, w_p = 0.29, w = 0.1, l_3 = 0.68
(f)	UC6	P = 1, l_3 = 0.57

5.7. Choix des dimensions de l'antenne

En suivant la même démarche du choix des dimensions de TA en bande D, un compromis a été établi pour concevoir un TA double bande atteignant un gain isotrope autour de 28 dBi en bande E, avec une bande passante de 19 % à -3 dB de gain autour de 78.5 GHz. Un réseau 32 x 32 éléments (64 x 64 mm^2), correspondant à une ouverture électrique de 16 λ_0 x 16 λ_0, a été retenu pour atteindre le gain souhaité en bande E, cette ouverture devant contenir aussi les cellules en bande D, composant même surface rayonnante établie pour le prototype TA 1600, avec 40 x 40 éléments (40 x 40 mm^2).

Le premier compromis a été fait sur la profondeur du TA, avec une distance focale de F = 40 mm ce qui correspond à un rapport F/D = 1 pour l'ouverture en bande D (pour rappel, le TA 1600 présentait un F/D = 0.75) et un F/D = 0.625 pour l'ouverture en bande E. Ce choix permet d'obtenir des performances acceptables pour les bandes D et E, voir Figure 138.

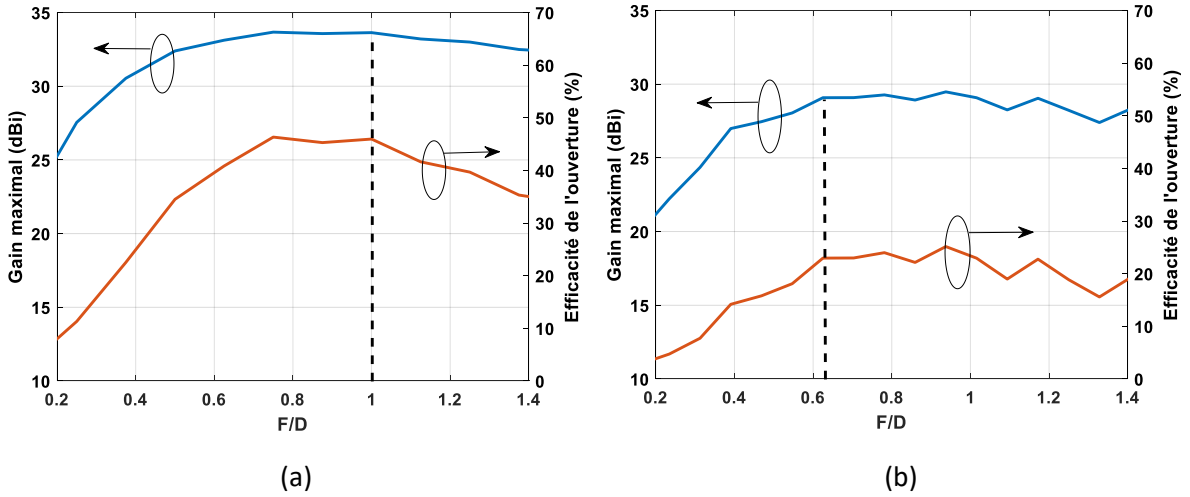


Figure 138 : Simulation analytique en gain et efficacité en fonction des rapports F/D du TA double bande D/E: (a) en bande D et (b) en bande E.

5.8. Source focale

Pour le « Transmistarray », ainsi comme pour toute autre ouverture rayonnante excitée par une source primaire en illumination directe, il existe une conicité de bord optimale pour minimiser les pertes par débordement et concentrer l'énergie d'alimentation sur la surface de l'ouverture.

Sur la base des choix établis dans le paragraphe précédent, un « Transmistarray » d'ouverture 64 × 64 mm^2 a été conçu pour fonctionner en double bande, avec l'utilisation totale de l'ouverture de 64 x 64 mm^2 pour la bande E et de 40 x 40 mm^2 pour la bande D. La lentille est illuminée par un cornet polarisé linéairement, placé à une distance de 40 mm (correspondant à un rapport F/D de 1 en bande D et 0.625 en bande E, ce qui correspond aux angles d'illumination $\theta_{1\ Edge}$ = 26.5° en bande D et $\theta_{2\ Edge}$ = 38.6° en bande E, voir Figure 139.

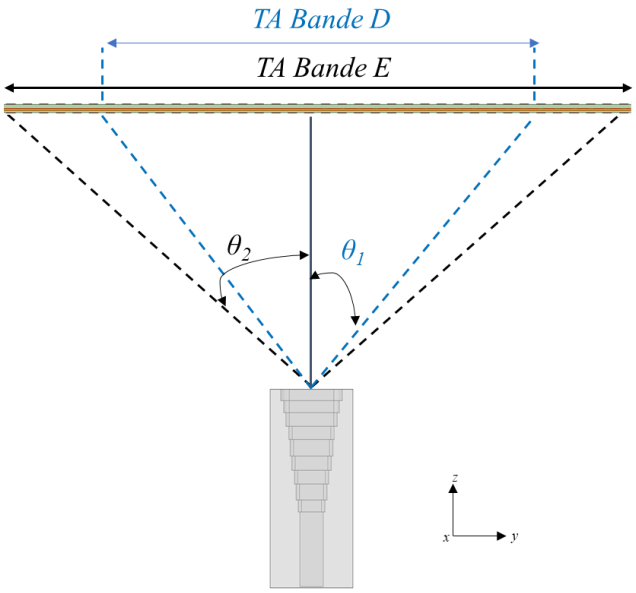
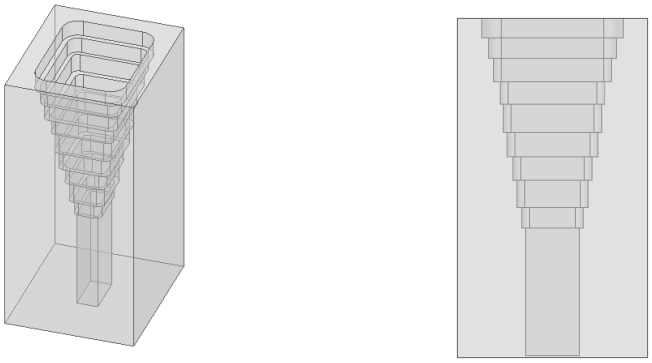


Figure 139 : Coupe transversale du TA double bande D/E avec les ouvertures ϑ1 Edge = 38.6° en bande D et ϑ2 Edge = 26.5° en bande E.

5.8.1. Cornet en bande D

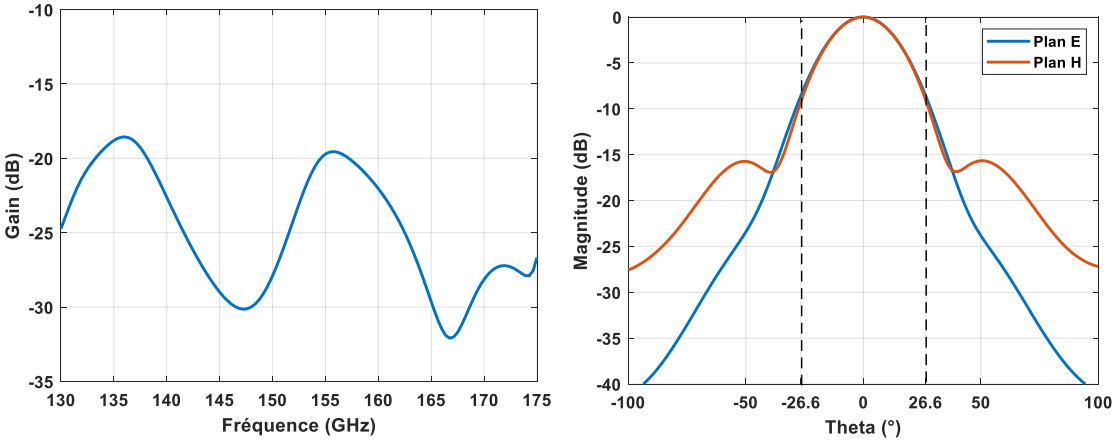
Afin d'adapter le cornet étagé à la nouvelle ouverture en bande D (26.5°), deux étages de transition a été ajoutés à l'extrémité de la configuration initiale, avec une ouverture obtenue de 3.68 mm × 2.86 mm. La Figure 140 montre la perspective 3D et la vue en coupe du cornet et de son guide d'ondes WR6, avec neuf étages de transition intégrés entre le guide d'ondes et l'ouverture rayonante.



(a) (b)

Figure 140 : nouveau cornet étagé en bande D pour le TA double bande D/E : (a) vue 3D ; (b) coupe transversale.

Le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement normalisés à 150 GHz sont présentés sur la Figure 141, où le coefficient de réflexion obtenu est inférieur à -18.5 dB sur la bande de fréquence 130 - 175 GHz et la conicité de bord « Edge-Taper » du diagramme d'illumination est d'environ -9 dB, pour θ_{2Edge}=26.5°.



(a) (b)

Figure 141 : Performances simulées sous Ansys HFSS du nouveau cornet étagé en bande D ; (a) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence ; (b) diagramme de rayonnement dans les plans E et H à 150 GHz.

Le gain du cornet varie entre 14.2 et 16.5 dBi sur toute la bande comme nous montre la Figure 142, avec un gain de 15.4 dBi à 150 GHz.

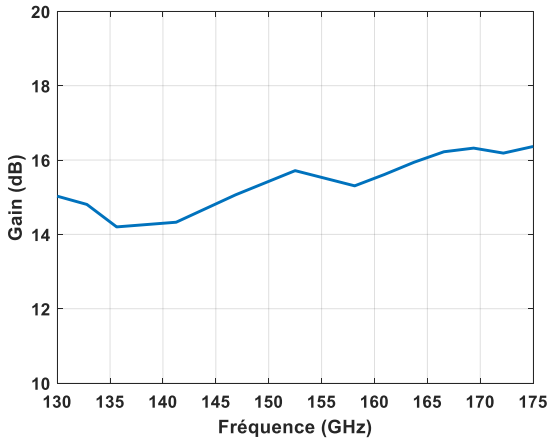


Figure 142 : Gain du cornet étagé en bande D.

5.8.2. Cornet en bande E

Un cornet pyramidal a été conçu est utilisé pour illuminer le TA en bande E, à partir d'une entrée en guide d'ondes WR12 (3.1×1.55 mm^2) et une ouverture rayonnante de 5.5 mm×4 mm. La Figure 143 montre la perspective 3D du cornet en bande E.

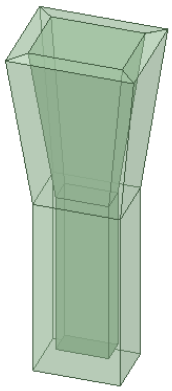


Figure 143 : Vue 3D du cornet en bande E.

Le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement normalisés à 150 GHz sont présentés sur la Figure 144, où le coefficient de réflexion obtenu est inférieur à -22 dB sur la bande de fréquence 71 - 86 GHz et la conicité de bord « Edge-Taper » est d'environ 10 dB pour θ_{1Edge}=38.6°.

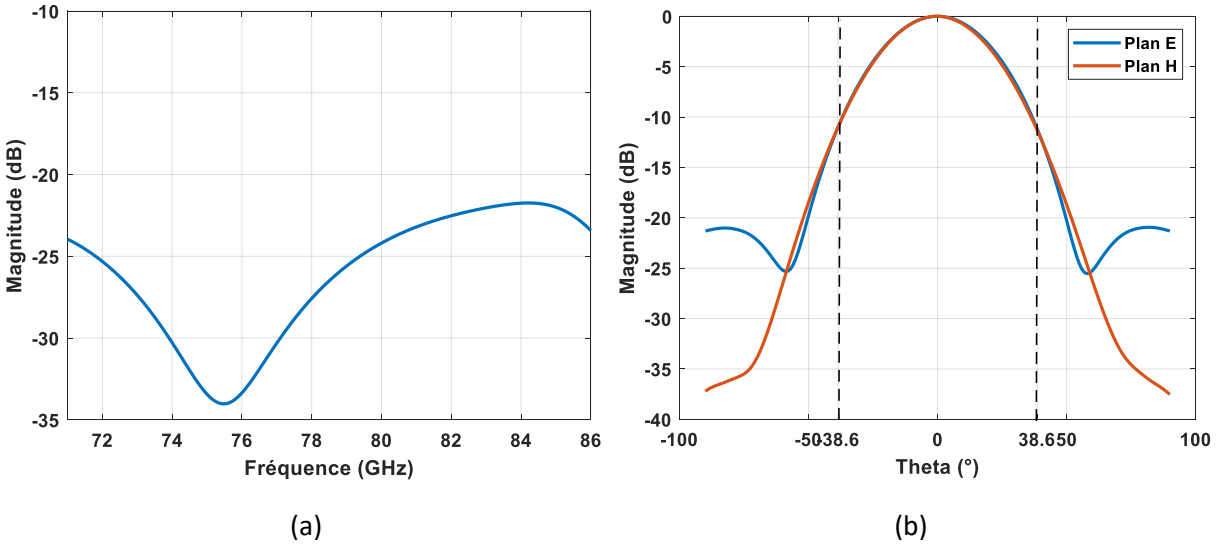


Figure 144 : Performances simulées sous Ansys HFSS du cornet étagé en bande E ; (a) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence ; (b) diagramme de rayonnement dans les plans E et H à 78.5 GHz

Le gain isotrope simulé du cornet en bande E varie entre 12.2 et 14.4 dBi sur toute la bande comme nous montre la Figure 145, avec une valeur de 13.7 dBi à 78.5 GHz.

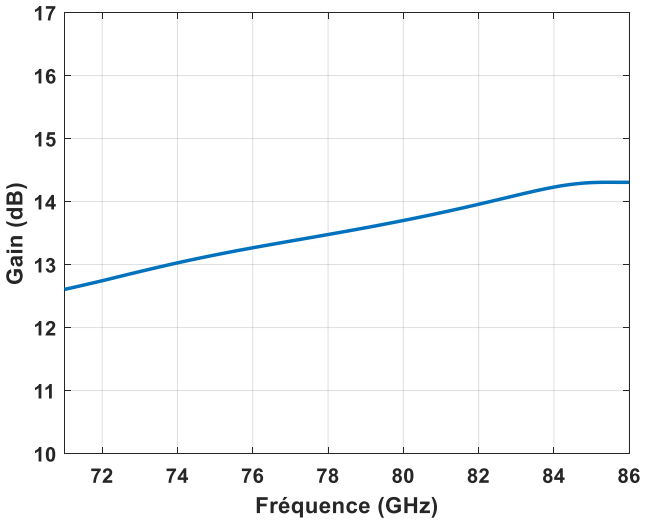


Figure 145 : Gain simulé du cornet étagé en bande E du TA double bande.

5.9. Conception de la lentille en bande D

Afin de concevoir la lentille 40 x 40 mm^2 en bande D avec le nouvel rapport focal (F/D = 1), des modifications ont eu lieu sur le positionnement des cellules unitaires et des simulations ont été réalisées et optimisés à l'aide de la méthode FEBI disponible dans Ansys HFSS version 2020. La distribution obtenue des phases est présentée en Figure 146.

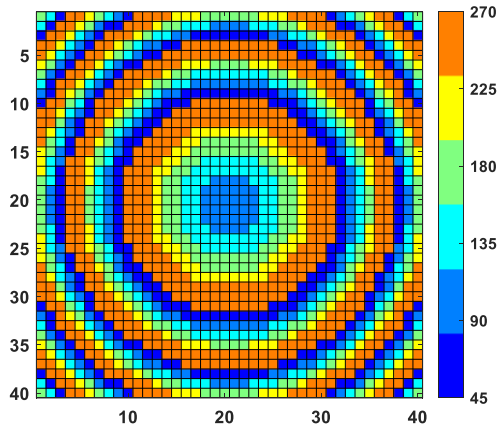


Figure 146 : Distribution optimale des six cellules de TA en bande D à 150 GHz pour F/D = 1.

Les performances RF obtenues du TA en bande D à l'aide d'Ansys HFSS présentent des bandes passantes de 15 % à -1 dB de gain et de 22,7 % à - 3 dB de gain, avec un gain isotrope maximal simulé à 150 GHz de 33.4 dBi (soit une efficacité d'ouverture de 48 %), voir Figure 147(a). Le coefficient de réflexion S_{11} simulé est inférieur à -17 dB entre 130 et 175 GHz, représenté dans la Figure 147(b).

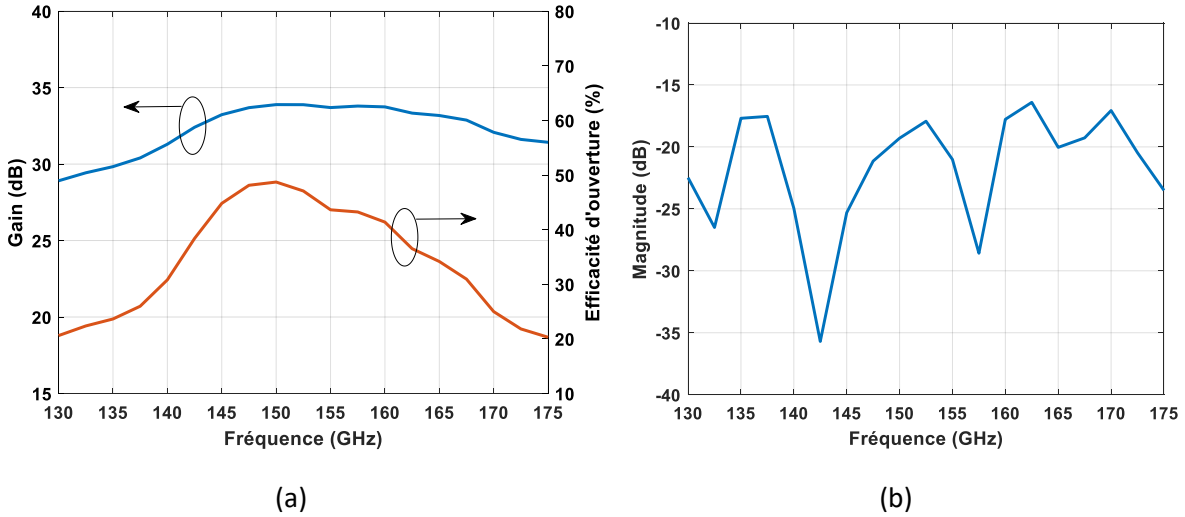


Figure 147 : Performances RF du TA en bande D simulées sous Ansys HFSS ; (a) Gain isotrope et efficacité d'ouverture, (b) coefficient de réflexion.

La Figure 148 présente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation à l'aide de HFSS, aux fréquences centrale (150 GHz) et extrêmes (139 et 175 GHz) de la bande passante obtenue à -3 dB de gain. La largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) varie entre 3,1◦ à 4,3◦. Les niveaux de polarisation croisée sont inférieurs à -50 dB, et le niveau des lobes latéraux (SLL) reste inférieur à -19 dB, à la fois dans les plans E et H.

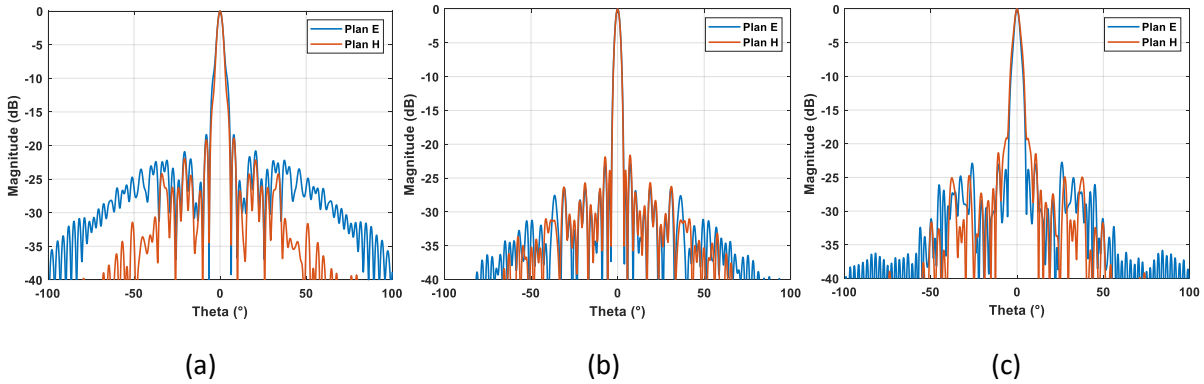


Figure 148 : Diagrammes de rayonnement simulés analytiquement et sous Ansys HFSS du TA en bande D, plans E et H ; (a) : 139 GHz ; (b) : 150 GHz ; (c) : 175 GHz.

5.10. Conception de la lentille en bande E

Les cellules unitaires en bande E conçues en section 4.5 ont été retenues pour la conception du réseau transmetteur avec une ouverture de 34 x 34 mm^2, correspondant à 32 x 32 = 1024 cellules élémentaires, et un rapport focal F/D = 0.625 (F = 40 mm). Le module analytique présentant distribution de phase optimale et la vue de dessus du prototype sous Ansys HFSS sont présentés en Figure 149.

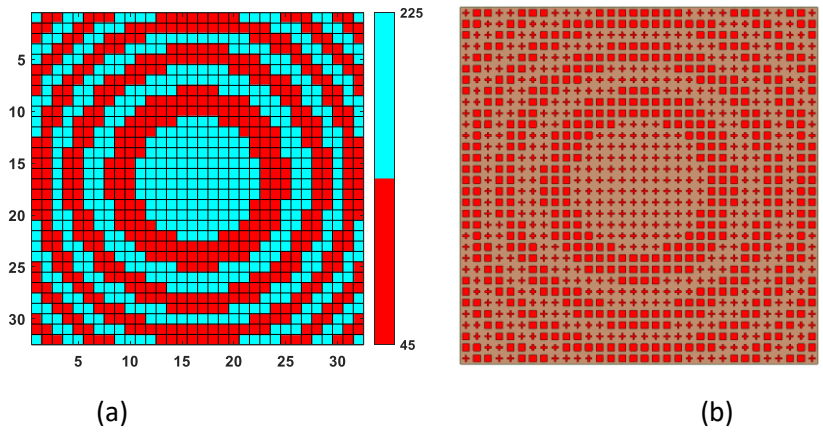


Figure 149 : Distribution optimale des cellules unitaires (225° et 45°) du TA en bande E à 78.5 GHz pour F/D = 0.625, (a) : Module analytique, (b) : Module HFSS.

Le TA simulé sous Ansys HFSS en bande E présente une bande passante de 19 % à -3dB de gain, avec un gain isotrope maximal simulé de 28.6 dBi à 78.5 GHz, soit une efficacité d'ouverture de 21 %, voir Figure 150(a). Le coefficient de réflexion S_{11} simulé, représenté dans la Figure 150(b), est inférieur à -18 dB dans toute la bande E.

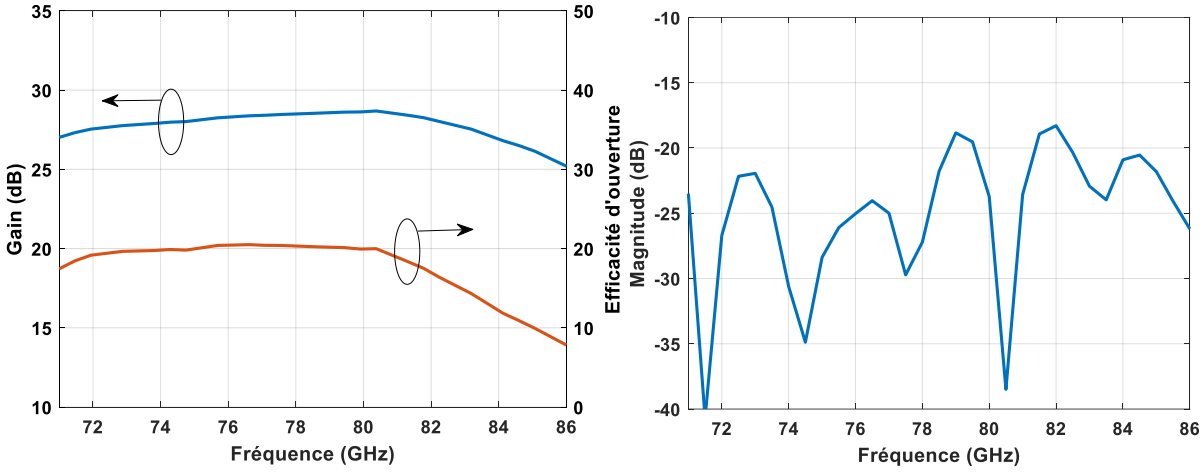


Figure 150 : Performances RF du TA en bande E simulées sous Ansys HFSS ; (a) Gain isotrope et efficacité d'ouverture, (b) coefficient de réflexion.

La Figure 151 présente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation à l'aide de HFSS, aux fréquences centrale (71 GHz) et extrêmes (71 et 86 GHz) de la bande E. La largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) varie entre 3.85◦ à 4.6◦. Les niveaux de polarisation croisée sont inférieurs à -41 dB, et le niveau des lobes latéraux (SLL) reste inférieur à -17.5 dB, à la fois dans les plans E et H.

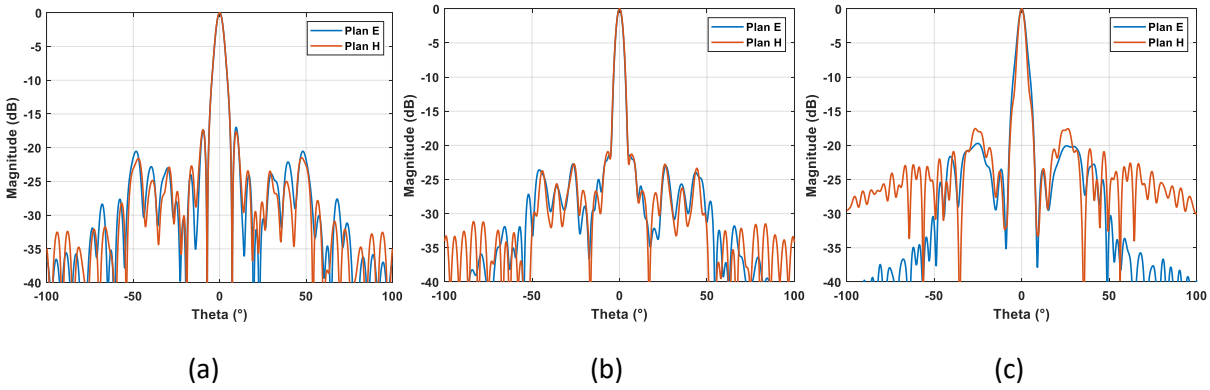


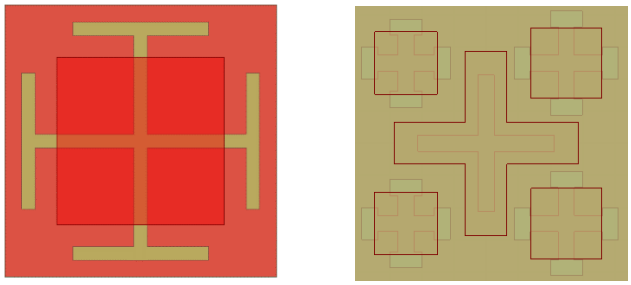
Figure 151 : Diagrammes de rayonnement simulés analytiquement et sous Ansys HFSS du TA en bande E, plans E et H ; (a) : 71 GHz ; (b) : 78.5 GHz ; (c) : 86 GHz.

5.11. Solution du TA double bande

Le concept proposé est basé sur une antenne réseau transmetteur dont la lentille est composée de cellules unitaires distinctes pour chaque bande, à double polarisation linéaire. La géométrie de la cellule unitaire proposée en bande D possède une taille de 1 × 1 mm² tandis que celle de la bande E représente le double (2 x 2 mm^2).

Le principal défi dans la conception du TA double bande est d'optimiser l'espace de l'ouverture rayonnante intégrant les deux types de cellules unitaires. On s'appliquera d'abord à explorer une architecture de cellules élémentaires en bande E, permettant dans la mesure du possible leur entrelacement avec celles de la bande D. Toutefois, l'architecture de la cellule UC1 de la bande E (45°), du fait de sa configuration en croix de Jérusalem, sera en situation de

superposition avec celles de la bande D, voir Figure 152(a), contrairement à la cellule UC2 qui peut être facilement entrelacée entre les cellules de la bande D, voir Figure 152(b).



(a) (b)

Figure 152 : Problématique de superposition des UC des bandes E et D ; (a) : UC 1 en bande E ; (b) : UC 2 en bande E entrelacée avec 4 cellules en bande D.

En absence d'une cellule alternative à la cellule UC1 sans vias métalliques, deux solutions ont été envisagées pour résoudre ce problème : la méthode de remplacement et la méthode hybride.

5.11.1. Solution de remplacement

La première solution consiste à remplacer, sur la surface rayonnante de la lentille, une cellule unitaire sur deux en bande E par 4 cellules unitaires de la bande D, voir Figure 153.

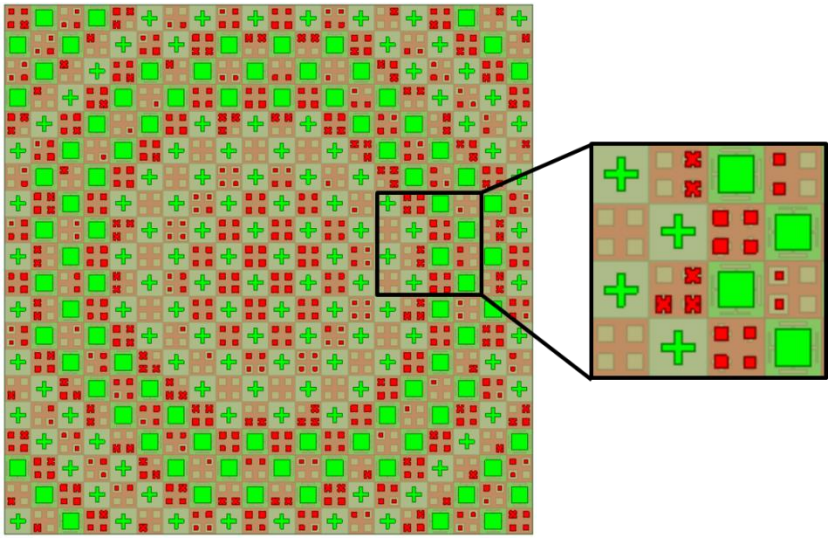


Figure 153 : Solution de remplacement pour le TA double bande D/E. Cellules en vert : bande E ; Cellule en rouge : bande D.

Afin de quantifier l'effet de ce remplacement, on est parti sur l'architecture de TA en bande D seul (40 x 40 mm^2) ce qui correspond à 1200 cellules unitaires en bande D (TA 1200) au lieux

de 1600 dans l'état initial (TA 1600). Cette ouverture est illuminée par le cornet en bande D présenté précédemment placé à une distance F = 40 mm (F/D = 1).

Le comportement simulé en gain isotrope du TA réalisé avec 1200 cellules est comparée à celui obtenu à l'aide de 1600 dans le paragraphe précèdent, avec une réduction entre 4.6 et 5.3 dB sur la totalité de la bande entre 130 et 175 GHz, voir Figure 154. Le gain isotrope maximal simulé à la fréquence d'optimisation (150 GHz) est de 29.3 dBi, tandis qu'il était 33.9 dBi.

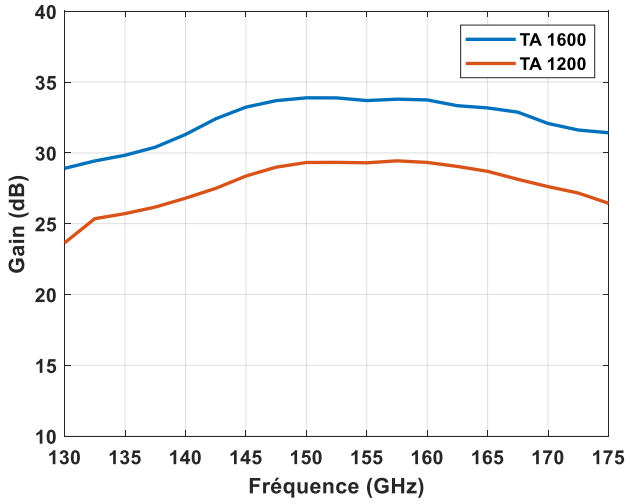


Figure 154 : Simulation de l'impact de la réduction du gain isotrope en bande D par la solution de remplacement.

La Figure 155 présente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation a la fréquence centrale (150 GHz) pour les TA 1600 et TA 1200. Les largeurs des faisceaux à mi-puissance (HPBW) sont de 3.08° en plan E et 3.02° en plan H pour TA 1600, et de 3.02° et de 2.94° pour TA 1200. Le niveau des lobes latéraux (SLL) est inférieur à -21.8 dB à la fois dans les plans E et H pour TA 1600, et à 20.6 dB pour TA 1200.

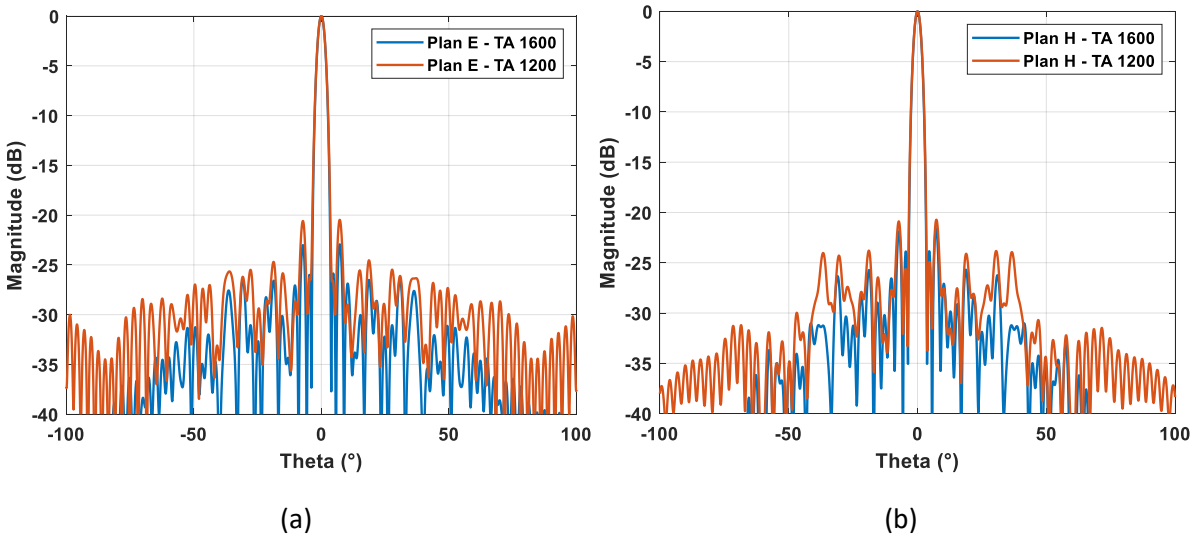


Figure 155 : Digrammes de rayonnement à 150 GHz, plans E et H ; (a) TA 1600 ; (b) TA 1200.

Afin de quantifier l'effet de la technique de remplacement sur le TA en bande E, nous avons procédé à la simulation d'une architecture hybride de 64 x 64 mm^2 contenant les cellules des deux bandes de fréquences. Cette ouverture, contenant 1200 cellules en bande D et 834 cellules en bande E (voir Figure 156), est illuminée par le cornet en bande E présenté précédemment avec un rapport focal F/D = 0.625 (F = 40 mm).

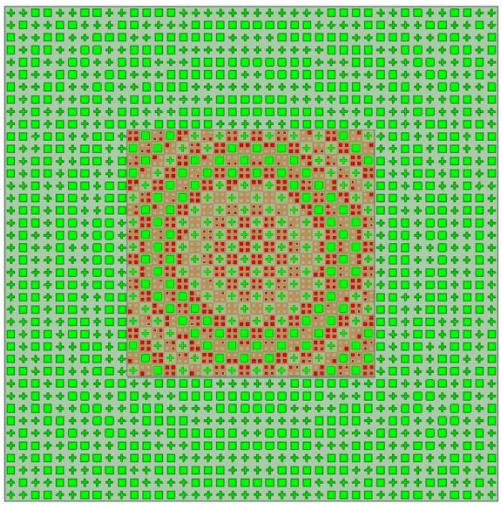


Figure 156 : Solution de remplacement pour le TA double bande D/E. Cellules en vert : bande E ; Cellule en rouge : bande D.

Le comportement simulé en gain isotrope du TA conçu avec 834 cellules est comparé à celui obtenu précédemment à l'aide de 1024 cellules. Une réduction entre 2.3 et 3.7 dB est observée sur la totalité de la bande E, voir Figure 157. Le gain isotrope maximal simulé à la fréquence d'optimisation (78.5 GHz) est de 25 dBi, par rapport aux 27.9 dBi obtenus précédemment.

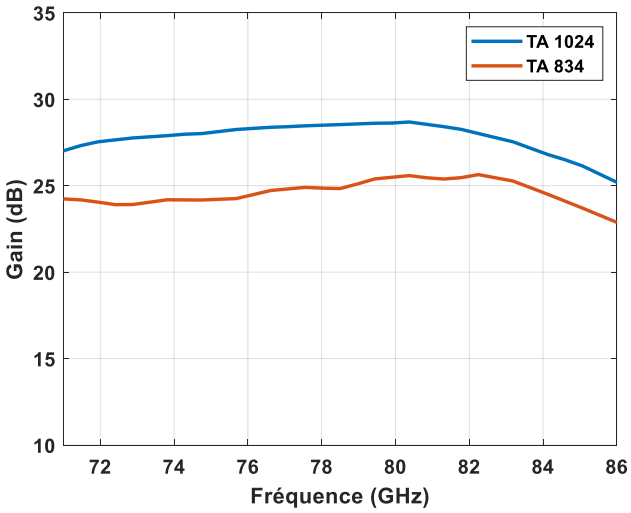


Figure 157 : Simulation de l'impact de la réduction du gain isotrope en bande E par la solution de remplacement.

La Figure 158 présente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation à la fréquence centrale (78.5 GHz) pour les TA 1024 et TA 834. Les largeurs des faisceaux à mi-puissance (HPBW) sont de 3.84° en plan E et 3.78° en plan H pour TA 1024, et de 3.49° et de 3.6° pour

TA 834. Le niveau des lobes latéraux (SLL) est inférieur à -21 dB à la fois dans les plans E et H pour TA 1024, et à -17 dB pour TA 834 dans les deux plans.

On constate que l'absence d'une cellule sur quatre dans la structure est responsable de la remontée des lobes latéraux qui peuvent s'avérer nuisibles d'un point de vue des interférences.

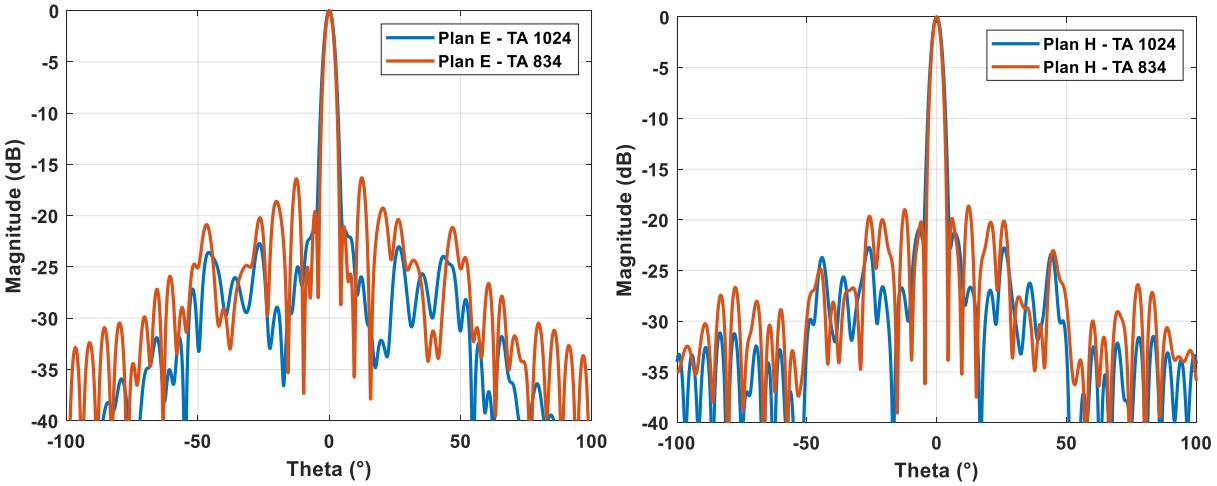


Figure 158 : Digrammes de rayonnement à 78.5 GHz, plans E et H ; (a) TA 1024 ; (b) TA 834.

5.11.2. Solution hybride

Compte-tenu de l'impact de la solution de remplacement sur les performances en bande D (jusqu'à -5,4 dB) et en bande E (jusqu'à -3.7 dB), une solution innovante dite « hybride » a été envisagée, basée sur les techniques de l'entrelacement et le remplacement des cellules, consistant à entrelacer les cellules lorsqu'il possible, à savoir la cellule UC2 de la bande E et d'appliquer la technique de remplacement ¼ où l'on a les cellules UC1 de la bande E. Cette approche prend également en compte la fabrication en technologie PCB, en appliquant des légères modifications de la géométrie des cellules lorsqu'il est nécessaire.

a) Influence sur la bande D

Pour nous permettre de quantifier l'effet de la solution hybride sur le TA en bande D, nous sommes partis sur l'architecture de TA en bande D seul (40 x 40 mm^2), ce qui correspond à 1228 cellules unitaires en bande D (après remplacement), voir Figure 159. Cette ouverture est illuminée par le cornet en bande D avec un rapport focal F/D = 1.

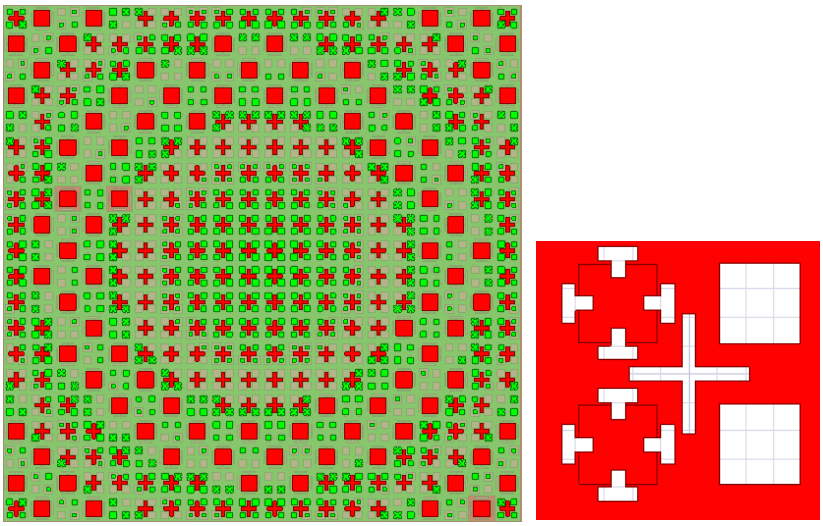


Figure 159 : Solution hybride pour le TA double bande D/E. Cellules en vert : bande D ; Cellules en rouge : bande E.

La simulation de l'impact des performances RF de la solution hybride se traduit par une réduction plus faible sur le gain par rapport à la solution de remplacement ¼. Le gain isotrope maximal simulé à la fréquence d'optimisation (150 GHz) est de 31.1dBi, avec une diminution seulement de 2.8 dB par rapport à la solution initial (TA 1600). L'atténuation est variable sur la bande entre 130 et 175 GHz, elle atteint 4.5 dB au début de la bande et 2.76 dB en fin de bande.

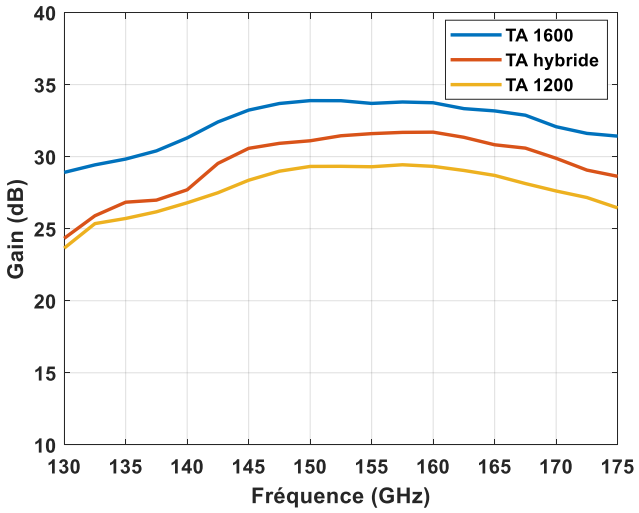


Figure 160 : Simulation de l'impact de la réduction du gain isotrope en bande D des solutions hybride et de remplacement (1200) par rapport au TA initial (TA 1600).

Cette faiblesse en début de la bande a comme origine les pertes d'insertion provenant des cellules en bande E. La Figure 161 présente les réponses en amplitude de coefficient de réflexion des cellules UC 1 et UC 2 en bande E. On constate que les deux cellules présentent des phénomènes de réflexion, ce qui conduit à une réduction des performances en début de la bande D.

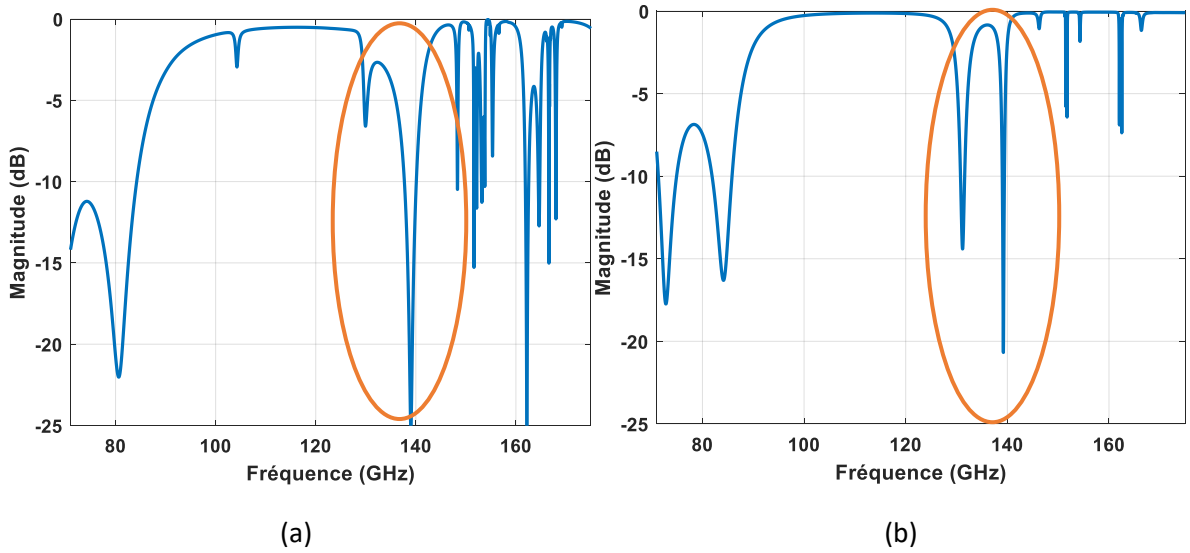


Figure 161 : Coefficient de réflexion des cellules en bandes E, (a) UC 1 (45°), (b) UC2 (225°).

La Figure 162 présente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation a la fréquence centrale (150 GHz) pour les TA 1600 et TA hybride. Les largeurs des faisceaux à mi-puissance (HPBW) sont de 3.08° en plan E et 3.02° en plan H pour TA 1600 et de 3.04° pour TA hybride dans les deux plans. Le niveau des lobes latéraux (SLL) est inférieur à -23.8 dB à la fois dans les plans E et H tandis qu'il était -21.8 pour le TA 1600. On remarque une petite remontée de diagramme ce qui est due au couplage entre les cellules de la bande E et la bande D.

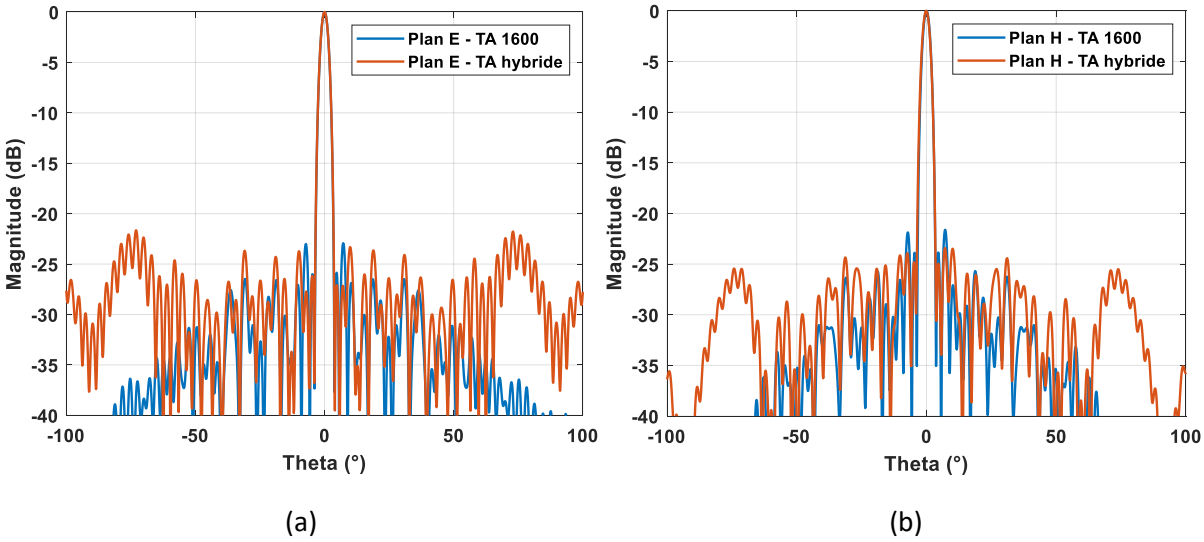


Figure 162 : Digrammes de rayonnement à 150 GHz, plans E et H ; (a) TA 1600 ; (b) TA hybride.

b) Influence sur la bande E

Afin de quantifier l'effet de la technique hybride sur le TA en bande E, on a procédé à la simulation d'une architecture hybride de 64 x 64 mm^2 contenant les cellules des deux bandes

de fréquences. Cette ouverture, contenant 1228 cellules en bandes D et 934 cellules en bande E, est illuminée par le cornet en bande E présenté précédemment avec un rapport focal F/D = 0.625 (F = 40 mm).

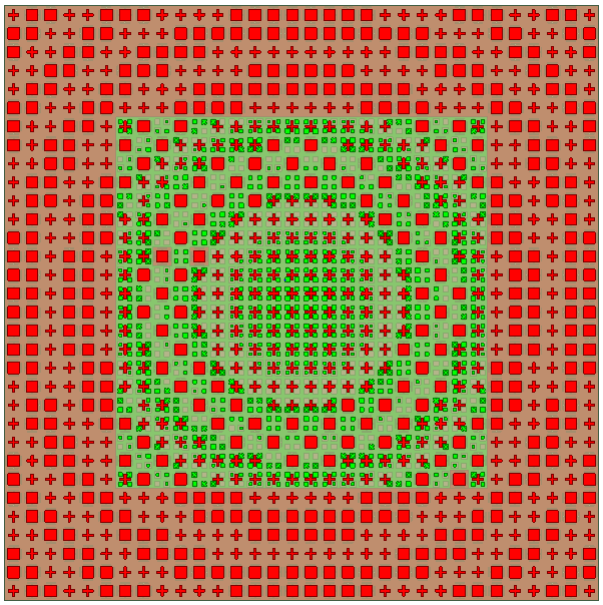


Figure 163 : Solution de TA hybride complète, cellules bande E en rouge et cellule bande D en vert.

La simulation de l'effet du retrait des 90 cellules en bande E et de l'entrelacement des cellules de la bande D se traduit par une perte de 0.95 dB en début de la bande. Le gain isotrope maximal simulé est de 27.17 dBi, tandis qu'il était 28.7 dBi, avec un léger décalage de la courbe de la solution hybride par rapport à la solution initiale, voir Figure 164(a). Le coefficient de réflexion simulé S_{11} reste inférieur à -15.5 dB entre 71 et 86 GHz, voir Figure 164(b).

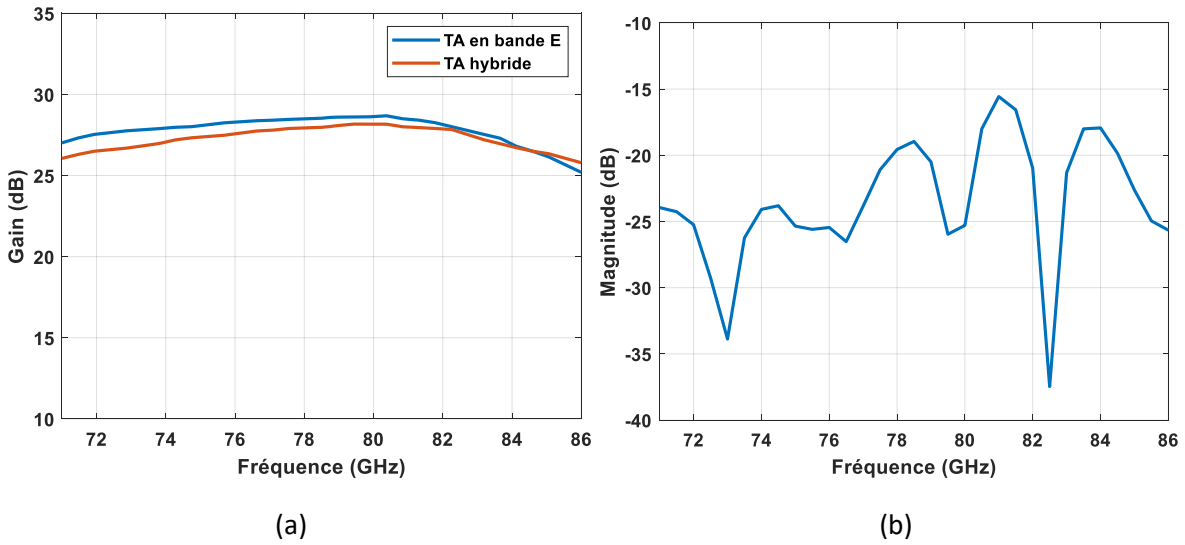


Figure 164 : Simulation de l'effet de la solution hybride en bande E sur le TA double bande D/E ; (a) Gain isotrope des TA en bande E et TA hybride en fonction de la fréquence ; (b) coefficient de réflexion de TA hybride.

La Figure 165 présente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation à la fréquence centrale (78.5 GHz). Les largeurs des faisceaux à mi-puissance (HPBW) sont de 3.84° en plan E et 3.96° en plan H pour TA en bande E et de 3.79° et de 3.99° pour TA hybride, respectivement. Le niveau des lobes latéraux (SLL) est inférieur à -21 dB à la fois dans les plans E et H pour TA en bande E, et à -17 dB pour TA hybride.

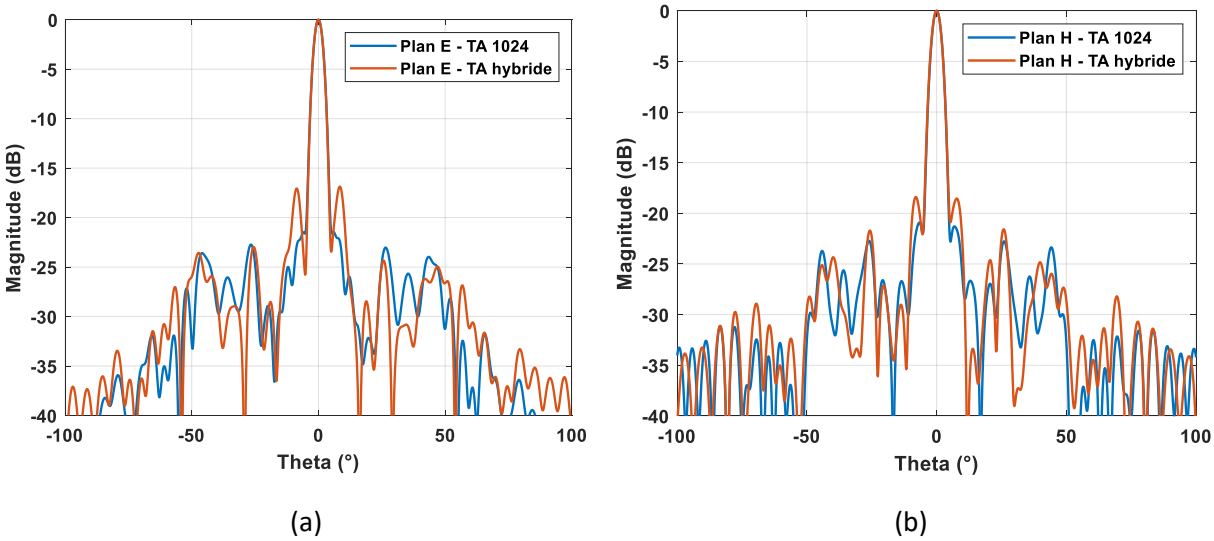


Figure 165 : Digrammes de rayonnement à 78.5 GHz, plans E et H ; (a) TA 1024 ; (b) TA hybride.

c) Influence du TA double bande sur la bande D

Finalement, nous avons procédé à une simulation des caractéristiques de l'antenne TA double bande complète d'ouverture 64 x 64 mm^2 (Figure 166), en présence des toutes les cellules des deux bandes, illuminée par le cornet fonctionnant en bande D dans le but d'évaluer l'impact des performances RF en bande D.

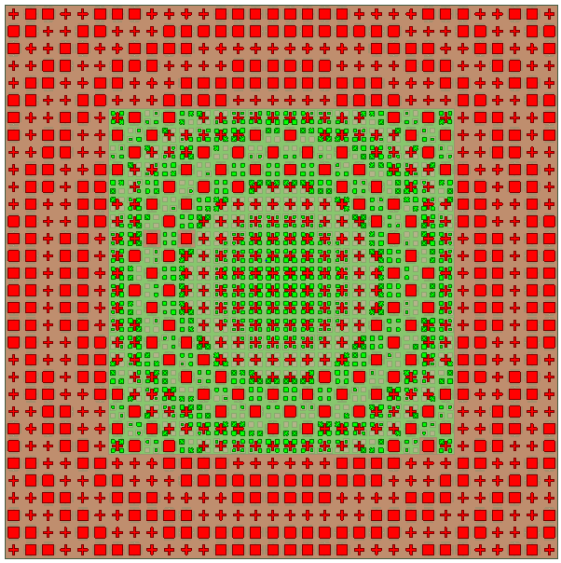
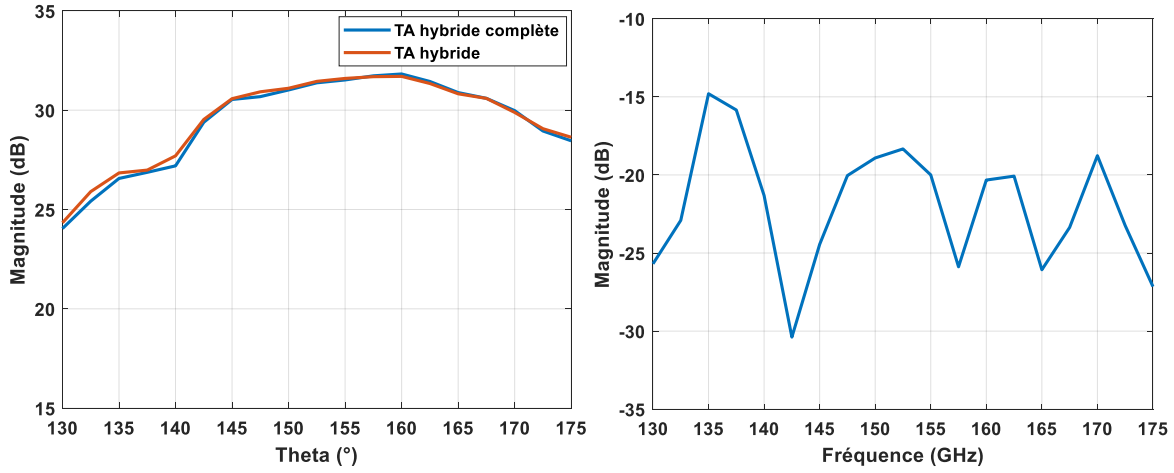


Figure 166 : Solution de TA hybride complète, cellules bande E en rouge et cellule bande D en vert.

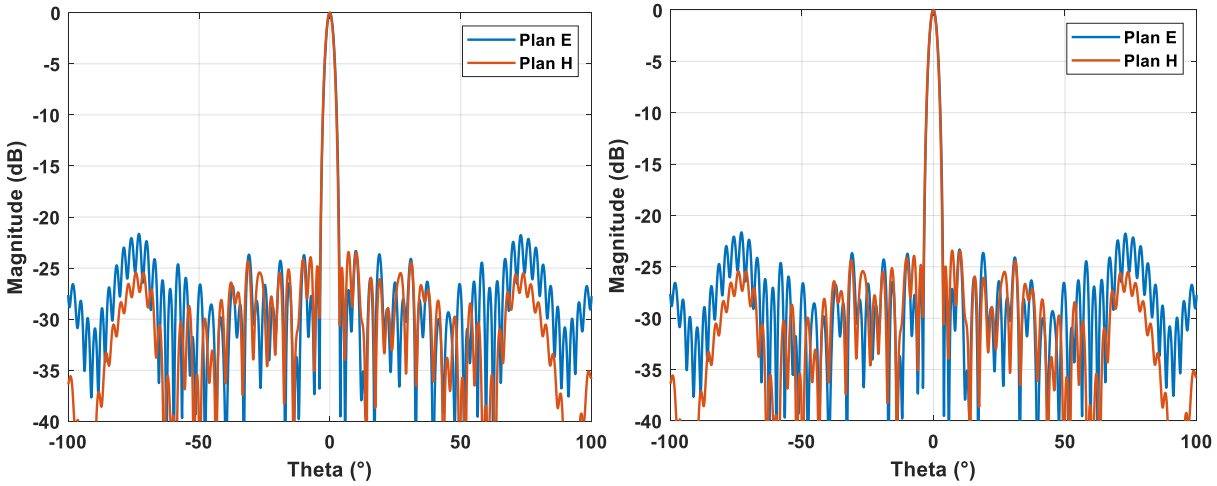
L'évolution du gain isotrope simulé du TA hybride et du TA hybride complet est illustrée à la Figure 167(a), où on remarque une très bonne correspondance entre les courbes, ce qui confirme le bon choix de l'éclairage appliqué sur l'ouverture du TA en bande D. Le coefficient de réflexion simulé S_{11}, représenté dans la Figure 167(b), reste inférieur à -15 dB entre 130 et 175 GHz.



(a) (b)

Figure 167 : Simulations des performances du TA double bande D (a) : gain isotrope des TA hybride et TA hybride complète en fonction de la fréquence ; (b) : coefficient de réflexion S11.

La Figure 168 présente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation a la fréquences centrale (150 GHz), où on peut constater qu'il n'y a pas de variation de comportement entre les deux configurations.



(a) (b)

Figure 168 : Diagramme de rayonnement du TA en bande D, (a)hybride et (b) hybride complète.

Le tableau suivant synthétise les performances RF obtenues par les configurations développées dans cette section.

Tableau 16 : Tableau comparative des solutions TA mono bande et double bande E et D.

Solution	Bande E		Bande D	
	Dimensions/ Nb cellules	Gain max (dBi)	Dimensions/ Nb cellules	Gain max (dBi)
Mono bande E	64 x 64 mm^2/ 1024 cellules	27.9	-	-
Mono bande D	-	-	40 x 40 mm^2/ 1600 cellules	33.9
Double bande - Remplacement	64 x 64 mm^2/ 834 cellules	25	40 x 40 mm^2/ 1200 cellules	29.3
Double bande - Hybride	**64 x 64 mm^2/ 934 cellules**	**27.2**	**40 x 40 mm^2/ 1228 cellules**	**31.1**

On observe que la solution hybride correspond à un bon compromis, se traduisant par des gains isotropes aux fréquences centrales se situant entre 27,2 dBi (bande E) et 31,1 dBi (bande D), où la cohabitation des deux bandes sur la même lentille est pénalisée par des réductions du gain entre de de seulement 0,7 dB et de 2,8 dB dans les bandes E et D respectivement.

5.12. Conclusion

Dans ce chapitre, la conception, la modélisation et la caractérisation de réseaux de transmission en double bande (E + D) sont présentées. Les cellules élémentaires de la bande E choisies sont totalement symétriques pour garantir le fonctionnement en double polarisation linéaire avec une périodicité de $0,52 \times 0,52\lambda_0$ (2 x 2 mm^2). Afin de faciliter le phénomène d'entrelacement des cellules dans la bande D, notre choix s'est dirigé vers une solution de phase de 1 bit en bande E en utilisant deux cellules unitaires.

Une antenne TA avec une ouverture de 64 x 64 mm^2 a été proposé, pour une surface de 40 x 40 mm^2 contenant à la fois les cellules de la bande E et D. Une longueur focale F = 40 mm a été sélectionné pour optimiser à la fois les performances radio électriques de cette antenne en bande E et en bande D, correspondant respectivement à un rapport focal F/D = 0.625 et F/D = 1.

Etat donné l'incompatibilité d'intégration de l'une des deux cellules proposées en bande E dans l'entrelacement avec les cellules de TA en bande D, une nouvelle solution, dite « hybride » a été proposée pour réduire l'impact du remplacement. Elle consiste à entrelacer les cellules de la bande D autour de la cellule UC2 de la bande E et de remplacer 4 cellules de la bande D par la cellule UC1 de la bande E avec un pas d'un sur deux. Cette ouverture est illuminée à la fois par un cornet en bande D et par un cornet en bande E pour visualiser les performances de la lentille plate proposées. L'antenne réseau transmetteur proposée offre une bande passante de 19 % pour une variation de gain de -3 dB, avec un gain isotrope maximum de 27,2 dBi en bande E, et une bande passante de 22% de gain à -3dB, avec un gain maximum isotrope de 31.1 dBi en bande D. L'antenne est bien adaptée, avec S_{11}<-15 dB sur la bande de fréquence 130-175 GHz et S_{11}<-15.5 dB sur la bande de fréquence 71 – 86 GHz.

Ce chapitre a permis également de montrer la faisabilité d'une antenne TA à double bande millimétrique (E et D), compatible avec un fonctionnement en double polarisation linéaire en utilisant une technologie PCB standard à faible cout.

Conclusion générale et perspectives

Ce travail de thèse a été consacré à la conception, la réalisation et la caractérisation expérimentale d'antennes directives pour les communications point-à-point du type « Backhaul » en bande millimétrique pour la 5G, se traduisant par des propositions de solutions du type réseau transmetteur, ou « Transmitarray » à double polarisation, d'abord en bande D et ensuite en double bande E et D, basées sur la technologie PCB standard.

Au chapitre 1, le contexte des communications point-à-point a été présenté. Les principales caractéristiques des bandes de fréquences potentielles pour les liaisons de « Backhaul » ont été identifiées, et les principales exigences d'antenne ont été définies, à savoir : gain isotrope élevé, large bande passante, faible coût, compatible avec le fonctionnement en double polarisation linéaire et la fonctionnalité de dépointage des faisceaux.

Dans le chapitre 2, différentes technologies d'antenne directives ont été présentées et les avantages et les inconvénients de chaque solution illustrée. Une matrice de décision a été établie pour évaluer la conformité de chaque technologie d'antenne avec la fiche technique définie dans le premier chapitre. À la suite de cette évaluation, l'antenne réseau, ou « Transmitarray » (TA) a été choisie comme technologie d'antenne de base, en raison de ses hautes performances, de son faible coût, et de sa compatibilité avec les solutions d'orientation de faisceau.

Au chapitre 3, une architecture de TA, basée sur une structure de cellules unitaires Rx-Tx, compacte, compatible avec le fonctionnement en double polarisation linéaire et à bas coût a été proposée, analysée et optimisée. Une approche analytique d'optimisation a été lancée, puis les résultats ont été comparés et validés par des simulations électromagnétiques.

Au chapitre 4, la conception et la réalisation de deux réseaux transmetteurs basés sur le choix des cellules unitaires à double polarisation linéaire développées dans le chapitre 3 ont été présentées. Un premier prototype de 1600 éléments (40 x 40 mm^2) a été fabriqué, contrôlé et testé en chambre anéchoïde, présentant un gain maximal de 32 dBi à 150 GHz, et une bande passante de 19,6% (>142,8 – 170 GHz) à -3 dB de gain. Néanmoins, ces résultats ont montré une légère baisse au niveau de gain calculé analytiquement (34 dBi), liée à la fabrication de source focale (cornet étagé). Afin de confirmer le fonctionnement de cette structure, un deuxième prototype de plus grandes dimensions a été conçu et réalisé, comprenant 6400 cellules unitaires du même type (80 x 80 mm^2), et en utilisant la même source primaire. Les résultats des mesures comparés aux les résultats des simulations numériques montrent un bon accord, avec gain mesuré à 150 GHz de 37,3 dBi, soit un rendement d'ouverture maximal de 26.7%, et une bande passante de 12.6% (141 -160 GHz) à -3 dB de gain.

Au chapitre 5, le besoin de solutions des antennes réseaux transmetteurs à double bande a été analysé, ainsi que les TA existantes dans la littérature. Puis, une solution double bande (bande D + bande E) a été proposée, basée sur une nouvelle solution dite « hybride », issue d'un compromis entre les solutions d'entrelacement dans les zones à fort champs et de remplacement dans les zones moins critiques Les cellules des bandes E et D sont placées dans une ouverture

rayonnante de 64 x 64 mm^2 (40 x 40 mm^2 surface commune). Les performances de cette antenne double bande ont été étudiées en utilisant à la fois un cornet en bande D puis un cornet en bande E. Le TA proposé offre en bande E un gain isotrope maximum de 27,2 dBi et une bande passante de 19 % à -3 dB de gain, et en bande D, un gain isotrope maximum isotrope de 31.1 dBi, avec une bande passante de 22% à -3dB de gain.

L'étude et la mise au point de plusieurs solutions d'antennes réseaux transmetteurs en bande millimétrique a permis non seulement de valider les modèles proposés, mais aussi de mieux connaître ce type de structures et d'ouvrir la voie pour l'intégration de nouvelles fonctionnalités non abordées dans la présente thèse.

Le premier axe de développement concerne la mise au point d'une source double bande, à positionner sur le point focal commun. Cette source devra être dotée de dispositifs permettant la double polarisation orthogonale pour chacune des bandes, avec une loi d'illumination adaptées aux deux ouvertures, en fonction de la surface utilisée par chaque bande. La figure suivante présente un concept de source double bande (E + D).

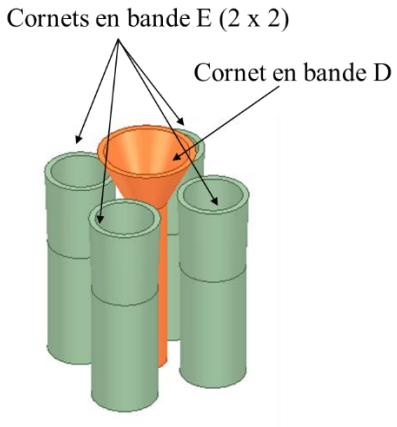


Figure 169 : Perspectives d'excitation des TA double-bandes en utilisant plusieurs sources focales.

Dans la recherche de solutions compactes, et afin de pouvoir s'affranchir de la limitation de la bande passante des TA pour des distances focales plus faibles, les lentilles pourront être illuminées par plusieurs sources focales, directement, voir Figure 170 .

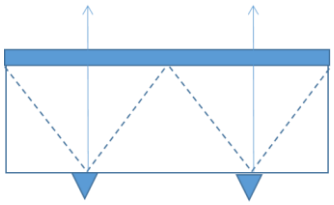


Figure 170 : Perspectives d'évolutions des TA mono-bandes en utilisant plusieurs sources focales.

Dans le cas d'une antenne double bande, chacune des bandes peut être illuminée séparément désaxée, la correction de la phase pouvant être accomplie par chaque lentille respective pour permettre la même direction de rayonnement, voir Figure 171.

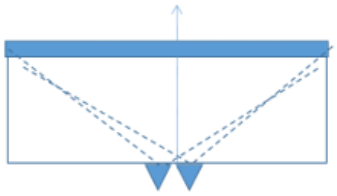


Figure 171 : Perspective Perspectives d'évolutions des TA double-bandes en utilisant de deux points focaux.

Enfin, le dépointage de faisceau peut s'avérer incontournable dans l'avenir, pour les antennes « Backhaul » point-à-point à gain élevé, avec une capacité d'auto-alignement minimale intégrant l'antenned' environ +/- 1° de dépointage. Les TA se présentent alors comme une solution intéressante, intégrant des solutions d'orientation de faisceau basées sur des ouvertures de correction de phase reconfigurables sur les réseaux focaux pour les solutions mono bande et double bande.

Annexe : Procédure d’automatisation de conception avec Visual Basic (VB) script

Cette annexe présente un code d’automatisation de la conception des cellules unitaires composant le TA sur la base de Visual Basic Script. Ce code nous permet d’automatiser la conception les cellules unitaires comprenant la lentille plate, permettant de réduire substantiellement le temps de calcul.

Nous décrivons ci-dessous la procédure de conception d'un réseau transmetteur avec la possibilité de la personnaliser en fonction de besoins :

a) Enregistrement HFSS : Ansys HFSS enregistre la séquence d'actions à effectuer juste après l'ouverture d'un fichier de projet. Cet enregistrement est automatiquement écrit dans le fichier texte en choisissant « enregistrer le script du fichier », avec l'extension .vbs (VBScript). Ce script peut être alors modifié dans un éditeur de texte ou un éditeur VBS libre.

b) Choix du langage du script : ouvrir le bureau HFSS, et après avoir ouvert la fenêtre du projet, appuyer sur « enregistrer le script dans un fichier ». En faisant cela, toutes les actions ultérieures seront enregistrées dans un fichier texte. Le langage du script peut être Python ou Visual Basic. Il appartient à l'utilisateur de choisir entre ces deux langues. La deuxième étape consiste à importer les fichiers «. sat » des cellules unitaires déjà optimisées (6 cellules), alors le premier script enregistré représente le traçage des cellules.

c) Choix des dimensions du TA : cette étape consiste à définir les variables d'intérêt qui seront utilisées pour définir la taille du transmitarray. L'utilisateur doit être prudent lors de la définition de la variable dans Visual Basic qui doit être utilisée dans ANSYS HFSS, c’est-à-dire la taille de la cellule unitaire, les unités (en mm) et les dimensions de l’ouverture du l’antenne.

d) Exportation des UC’s : cette étape consiste à exporter la distribution des cellules unitaires dans l’ouverture du tableau. Généralement, MATLAB est utilisé pour générer la distribution des phases de tous les éléments du réseau transmetteur issues des équations mathématiques présentées dans le chapitre 3 et de l'efficacité d'ouverture requise. Ce fichier de distribution peut être directement importé dans l'éditeur de script Visual Basic pour déterminer l’emplacement de chaque cellule. Selon la taille de l’ouverture de l’antenne, le nombre d'opérations nécessaires pour générer une cellule unitaire variera et le temps d'exécution du code VB sera mis à l'échelle en conséquence. Cela permettra par la suite une intervention humaine minimale lors de l'exécution du code.

Tous les modules du code VB doivent être définis dans l'ordre d’exécution dans HFSS. De même, l'affichage des résultats et des tracés peut également être ajoutée au code et l'utilisateur n'aura pas à les générer à chaque itération du code. L'ensemble de la procédure est décrit sur la 9 pour plus de clarté.

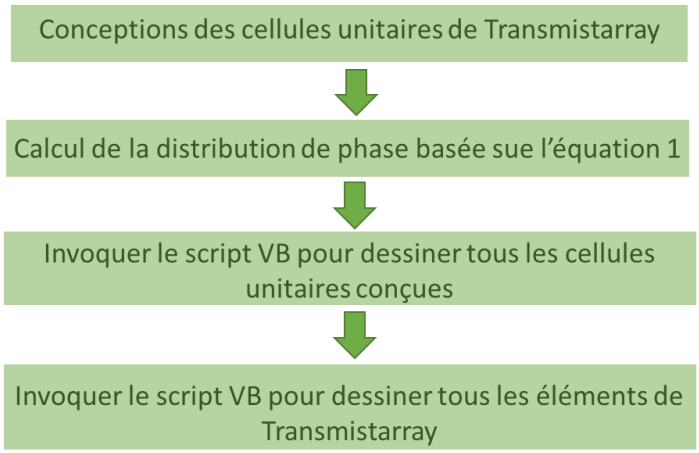


Figure 172: Procédure d'automatisation de la simulation sus Ansys HFSS pour les réseaux transmetteurs.

Suivant cette procédure décrite, et pour l'exemple du TA 1600, 1600 éléments ont été imprimés sur la surface du Transmitarray comme indiqué dans la Figure 173(a). La périodicité de la cellule utilisée est d'unitaire de $\lambda_0/2$ (1 mm), voir Figure 173(b), soit une taille du réseau transmetteur de 40 mm × 40 mm.

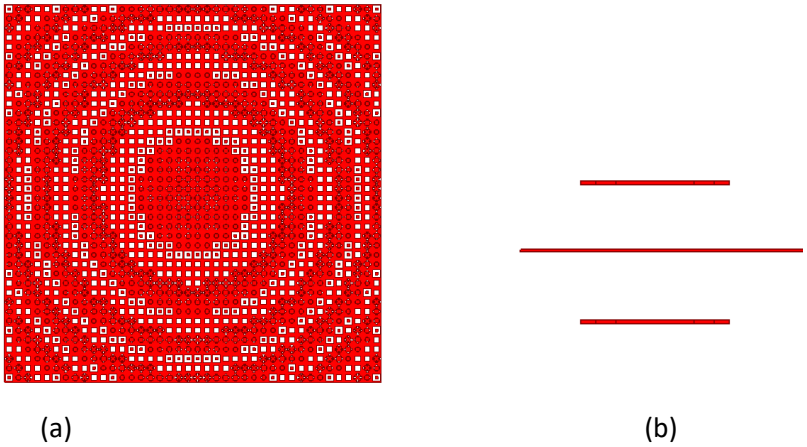


Figure 173: Tracé du TA 1600 en utilisant le code d'automatisation ; (a) : vue du dessus du réseau transmetteur ; (b) : vue transversale d'une cellule unitaire.

Le temps d'exécution et de dessin du code automatisé, pour le TA 1600, a été d'environ une heure, contre une journée en utilisant manuellement Ansys HFSS, se traduisant une économie de temps substantielle et permettant au concepteur de se concentrer sur les problèmes de conception au lieu de se soucier de la modélisation de la structure dans HFSS.

Une fois la géométrie du réseau transmetteur dessinée, l'utilisateur peut facilement ajuster d'autres paramètres pour démarrer le processus de simulation (tels que l'attribution de limites et les paramètres de balayage de fréquence. Il faut noter ce code trace seulement les surfaces métalliques. Après avoir tracé le réseau total on le complète en ajoutant les 3 couches (2 couches de substrat diélectrique (du type « Rogers » et une couche de « bonding » dans l'exemple du TA 1600).

Bibliographie

[1] "Rapport | Pour une politique industrielle du numérique | La 5G dans les chaines de valeur des données – Un défi technologique et industriel devant nous | Association Nationale Recherche Technologie." https://www.anrt.asso.fr/fr/actualites/rapport-pour-une-politique-industrielle-du-numerique-la-5g-dans-les-chaines-de-valeur-des (accessed Jun. 14, 2021).

[2] M. R. D. Kodnoeih, Y. Letestu, R. Sauleau, E. M. Cruz, and A. Doll, "Compact folded Fresnel zone plate lens antenna for 5G point-to-point communications," *IET Conf. Publ.*, vol. 2018, no. CP741, pp. 873–876, 2018, doi: 10.1049/cp.2018.0370.

[3] "(No Title)." https://www.arcep.fr/uploads/tx_gspublication/Report-5G-issues-challenges-march2017.pdf (accessed Jun. 14, 2021).

[4] "Ericsson Mobility Report - November 2020 - Ericsson." https://www.ericsson.com/en/mobility-report/reports/november-2020 (accessed Jun. 14, 2021).

[5] M. Saad *et al.*, "Beyond-5G wireless Tbps Scenarios and Requirements." Accessed: Jun. 14, 2021. [Online]. Available: https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01947363.

[6] MWT, "GR mWT 008 - V1.1.1 - millimetre Wave Transmission (mWT); Analysis of Spectrum, License Schemes and Network Scenarios in the D-band," 2018.

[7] E. R. (18)01, "Radio frequency channel/block arrangements for Fixed Service systems operating in the bands 130-134 GHz, 141-148.5 GHz, 151.5-164 GHz and 167-174.8 GHz," no. April, pp. 141–148, 2018.

[8] R. P.676-10, "RECOMMENDATION ITU-R P.676-12(- Attenuation by atmospheric gases and related effects," 2020. Accessed: Jun. 14, 2021. [Online]. Available: http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en.

[9] R. Itu-r, "RECOMMENDATION ITU-R P.838-3 Specific attenuation model for rain for use in prediction methods," pp. 1–8, 2005.

[10] I. Radiocommunication Bureau, "RECOMMENDATION ITU-R P.837-7 - Characteristics of precipitation for propagation modelling," 2017. Accessed: Jun. 14, 2021. [Online]. Available: http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en.

[11] R. Lombardi, "Millimeter-wave technology and research trends for 5G Antennas," no. February, pp. 15–19, 2021.

[12] G. Report, "GR mWT 012 - V1.1.1 - 5G Wireless Backhaul/X-Haul," vol. 1, pp. 1–24, 2018.

[13] G. Roveda and M. Costa, "Flexible Use of D Band Spectrum for 5G Transport: A Research Field Trial as Input to Standardization," *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun. PIMRC*, vol. 2018-Septe, pp. 800–804, 2018, doi: 10.1109/PIMRC.2018.8580825.

[14] R. F. Systems and P. Release, "Radio Frequency Systems – Press Release – 24.02.2020 1," pp. 1–2, 2020.

[15] A. Rida, M. Tentzeris, and S. Nikolaou, "Design of low cost microstrip antenna arrays for mm-Wave applications," *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, pp. 2071–2073, 2011, doi: 10.1109/APS.2011.5996916.

[16] "A study of Microstrip Array Antennas with the Feed Network."

[17] M. Antenna and W. E. Efficiency, "Ka BAND MICROSTRIP ANTENNA ARRAYS WITH EIGE EFFICIENCY," pp. 2740–2743.

[18] J. Ala-Laurinaho *et al.*, "2-D Beam-Steerable Integrated Lens Antenna System for 5G E-Band Access and Backhaul," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2244–2255, Jul. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2574317.

[19] S. R. Zahran, L. Boccia, G. Amendola, S. Moscato, M. Oldoni, and D. Tresoldi, "Broadband D-Band Antenna Array Based on 64 Stepped Horns for 5G Backhauling Applications," *15th Eur. Conf. Antennas*

Propagation, EuCAP 2021, 2021, doi: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411176.

[20] Y. Huang, X. Li, Z. Qi, H. Zhu, J. Xiao, and J. Chu, "A 140-GHz high-gain broadband tapered box-horn array antenna," *Asia-Pacific Microw. Conf. Proceedings, APMC*, pp. 765–767, 2018, doi: 10.1109/APMC.2017.8251560.

[21] M. M. Islam *et al.*, "E-band beam-steerable and scalable phased antenna array for 5G access point," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2018, 2018, doi: 10.1155/2018/4267053.

[22] S. Park, Y. Tsunemitsu, J. Hirokawa, and M. Ando, "Center feed single layer slotted waveguide array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 5, pp. 1474–1480, 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.874310.

[23] J. Hirokawa, D. Kim, M. Ando, J. Takeuchi, and A. Hirata, "43dBi gain, 60% efficiency and 10% bandwidth hollow-waveguide slot array antenna in the 120GHz band," *Asia-Pacific Microw. Conf. Proceedings, APMC*, pp. 307–309, 2013, doi: 10.1109/APMC.2013.6695128.

[24] E. Rajo-iglesias, M. Ferrando-rocher, and A. U. Zaman, "Gap Waveguide Technology for Millimeter-Wave Antenna Systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. July, pp. 14–20, 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700998.

[25] A. Vosoogh, A. U. Zaman, and V. Vassilev, "Wideband cavity-backed slot subarray with gap waveguide feed-network for D-band applications," *2017 11th Eur. Conf. Antennas Propagation, EUCAP 2017*, pp. 207–209, 2017, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928673.

[26] M. Rezaee and A. U. Zaman, "Groove Gap Waveguide Filter Based on Horizontally Polarized Resonators for V-Band Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 68, no. 7, pp. 2601–2609, 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2986111.

[27] J. Liu, Jinlin Vosoogh, Abbas Zaman, Ashraf Uz Yang, "Design and Fabrication of a High-Gain 60-GHz Cavity-Backed Slot Antenna," *Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 4, pp. 2117–2122, 2017.

[28] A. T. Hassan and A. A. Kishk, "Circularly Polarized Antenna Array Based on Microstrip Ridge Gap Waveguide at 60 GHz," *14th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2020*, pp. 1–4, 2020, doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135468.

[29] A. U. Zaman, S. Rahiminejad, T. Eriksson, and S. Farjana, "140 GHz Planar Gap Waveguide Array Antenna for Line of Sight (LOS) MIMO Backhaul Links," *EuCAP*, pp. 4–7, 2018, [Online]. Available: https://research.chalmers.se/publication/254627.

[30] A. Farahbakhsh, D. Zarifi, and A. U. Zaman, "D-Band Slot Array Antenna Using Combined Ridge and Groove Gap Waveguide Feeding Network," *13th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2019*, vol. 1, no. EuCAP, pp. 2019–2022, 2019.

[31] M. Ferrando-Rocher, J. I. Herranz-Herruzo, A. Valero-Nogueira, B. Bernardo-Clemente, A. U. Zaman, and J. Yang, "8 × 8 Ka-Band Dual-Polarized Array Antenna Based on Gap Waveguide Technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 7, pp. 4579–4588, 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2908109.

[32] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, and T. J. Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 446–448, 2004, doi: 10.1109/LMWC.2004.832081.

[33] J. Xu, Z. N. Chen, X. Qing, and W. Hong, "140-GHz TE20-mode dielectric-loaded SIW Slot antenna array in LTCC," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1784–1793, 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2220317.

[34] H. Aliakbari, G. S. Member, M. Mosalanejad, S. Member, C. Soens, and G. A. E. Vandenbosch, "Wideband SIW-Based Low-Cost Multilayer Slot," vol. 9, no. 8, pp. 1568–1575, 2019.

[35] Z. Chen, H. Liu, J. Yu, and X. Chen, "High gain, broadband and dual-polarized substrate integrated waveguide cavity-backed slot antenna array for 60 GHz band," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 31012–31022, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2845917.

[36] D. Mencarelli *et al.*, "Broadband Single-Layer Slotted Array Antenna in SIW Technology," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 263–265, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2440334.

[37] A. P. W. L. H. Substrate-integrated, "A Planar W-Band Large-Scale High-Gain Substrate-Integrated

Waveguide Slot Array," vol. 68, no. 8, pp. 6429–6434, 2020.

[38] Y. Li and K. M. Luk, "Low-cost high-gain and broadband substrate-integrated-waveguide-fed patch antenna array for 60-GHz band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5531–5538, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2350509.

[39] Q. Zhu, K. B. Ng, C. H. Chan, and K. M. Luk, "Substrate-Integrated-Waveguide-Fed Array Antenna Covering 57-71 GHz Band for 5G Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6298–6306, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2723080.

[40] T. Mikulasek, J. Lacik, J. Puskely, and Z. Raida, "Design of aperture-coupled microstrip patch antenna array fed by SIW for 60 GHz band," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 10, no. 3, pp. 288–292, 2016, doi: 10.1049/iet-map.2015.0296.

[41] L. Wang, Y. J. Cheng, D. Ma, and C. X. Weng, "Wideband and dual-band high-gain substrate integrated antenna array for E-band multi-gigahertz capacity wireless communication systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 9, pp. 4602–4611, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2334357.

[42] M. Mbaye, J. Hautcoeur, L. Talbi, and K. Hettak, "Bandwidth broadening of dual-slot antenna using substrate integrated waveguide (SIW)," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1169–1171, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2281295.

[43] L. Jin, R. M. Lee, and I. D. Robertson, "Design and performance of log-periodic substrate integrated waveguide slot antennas," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1–3, 2012, doi: 10.1109/MWSYM.2012.6259529.

[44] M. Ettorre, R. Sauleau, and L. Le Coq, "Review on Wideband and Compact CTS Arrays at Millimeter Waves," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 4, pp. 1093–1100, 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2109695.

[45] W. H. Henderson and W. W. Milroy, "Wireless communication applications of the Continuous Transverse Stub (CTS) array at microwave and millimeter wave frequencies," *2005 IEEE/ACES Int. Conf. Wirel. Commun. Appl. Comput. Electromagn.*, vol. 2005, pp. 253–256, 2005, doi: 10.1109/WCACEM.2005.1469574.

[46] H. Choe and S. Lim, "Millimeter-wave Continuous Transverse Stub (CTS) Antenna array using Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5497–5503, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2347412.

[47] Q. You, Y. Lu, Y. You, Y. Wang, Z. C. Hao, and J. Huang, "Wideband Full-Corporate-Feed Waveguide Continuous Transverse Stub Antenna Array," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 76673–76681, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2883590.

[48] P. Zhang, R. Mittra, and S. Gong, "Compact line source generator for low profile continuous transverse stub array antenna," *2016 Int. Work. Antenna Technol. iWAT 2016*, vol. 3, no. c, pp. 77–79, 2016, doi: 10.1109/IWAT.2016.7434806.

[49] K. Tekkouk, J. Hirokawa, R. Sauleau, M. Ettorre, M. Sano, and M. Ando, "Dual-Layer Ridged Waveguide Slot Array Fed by a Butler Matrix with Sidelobe Control in the 60-GHz Band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 9, pp. 3857–3867, 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2442612.

[50] K. Tekkouk, M. Ettorre, L. Le Coq, and R. Sauleau, "Multibeam SIW Slotted Waveguide Antenna System Fed by a Compact Dual-Layer Rotman Lens," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 2, pp. 504–514, 2016, doi: 10.1109/TAP.2015.2499752.

[51] J. Ji, C. Wang, X. Wu, and J. Zhou, "A K/Ka Dual-band Continuous Transverse Stub (CTS) Antenna Array with Sidelobe Suppression," *2020 IEEE Int. Symp. Antennas Propag. North Am. Radio Sci. Meet. IEEECONF 2020 - Proc.*, pp. 403–404, 2020, doi: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330051.

[52] S. Lenzini, M. Del Mastro, L. Vincetti, and M. Ettorre, "Circularly-polarized CTS Array Antenna for SatCom applications," *2020 Int. Symp. Antennas Propagation, ISAP 2020*, pp. 591–592, 2021, doi: 10.23919/ISAP47053.2021.9391326.

[53] T. Potelon *et al.*, "A Low-Profile Broadband 32-Slot Continuous Transverse Stub Array for Backhaul Applications in E-Band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6307–6316, 2017, doi:

10.1109/TAP.2017.2712791.

[54] A. Boriskin and R. Sauleau, *Aperture Antennas for Millimeter and Sub-Millimeter Wave Applications*. .

[55] T. Edition *et al.*, "Antennas," *Antenna Theory Anal. Des. Third Ed. by Constantine A. Balanis*, vol. 45, no. 3, pp. 945–999, 2005.

[56] R. Sauleau, C. A. Fernandes, and J. R. Costa, "Review of lens antenna design and technologies for mm-wave shaped-beam applications," *ANTEM 2005 - 11th Int. Symp. Antenna Technol. Appl. Electromagn. Conf. Proc.*, 2005, doi: 10.1109/ANTEM.2005.7852157.

[57] B. Schoenlinner, X. Wu, J. P. Ebling, G. V. Eleftheriades, and G. M. Rebeiz, "Wide-scan spherical-lens antennas for automotive radars," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 9, pp. 2166–2175, 2002, doi: 10.1109/TMTT.2002.802331.

[58] X. Wu, G. V. Eleftheriades, and T. E. Van Deventer-Perkins, "Design and characterization of single- and multiple-beam MM-wave circularly polarized substrate lens antennas for wireless communications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 3, pp. 431–441, 2001, doi: 10.1109/22.910546.

[59] D. F. Filipovic, S. S. Gearhart, and G. M. Rebeiz, "Double-Slot Antennas on Extended Hemispherical and Elliptical Silicon Dielectric Lenses," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 41, no. 10, pp. 1738–1749, 1993, doi: 10.1109/22.247919.

[60] M. J. M. Van Der Vorst *et al.*, "Effect of internal reflections on the radiation properties and input impedance of integrated lens antennas - Comparison between theory and measurements," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 6 I, pp. 1118–1125, 2001, doi: 10.1109/22.925500.

[61] A. Skalare, T. De Graauw, and H. van de Stadt, "A planar dipole array antenna with an elliptical lens," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 4, no. 1, pp. 9–12, 1991, doi: 10.1002/mop.4650040105.

[62] J. Thornton, "A Low Sidelobe Asymmetric Beam Antenna for High Altitude Platform Communications," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 2, pp. 59–61, 2004, doi: 10.1109/LMWC.2003.822566.

[63] N. Herscovici, C. Christodoulou, and C. A. Fernandes, "Shaped dielectric lenses for wireless millimeter-wave communications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 41, no. 5, pp. 141–150, 1999, doi: 10.1109/74.801527.

[64] C. A. Fernandes and L. M. Anunciada, "Constant flux illumination of square cells for millimeter-wave wireless communications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 11, pp. 2137–2141, 2001, doi: 10.1109/22.963149.

[65] C. A. Fernandes, P. O. Francês, and A. M. Barbosa, "Shaped coverage of elongated cells at millimetrewaves using a dielectric lens antennas," *1995 25th Eur. Microw. Conf.*, vol. 1, pp. 66–70, 1995, doi: 10.1109/EUMA.1995.336918.

[66] H. D. Hristov, *Fresnel zones in wirless Links, Zone Plate Lenses and Antennas*. London, Artech House, 2000.

[67] H. Mosallaei and Y. Rahmat-Samii, "Nonuniform Luneburg and two-shell lens antennas: Radiation characteristics and design optimization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 1, pp. 60–69, 2001, doi: 10.1109/8.910531.

[68] D. E. Directorate, "A field picture of wave propagation in inhomogeneous dielectric lenses," vol. 41, no. 5, pp. 9–18, 1999.

[69] S. Rondineau, M. Himdi, and J. Sorieux, "A sliced spherical Lüneburg lens," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 2, no. 1536, pp. 163–166, 2003, doi: 10.1109/LAWP.2003.819045.

[70] L. V Blake, M. W. Long, P. Drive, and B. Suite, *ANTENNAS : FUNDAMENTALS , DESIGN , MEASUREMENT THIRD EDITION*. .

[71] "LENS ANTENNAS - Part 4: Limitations: Aberrations and reflections." https://media.upv.es/player/?id=d4c37c20-7e51-11e5-a227-ed2e8c60f390 (accessed Jun. 08, 2021).

[72] A. Bisognin *et al.*, "Ball Grid Array Module with Integrated Shaped Lens for 5G Backhaul/Fronthaul

Communications in F-Band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6380–6394, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2755439.

[73] S. K. Karki, J. Ala-Laurinaho, V. Viikari, and R. Valkonen, "Lens antenna design for E-band point-to-point radio links," *Prog. Electromagn. Res. Symp.*, pp. 1625–1631, 2017, doi: 10.1109/PIERS.2017.8262010.

[74] A. Artemenko, A. Mozharovskiy, A. Sevastyanov, V. Ssorin, and R. Maslennikov, "Electronically beam steerable lens antenna for 71-76/81-86 GHz backhaul applications," *2015 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. IMS 2015*, pp. 1–4, 2015, doi: 10.1109/MWSYM.2015.7166971.

[75] A. Mozharovskiy, A. Artemenko, V. Ssorin, R. Maslennikov, and A. Sevastyanov, "High gain millimeter-wave lens antennas with improved aperture efficiency," *2015 9th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2015*, pp. 6–10, 2015.

[76] A. Artemenko, A. Mozharovskiy, S. Tikhonov, A. Myskov, and R. Maslennikov, "Multiple-feed integrated lens antenna with continuous scanning range," *2017 11th Eur. Conf. Antennas Propagation, EUCAP 2017*, pp. 2795–2799, 2017, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928857.

[77] W. S. T. Rowe and R. B. Waterhouse, "Integratable wide-band dual polarized antennas with rear field cancellation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 3, pp. 469–477, 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.809835.

[78] A. Mozharovskiy, A. Artemenko, S. Tikhonov, S. Churkin, and R. Maslennikov, "Dual-Polarized Integrated Lens Antenna for Outdoor 60 GHz Point-to-Point Systems," *2020 50th Eur. Microw. Conf. EuMC 2020*, no. January, pp. 356–359, 2021, doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9337987.

[79] A. Mozharovskiy, A. Artemenko, A. Sevastyanov, V. Ssorin, and R. Maslennikov, "Beam-steerable integrated lens antenna with waveguide feeding system for 71-76/81-86 GHz point-to-point applications," *2016 10th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2016*, 2016, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481774.

[80] B. Fuchs *et al.*, "Comparative Design and Analysis of Luneburg and Half Maxwell Fish-Eye Lens Antennas Benjamin," vol. 56, no. 9, pp. 3058–3062, 2008.

[81] X. Wang, Y. Cheng, and Y. Dong, "A Wideband PCB-Stacked Air-Filled Luneburg Lens Antenna for 5G Millimeter-Wave Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 20, no. 3, pp. 327–331, 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3049432.

[82] B. Fuchs, O. Lafond, S. Rondineau, and M. Himdi, "Design and Characterization of Half Maxwell Fish-Eye Lens Antennas in Millimeter Waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2292–2300, 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.875255.

[83] H. D. Hristov and J. M. Rodriguez, "Design equation for multidielectric fresnel zone plate lens," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 574–576, 2012, doi: 10.1109/LMWC.2012.2224099.

[84] R. Czarny *et al.*, "Q-band high gain radome integrated lens antenna for compact backhaul terminal," *2017 11th Eur. Conf. Antennas Propagation, EUCAP 2017*, pp. 2771–2775, 2017, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928326.

[85] D. Pilz and W. Menzel, "Folded reflectarray antenna," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 9, pp. 832–833, 1998, doi: 10.1049/el:19980670.

[86] L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, "1-Bit Reconfigurable Unit Cell for Ka-Band Transmitarrays," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 560–563, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2458179.

[87] H. Kaouach, L. Dussopt, J. Lanteri, T. Koleck, and R. Sauleau, "Wideband low-loss linear and circular polarization transmit-arrays in V-Band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 7, pp. 2513–2523, 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2152331.

[88] M. Sazegar *et al.*, "Beam steering transmitarray using tunable frequency selective surface with integrated ferroelectric varactors," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 12, pp. 5690–5699, 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2213057.

[89] E. Erdil, K. Topalli, N. S. Esmaeilzad, O. Zorlu, H. Kulah, and O. Aydin Civi, "Reconfigurable nested ring-split ring transmitarray unit cell employing the element rotation method by microfluidics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 3, pp. 1163–1167, 2015, doi: 10.1109/TAP.2014.2387424.

[90] C. C. Cheng, B. Lakshminarayanan, and A. Abbaspour-Tamijani, "A programmable lens-array antenna with monolithically integrated MEMS switches," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 1, pp. 1874–1884, 2009.

[91] T. Chaloun, C. Hillebrand, C. Waldschmidt, and W. Menzel, "Active Transmitarray Submodule for K / Ka Band Satcom Applications," no. May, 2015, doi: 10.1109/GEMIC.2015.7107787.

[92] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, "1-bit reconfigurable unit cell based on PIN diodes for transmit-array applications in X-band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 5, pp. 2260–2269, 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2189716.

[93] R. C. Unit-cell *et al.*, "2-bit Reconfigurable Circularly-Polarized Unit-Cell at Ka-band," pp. 12–14.

[94] C. Jouanlanne *et al.*, "Wideband Linearly Polarized Transmitarray Antenna for 60 GHz Backhauling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 3, pp. 1440–1445, Mar. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2655018.

[95] Z. W. Miao *et al.*, "140 GHz High-Gain LTCC-Integrated Transmit-Array Antenna Using a Wideband SIW Aperture-Coupling Phase Delay Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 1, pp. 182–190, 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2776345.

[96] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*. 2005.

[97] G. Wainwright and C. C. Chen, "Low-profile broadband reflector antenna designed for low mutual coupling," *2016 10th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2016*, pp. 1–5, 2016, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481427.

[98] I. Maestrojuan and A. Martinez, "High Gain Reflector Antenna for M3tera H2020 Project," pp. 2–3.

[99] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, and M. A. Hein, "Compact Ka-band Cassegrain antenna with multimode monopulse tracking feed for satcom-on-the-move applications," *2016 10th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2016*, 2016, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481881.

[100] A. J. Fenn and J. W. Jordan, "Design and analysis of an axisymmetric phased array fed Gregorian reflector system for limited scanning," *IEEE Int. Symp. Phased Array Syst. Technol.*, vol. 0, pp. 5–7, 2016, doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832611.

[101] "FLAT PARABOLIC SURFACE FLAPS™ Antenna Technology," *FLAPS White Pap.*, pp. 1–15.

[102] T. H. Brandão, H. R. D. Filgueiras, S. Arismar Cerqueira, J. F. Mologni, and A. Bogoni, "FSS-based dual-band cassegrain parabolic antenna for radarcom applications," *SBMO/IEEE MTT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf. IMOC 2017*, vol. 2017-Janua, pp. 1–4, 2017, doi: 10.1109/IMOC.2017.8121131.

[103] P. O. F. T. H. E. I. R. E, "Parabolic-Antenna Design Microwaves," 1946.

[104] P. S. Kildal, "The Hat Feed: A Dual-Mode Rear-Radiating Waveguide Antenna Having Low Cross Polarization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 35, no. 9, pp. 1010–1016, 1987, doi: 10.1109/TAP.1987.1144221.

[105] E. G. Geterud, J. Yang, and T. Östling, "Wide band hat-fed reflector antenna for satellite communications," *Proc. 5th Eur. Conf. Antennas Propagation, EUCAP 2011*, pp. 754–757, 2011.

[106] Y. J. Zhao, B. C. Zhu, Y. B. Meng, and Z. H. Yan, "Design of A Hat Feed for Ring Focus Reflector Antenna," *2019 Int. Conf. Microw. Millim. Wave Technol. ICMMT 2019 - Proc.*, pp. 2019–2021, 2019, doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992870.

[107] T. S. Bird, "TE11Mode excitation of flanged circular coaxial waveguides with an extended center conductor," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 35, no. 12, pp. 1358–1366, 1987, doi: 10.1109/TAP.1987.1144026.

[108] G. L. James and D. P. S. Malik, "Towards the theoretical design of splash-plate feeds," *Electron. Lett.*, vol. 11, no. 24, pp. 593–594, 1975, doi: 10.1049/el:19750453.

[109] I. Joseph, M. Baird, U. T. Us, U. T. Us, and D. H. Ulmer, “Splashplate antenna system with improved waveguide and splashplate (sub reflector) designs,” *United States Pat.*, vol. 1, no. 12, 2004.

[110] J. Yang, W. Wei, T. Ostling, and T. Schafer, “A new metal-rod-supported hat antenna for potentially combining with the Eleven antenna as a dual-band feed for reflectors,” *Proc. 5th Eur. Conf. Antennas Propagation, EUCAP 2011*, pp. 763–767, 2011.

[111] C. Liu, S. Yang, and Z. Nie, “Design of a parabolic reflector antenna with a compact splash-plate feed,” *2013 Cross Strait Quad-Regional Radio Sci. Wirel. Technol. Conf. CSQRWC 2013*, pp. 241–244, 2013, doi: 10.1109/CSQRWC.2013.6657398.

[112] A. Kezuka, K. Igarashi, and G. Yoshida, “Dielectric guide cassegrain antennas with ring focus parabolic reflector,” *Asia-Pacific Microw. Conf. Proceedings, APMC*, pp. 1981–1984, 2010.

[113] W. Rotman and J. C. Lee, “Compact dual frequency reflector antennas for EHF mobile satellite communication terminals,” pp. 38–41.

[114] R. C. Gupta, S. K. Sagi, and M. B. Mahajan, “Parallel-Shaping Technique for a Ring-Focus Reflector AntennaTechnique for a Ring-Focus Reflector Antenna,” 2019.

[115] “RFS - Radio Frequency Systems - Your Global RF Partner.” https://www.rfsworld.com/ (accessed Jun. 10, 2021).

[116] D. G. Berry, R. G. Malech, and W. A. Kennedy, “The Reflectarray Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, no. 6, pp. 645–651, 1963, doi: 10.1109/TAP.1963.1138112.

[117] R. E. M. Hussain and Haddad;, “Microstrip reflectarray for satellite communication and radar cross-section enhancement or reduction,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 2, no. 1, pp. 103-105 %@ 0018-926X, 2013, [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1080/02726349708908515.

[118] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, “Design of millimeter wave microstrip reflectarrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 2, pp. 287–296, 1997, doi: 10.1109/8.560348.

[119] Y. H. Cho, W. J. Byun, and M. S. Song, “High gain metal-only reflectarray antenna composed of multiple rectangular grooves,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 12, pp. 4559–4568, 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2165479.

[120] M. Inam and M. Y. Ismail, “Integration of PIN diodes with slot embedded patch elements for active reflectarray antenna design,” *2012 Int. Symp. Telecommun. Technol. ISTT 2012*, pp. 151–155, 2012, doi: 10.1109/ISTT.2012.6481581.

[121] L. Boccia, F. Venneri, G. Amendola, and G. Di Massa, “Experimental investigation of a varactor loaded reflectarray antenna,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 1, pp. 69–71, 2002, doi: 10.1109/mwsym.2002.1011561.

[122] S. V. Hum, G. McFeetors, and M. Okoniewski, “Integrated MEMS reflectarray elements,” *Eur. Sp. Agency, (Special Publ. ESA SP*, vol. 626 SP, no. November, 2006, doi: 10.1109/eucap.2006.4584619.

[123] R. L. Schmid, D. B. Shrekenhamer, O. F. Somerlock, A. C. Malone, T. A. Sleasman, and R. S. Awadallah, “S-band GaAs FET Reconfigurable Reflectarray for Passive Communications,” *IEEE Radio Wirel. Symp. RWS*, vol. 2020-Janua, pp. 91–93, 2020, doi: 10.1109/RWS45077.2020.9050009.

[124] G. Perez-Palomino *et al.*, “Design and experimental validation of liquid crystal-based reconfigurable reflectarray elements with improved bandwidth in F-band,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1704–1713, 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2242833.

[125] R. R. Romanofsky, “Advances in scanning reflectarray antennas based on ferroelectric thin-film phase shifters for deep-space communications,” *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 10, pp. 1968–1975, 2007, doi: 10.1109/JPROC.2007.905065.

[126] M. I. Abbasi, M. H. Dahri, M. H. Jamaluddin, N. Seman, M. R. Kamarudin, and N. H. Sulaiman, “Millimeter Wave Beam Steering Reflectarray Antenna Based on Mechanical Rotation of Array,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 145685–145691, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2945318.

[127] Q. Wu and R. Zhang, “Towards Smart and Reconfigurable Environment : Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network,” no. January, pp. 106–112, 2020.

[128] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliaridou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, and I. Akyildiz, "ACCEPTED FROM OPEN CALL A New Wireless Communication Paradigm through Software-Controlled Metasurfaces," no. September, pp. 162–169, 2018.

[129] B. D. Nguyen, J. Lanteri, J. Y. Dauvignac, C. Pichot, and C. Migliaccio, "94 GHz folded Fresnel reflector using C-patch elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 11, pp. 3373–3381, 2008, doi: 10.1109/TAP.2008.2005452.

[130] J. Perruisseau-Carrier, "Dual-polarized and polarization-flexible reflective cells with dynamic phase control," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 5, pp. 1494–1502, 2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2044333.

[131] R. Deng, S. Xu, F. Yang, and M. Li, "Single-Layer Dual-Band Reflectarray Antennas with Wide Frequency Ratios and High Aperture Efficiencies Using Phoenix Elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 2, pp. 612–622, 2017, doi: 10.1109/TAP.2016.2639023.

[132] A. H. Abdelrahman, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, and P. Nayeri, *Analysis and Design of Transmitarray Antennas*, vol. 6, no. 1. 2017.

[133] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, "Transmission phase limit of multilayer frequency-selective surfaces for transmitarray designs," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, pp. 690–697, 2014, doi: 10.1109/TAP.2013.2289313.

[134] M. Li, M. A. Al-Joumayly, and N. Behdad, "Broadband true-time-delay microwave lenses based on miniaturized element frequency selective surfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 3, pp. 1166–1179, 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2227444.

[135] A. H. Abdelrahman, P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, "Analysis and design of wideband transmitarray antennas with different unit-cell phase ranges," *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.*, vol. 2, no. c, pp. 1266–1267, 2014, doi: 10.1109/APS.2014.6904960.

[136] R. M. L. Arrays, C. Cheng, S. Member, and A. Abbaspour-tamijani, "Study of 2-bit Antenna – Filter – Antenna Elements for," vol. 54, no. 12, pp. 4498–4506, 2006.

[137] X. Yi, T. Su, X. Li, B. Wu, and L. Yang, "A Double-Layer Wideband Transmitarray Antenna Using Two Degrees of Freedom Elements Around 20 GHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 4, pp. 2798–2802, 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2893265.

[138] K. Pham *et al.*, "Design of Wideband Dual Linearly Polarized Transmitarray Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 5, pp. 2022–2026, May 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2536160.

[139] C. G. M. Ryan, J. R. Bray, Y. M. M. Antar, M. R. Chaharmir, J. Shaker, and A. Ittipiboon, "A broadband transmitarray using double square ring elements," *Proc. - 2009 13th Int. Symp. Antenna Technol. Appl. Electromagn. Can. Radio Sci. Meet. ANTEM/URSI 2009*, pp. 1–4, 2009, doi: 10.1109/ANTEMURSI.2009.4805107.

[140] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, "High-gain and broadband transmitarray antenna using triple-layer spiral dipole elements," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1288–1291, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2334663.

[141] J. Yu, L. Chen, J. Yang, and X. Shi, "Design of a Transmitarray Using Split Diagonal Cross Elements with Limited Phase Range," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1514–1517, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2016.2517019.

[142] M. Moshiri, A. Ghafoorzadeh-Yazdi, and A. Ali Heidari, "A Wideband Transmitarray Antenna Using Quad-Layer Double Circular Ring Elements," *26th Iran. Conf. Electr. Eng. ICEE 2018*, pp. 482–487, 2018, doi: 10.1109/ICEE.2018.8472557.

[143] P. Y. Feng, S. W. Qu, S. Yang, L. Shen, and J. Zhao, "Ku-Band Transmitarrays with Improved Feed Mechanism," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 6, pp. 2883–2891, Jun. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2823777.

[144] M. N. Jazi, M. R. Chaharmir, J. Shaker, and A. R. Sebak, "Broadband transmitarray antenna design using polarization-insensitive frequency selective surfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 1, pp. 99–108, Jan. 2016, doi: 10.1109/TAP.2015.2500230.

[145] C. Tian, Y. C. Jiao, G. Zhao, and H. Wang, “A Wideband Transmitarray Using Triple-Layer Elements Combined with Cross Slots and Double Square Rings,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1561–1564, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2651027.

[146] H. Nematollahi, J. J. Laurin, M. Barba, and J. A. Encinar, “Realization of Focused Beam and Shaped Beam Transmitarrays Based on Broadband Unit Cells,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 8, pp. 4368–4373, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2717969.

[147] Q. Luo, S. Gao, M. Sobhy, and X. Yang, “Wideband Transmitarray with Reduced Profile,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, no. 3, pp. 450–453, Mar. 2018, doi: 10.1109/LAWP.2018.2794605.

[148] T. Nguyen, B. D. Nguyen, V. S. Tran, M. Linh, and L. H. Trinh, “Wideband Unit-cell for Linearly Polarized X-band Transmitarray Applications,” *Int. Conf. Adv. Technol. Commun.*, vol. 2018-Octob, pp. 125–128, 2018, doi: 10.1109/ATC.2018.8587465.

[149] S. L. Liu, X. Q. Lin, Z. Q. Yang, Y. J. Chen, and J. W. Yu, “W-Band Low-Profile Transmitarray Antenna Using Different Types of FSS Units,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 9, pp. 4613–4619, Sep. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2851372.

[150] X. Zhang, F. Yang, S. Xu, A. Aziz, and M. Li, “Dual-layer transmitarray antenna with high transmission efficiency,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 8, pp. 6003–6012, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2989555.

[151] H. A. Malhat, S. H. Zainud-Deen, and S. M. Gaber, “Circularly polarized graphene based transmitarray for terahertz applications,” *2014 31th URSI Gen. Assem. Sci. Symp. URSI GASS 2014*, pp. 1–4, 2014, doi: 10.1109/URSIGASS.2014.6929189.

[152] K. Rqj *et al.*, “Design of a multilayer FSS transmission high-gain antenna array and analysis of the beam control,” pp. 8–10.

[153] S. M. A. M. H. Abadi and N. Behdad, “Design of wideband, FSS-based multibeam antennas using the effective medium approach,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5557–5564, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2355192.

[154] M. A. Al-Joumayly and N. Behdad, “Wideband planar microwave lenses using sub-wavelength spatial phase shifters,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 12, pp. 4542–4552, 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2165515.

[155] P. Y. Feng, S. W. Qu, and S. Yang, “Octave Bandwidth Transmitarrays with a Flat Gain,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 10, pp. 5231–5238, Oct. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2858198.

[156] P. Mei, G. F. Pedersen, and S. Zhang, “A Broadband and FSS-Based Transmitarray Antenna for 5G Millimeter-Wave Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 103–107, 2021, doi: 10.1109/LAWP.2020.3042295.

[157] A. E. Mahmoud, W. Hong, Y. Zhang, and A. Kishk, “W-band mutlilayer perforated dielectric substrate lens,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 734–737, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2316144.

[158] A. Massaccesi and P. Pirinoli, “Enhancing the Bandwidth in Transmitarray Antennas Using Tapered Transmission Line Matching Approach,” 2018.

[159] G. Liu, H. J. Wang, J. S. Jiang, F. Xue, and M. Yi, “A High-Efficiency Transmitarray Antenna Using Double Split Ring Slot Elements,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1415–1418, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2015.2409474.

[160] W. M. Hassan, “Multilayer graphene-only transmitarray antenna (MGOT) for terahertz applications,” *Natl. Radio Sci. Conf. NRSC, Proc.*, no. Nrsc, pp. 43–48, 2017, doi: 10.1109/NRSC.2017.7893475.

[161] K. T. Pham, A. Clemente, E. Fourn, F. Diaby, L. Dussopt, and R. Sauleau, “Low-Cost Metal-Only Transmitarray Antennas at Ka-Band,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 1243–1247, Jun. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2913571.

[162] B. Rahmati and H. R. Hassani, “High-Efficient Wideband Slot Transmitarray Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 11, pp. 5149–5155, 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2476344.

[163] F. Diaby *et al.*, “Wideband circularly-polarized 3-bit transmitarray antenna in Ka-band,” *2017 11th Eur. Conf. Antennas Propagation, EUCAP 2017*, pp. 2269–2273, 2017, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928661.

[164] F. Foglia Manzillo, A. Clemente, and J. L. González-Jiménez, “High-Gain D-Band Transmitarrays in Standard PCB Technology for Beyond-5G Communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 1, pp. 587–592, Jan. 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2938630.

[165] L. Dussopt *et al.*, “A V-Band Switched-Beam Linearly Polarized Transmit-Array Antenna for Wireless Backhaul Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6788–6793, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2723921.

[166] L. Dussopt, A. Moknache, T. Potelon, and R. Sauleau, “Switched-beam E-band transmitarray antenna for point-to-point communications,” *2017 11th Eur. Conf. Antennas Propagation, EUCAP 2017*, pp. 3119–3122, 2017, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928369.

[167] M. Smierzchalski, A. Clemente, M. Huchard, and C. Barbier, “Wideband Low-Profile Transmitarray Antenna for Backhauling at 60 GHz,” 2018.

[168] X. Dong, Y. Xiao, and H. Sun, “Design of a W-band 3-bit Dual Linearly Polarized Transmit-array Antenna,” *2018 12th Int. Symp. Antennas, Propag. EM Theory, ISAPE 2018 - Proc.*, no. c, pp. 1–3, 2019, doi: 10.1109/ISAPE.2018.8634145.

[169] Q. Luo *et al.*, “A Hybrid Design Method for Thin-Panel Transmitarray Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 10, pp. 6473–6483, Oct. 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2923076.

[170] E. G. Plaza, G. León, S. Loredo, and F. Las-Heras, “Dual polarized transmitarray lens,” *8th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2014*, no. EuCAP, pp. 2305–2308, 2014, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902276.

[171] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset, and X. Delestre, “Dual linearly-polarized unit-cells with nearly 2-bit resolution for reflectarray applications in X-band,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 12, pp. 6042–6048, 2012.

[172] “RFS - Radio Frequency Systems - Your Global RF Partner - Dual band.” https://www.rfsworld.com/solution/dual-band-2 (accessed Aug. 25, 2021).

[173] E. Saint Dizier, “A Dual-Band Answer to the Challenges of 5G Backhaul,” no. March, 2021.

[174] M. O. Bagheri, H. R. Hassani, and B. Rahmati, “Dual-band, dual-polarised metallic slot transmitarray antenna,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 11, no. 3, pp. 402–409, 2016, doi: 10.1049/iet-map.2016.0159.

[175] R. Y. Wu, Y. B. Li, W. Wu, C. B. Shi, and T. J. Cui, “High-Gain Dual-Band Transmitarray,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 7, pp. 3481–3488, Jul. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2705074.

[176] Z. Zhang, X. Li, C. Sun, Y. Liu, and G. A. O. Han, “Dual-Band Focused Transmitarray Antenna for Microwave Measurements,” pp. 100337–100345, 2020.

[177] A. Aziz, F. Yang, S. Xu, and M. Li, “An Efficient Dual-Band Orthogonally Polarized Transmitarray Design Using Three-Dipole Elements,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 319–322, Feb. 2018, doi: 10.1109/LAWP.2017.2788412.

[178] H. Hasani, J. S. Silva, S. Capdevila, M. Garcma-Vigueras, and J. R. Mosig, “Dual-band Circularly Polarized Transmitarray Antenna for Satellite Communications at 20/30 GHz,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, no. c, pp. 1–1, 2019, doi: 10.1109/tap.2019.2912495.

[179] A. Aziz, F. Yang, S. Xu, M. Li, and H. Chen, “A High-Gain Dual-Band and Dual-Polarized Transmitarray Using Novel Loop Elements,” vol. 18, no. 6, pp. 1213–1217, 2019.

[180] K. T. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, “Dual-Band Transmitarrays with Dual-Linear Polarization at Ka-Band,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 7009–7018, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2762011.

[181] Y. M. Cai *et al.*, “Dual-Band Circularly Polarized Transmitarray with Single Linearly Polarized Feed,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 6, pp. 5015–5020, 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2963594.

Liste des publications

Conférences internationales avec actes et comité de lecture

W. Saleh, Y. Letestu, R. Sauleau, and E. M. Cruz, “High-gain Transmitarray Antenna for Backhauling at D-band,” 15th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2021, pp. 31–34, 2021.

Revues internationales avec comité de lecture

W. Saleh, Y. Letestu, R. Sauleau and E. Motta Cruz, "Design and Measurements of a High-Performance Wideband Transmitarray Antenna for D-band Communications," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, July 2021.

UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE / MATHSTIC

UNIVERSITÉ DE NANTES

Titre : Étude de nouvelles technologies d'antennes pour applications 5G dans la bande millimétrique.

Mots clés : Ondes millimétriques, liaisons point-à-point, réseaux transmetteurs, double polarisation orthogonale, double bande.

Résumé : Cette thèse s'inscrit au cœur de la 5ème génération des réseaux mobiles (5G), et plus particulièrement dans le cadre des réseaux de transport point-à-point « Backhaul » urbains, accomplis par l'intermédiaire de faisceaux hertziens (FH) millimétriques. La solution choisie doit être compacte, à faible coût de fabrication, à hautes performances de rayonnement, et susceptible à terme d'intégrer des dispositifs RF d'auto-alignement. En raison de sa large bande passante disponible, la bande D (130-174,8 GHz) est considérée comme un bon candidat pour les liaisons de grande capacité.
Parmi différentes structures d'antennes analysées, les réseaux transmetteurs, ou TA (« Transmitarrays ») affichent des performances très prometteuses en termes de gain isotrope, bande passante, pureté de rayonnement, simplicité de fabrication et compatible avec le fonctionnement en double polarisation orthogonale. Une première solution d'antenne TA en bande D à fort gain, à large bande et hautes performances de rayonnement est d'abord conçue, puis validée par des mesures en chambre anéchoïque, à l'aide d'un scanner en champ proche. Pour répondre aux besoin double bande, une deuxiéme solution d'antenne TA fonctionnant en bandes E (71-86 GHz) et D est développée, basée sur la cohabitation coplanaire des cellules unitaires des deux bandes en mode hybride (entrelacement et remplacement), tout en conservant la simplicité de fabrication. Les simulations montrent une conservation globale des bonnes performances dans les deux bandes, et des bonnes perspectives pour les solutions bi-bandes millimétriques avec intégration d'éléments RF d'auto-alignement.

Title: Study of new antenna technologies for 5G applications in the millimeter band.

Keywords: Mm-waves, point-to-point, Transmitarray, double orthogonal polarization, double band.

Abstract: This thesis is at the heart of the 5th generation of mobile networks (5G), and more particularly within the framework of point-to-point "backhaul" urban transport networks, accomplished through the intermediary of millimeter microwave links (FH). The chosen solution should be compact, low-cost to manufacture, high radiation performance, and ultimately capable of integrating self-aligning RF devices. Due to its large available bandwidth, the D band (130-174.8 GHz) is considered a good candidate for high-capacity links.
Among different antenna structures analyzed, Transmitarrays show very promising performances in terms of isotropic gain, bandwidth, purity of radiation, simplicity of manufacture and compatible with the operation in double orthogonal polarization. A first high gain, broadband, high radiation performance D-band TA antenna solution is designed, then validated by measurements in an anechoic chamber, using a near-field scanner. To meet dual-band needs, a second TA antenna solution operating in E (71-86 GHz) and D bands is developed, based on the coplanar cohabitation of the unit cells of the two bands in hybrid mode (interlacing and replacement), while maintaining the simplicity of manufacture. The simulations show an overall retention of good performance in both bands, and good prospects for dual-band millimeter solutions with integration of self-aligning RF elements.