

Université du Québec
Institut national de la recherche scientifique
Centre Énergie Matériaux télécommunications

Antennes à Formation de Faisceaux en Ondes Millimétriques Basées sur des Métamatériaux pour les Applications 5G

Par
Mehri Borhani Kakhki

Thèse présentée pour l'obtention du grade de Doctorat en Télécommunications,
Ph.D. en Télécommunications

Jury d'évaluation

Examineur externe	Prof. Mostafa Hefnawi Royal Military College of Canada, Kingston, Canada
Examineur externe	Prof. Mohammad S. Sharawi Polytechnique Montréal, Montréal, Canada
Examineur interne	Prof. Serioja Ovidiu Tatu Institut national de la recherche scientifique (INRS-EMT)
Directeur de recherche	Prof. Tayeb A. Denidni Institut national de la recherche scientifique (INRS-EMT)

Dédicace

Je dédie cette thèse à mes parents bien-aimés, M. Asadollah Borhani et Mme Azam Behdari, qui ont rempli mon cœur d'amour et d'affection et m'ont continuellement soutenue tout au long du processus, ainsi qu'à mon cher mari, Amir, qui m'a encouragée à poursuivre mes rêves et m'a donné de la force lorsque j'ai pensé à abandonner.

Remerciements

Avant tout, je voudrais exprimer ma plus profonde gratitude à mon superviseur, le professeur Tayeb A. Denidni. son soutien constant, ses précieux conseils et ses immenses connaissances ont été essentiels à la réalisation de mon projet de recherche. Je remercie également le professeur Denidni de m'avoir donné l'opportunité de rejoindre son groupe et de m'avoir encouragée à aller plus loin.

Je remercie les membres de mon comité, les Professeurs Serioja Tatu, Mostafa Hefnawi et Mohammad S. Sharawi, pour leurs précieuses remarques et commentaires qui ont permis d'améliorer la qualité de ma thèse.

Je tiens à remercier sincèrement le professeur Abdel R. Sebak, que j'ai eu la chance de rencontrer au cours de mes études de doctorat. Son excellente expertise, ses conseils et ses orientations ont toujours été très précieux pour moi.

Je voudrais en particulier exprimer ma sincère gratitude au Dr Abdolmehdi Dadgarpour, au Prof. Marco Antoniadis et au Dr Arun Kesavan pour leurs profondes intuitions et leurs suggestions utiles qui ont influencé mon travail de doctorat. Sans leur aide et leur soutien, la réalisation de cette thèse n'aurait pas été possible.

Je remercie également les collègues techniques de l'Institut National de la Recherche Scientifique-Énergie (INRS), Centre Énergie Matériaux et Télécommunications (INRS-EMT), et du Centre de Recherche Poly-Grames pour leur aide généreuse et leur soutien efficace que j'ai reçu à chaque fois que j'en ai eu besoin.

Enfin, je dois remercier de tout mon cœur ma famille, en particulier mes parents, M. Asadollah Borhani et Mme Azam Behdari, pour leurs encouragements, leurs motivations et leur soutien continu tout au long de ma vie. Enfin et surtout, je ne cesserai jamais de remercier mon cher mari, Amir, pour son soutien sans faille, sa patience et son amour pendant cette période qui m'a permis de terminer avec succès ma carrière de docteur.

Résumé

Le spectre de fréquences d'ondes millimétriques (30-300 GHz) est une technologie prometteuse pour les communications mobiles de la cinquième génération (5G), car il peut offrir des débits de transmission de l'ordre de plusieurs gigabits par seconde et prendre en charge un plus grand nombre d'utilisateurs, grâce à la grande largeur de bande. L'utilisation commerciale de la 5G arrive pour répondre aux demandes croissantes de faible latence, de grande capacité et d'accès mobile omniprésent, ce qui jouera un rôle clé dans la connexion et l'activation des services. Les systèmes sans fil fonctionnant dans des bandes de fréquences en ondes millimétriques souffrent de pertes considérables dues à l'absorption atmosphérique et à la pénétration par rapport aux fréquences plus basses avec des longueurs d'onde plus importantes. Cela peut dégrader considérablement la qualité de la liaison de communication. Bien que ce problème puisse être contourné en utilisant des antennes à gain élevé, la largeur de faisceau étroite d'une antenne à gain élevé peut causer des difficultés, particulièrement au niveau de l'alignement du faisceau, surtout lorsque le signal est bloqué par un obstacle entre l'émetteur et le récepteur. Pour résoudre ce problème, des antennes à commutation de faisceau en ondes millimétriques ont été proposées, dans lesquelles la puissance rayonnée est confinée dans des angles prédéterminés au lieu de transmettre le signal dans toutes les directions. Cependant, ces systèmes à commutation de faisceaux, essentiellement basés sur l'utilisation d'un réseau d'antennes à commande de phase, sont compliqués et entraînent des pertes importantes, ce qui rend leur application pratique coûteuse. Une alternative proposée dans cette thèse est de réaliser l'inclinaison du faisceau en utilisant des métamatériaux qui offrent plus de fonctionnalités d'antenne, moins de pertes, coût moindre, et à profil bas. Ainsi, la recherche dans ce domaine est en train de devenir l'un des domaines les plus populaires de nos jours.

Cette thèse présente avant tout une nouvelle conception d'antenne à faisceau incliné avec amélioration du gain basée sur des surfaces sélectives en fréquence (FSS) multicouches pour les applications 5G. Dans cette conception, une antenne Vivaldi à large bande avec un rayonnement longitudinal est utilisée pour exciter les couches FSS. Les effets des différentes tailles, du nombre et de la rotation angulaire des couches FSS sont utilisés pour obtenir la meilleure performance de l'antenne en termes d'inclinaison du faisceau, de gain réalisé et de réduction du niveau des lobes latéraux (SLL). La conception proposée peut être utilisée pour les communications à courte portée et en intérieur pour la technologie de l'Internet des objets (IOT), et comme microcellule pour la prochaine génération d'antennes de station de base qui doivent être capables d'incliner la direction du faisceau principal sous l'horizon. Cela inclut en particulier les réseaux cellulaires sans fil 5G prévus pour fonctionner en avec des ondes millimétriques. L'intégration de deux couches FSS

comme émetteur de taille inégale, qui ont tourné à 45° et se sont fixées sous le Vivaldi, a permis d'obtenir un angle d'inclinaison maximum du faisceau de 38° , un gain réalisé de 9 dBi, et un SLL de -8 dB à 28 GHz.

Aux fréquences des ondes millimétriques, les lignes de transmission à microbandes et les guides d'ondes intégrés sur substrat (SIW) souffrent de pertes diélectriques et de rayonnement élevées. Les guides d'ondes rectangulaires sont difficiles à combiner avec les circuits intégrés en raison de leur conception non plane et nécessitent un processus d'assemblage précis pour assurer de bons contacts électriques lorsqu'ils sont fabriqués en différents blocs et ils ne peuvent pas être fabriqués avec des circuits imprimés (PCB). La nouvelle technologie des guides d'ondes à fente est un candidat prometteur pour relever les défis des systèmes de la prochaine génération. L'idée clé de cette structure est basée sur la possibilité de guider le champ électromagnétique dans les directions souhaitées dans l'espace entre les plaques métalliques et d'éviter toute propagation dans des directions non souhaitées. Elle permet donc d'obtenir une dispersion moindre par rapport à d'autres structures telles que le réseau d'alimentation SIW et la ligne Microstrip dans les bandes de fréquence des ondes millimétriques. De plus, il peut être réalisé par la technologie traditionnelle du PCB contrairement au guide d'onde rectangulaire.

C'est pourquoi une nouvelle technique a été démontrée ici pour dévier le faisceau principal d'une antenne à double résonateur diélectrique (DRA) alimentée par un guide d'onde à fente de crête imprimée (PRGW) pour des applications de commutation de faisceau basées sur les FSS. Par conséquent, deux couches de cellules unitaires FSS imprimées 3×3 double face servant de réflecteur sont chargées au-dessus et au milieu des deux antennes PRGW-DRA. L'excitation de chaque port pendant que les autres ports sont chargés à $50\text{-}\Omega$ a permis une commutation de faisceau de $\pm 77^\circ$ et une amélioration du gain de 3,16 dBi à 28 GHz.

Pour améliorer ce concept, une antenne dipôle magnéto-électrique à double source complémentaire (DCS-ME) excitée par PRGW est conçue pour fonctionner dans la bande Ka qui présente un gain plus important et une bande passante d'impédance plus large que les ME-dipôles classiques. L'antenne proposée a une largeur de bande d'adaptation d'impédance avec $|S_{11}| < -10$ dB de 24,5 à 40 GHz avec un gain stable de 10 ± 1 dBi sur la bande 25-35 GHz. De plus, en intégrant horizontalement trois couches de cellules unitaires de résonateur à anneau fendu (SRR) 4×10 sur le dessus de l'antenne dipôle DCS-ME, le gain réalisé est augmenté jusqu'à 14,2 dBi avec une efficacité de rayonnement mesurée de 93% à 30 GHz. Par conséquent, pour proposer une structure de commutation passive du faisceau, les multiples couches de SRR ont été intégrées horizontalement dans l'antenne ME-dipôle proposée dans le plan E, formant ainsi une méta-lentille. La technique proposée est étendue à un prototype MIMO (multiple-input multiple-output) pour les applications de diversité d'espace. Ce prototype consiste en une antenne ME-dipôle à quatre ports, où chaque antenne dipôle est positionnée perpendiculairement aux autres et forme une polarisation orthogonale avec une isolation élevée entre les ports et intégrée avec trois couches de SRR 12×12 à double

polarisation, décalées par rapport au centre de chaque antenne dans le plan E. L'excitation de chaque port en reliant les autres à 50 ohms, assure une déviation du faisceau de 40° dans chaque quadrant du plan d'élévation de l'antenne. Les résultats mesurés montrent une largeur de bande de 40% sur la gamme de fréquences de 24-36 GHz et une amélioration du gain allant jusqu'à 3 dB par rapport à l'antenne élémentaire. En outre, une efficacité de rayonnement mesurée supérieure à 85 % est obtenue sur la largeur de bande d'exploitation, grâce à l'utilisation de la technologie d'alimentation par guide d'ondes à faible perte à fente de crête pour les antennes.

Mots-clés : Antenne à commutation de faisceau; antenne à basculement de faisceau; surface sélective en fréquence (FSS); 5G; antenne dipôle magnéto-électrique (ME); fréquences d'ondes millimétriques; antenne à entrées multiples et sorties multiples (MIMO); diversité de motifs; guide d'onde à fente de crête imprimée (PRGW); résonateur à anneau fendu (SRR).

Abstract

Millimeter-wave (mm-wave) frequency spectrum (30-300 GHz) is a promising technology for emerging the fifth generation (5G) mobile communications, since it can offer transmission rates in the order of multi-gigabits per second and support a greater number of users, due to the large bandwidth. The commercial use of 5G is approaching to support increasing demands for low latency, high capacity and ubiquitous mobile access, which will play a key role in connecting and enabling services. Wireless systems operating in mm-wave frequency bands incur however a considerable loss due to the atmospheric absorption and penetration loss compared to lower-frequency signals with longer wavelengths. It can significantly degrade the quality of the communications link. Although this issue can be circumvented using high-gain antennas, the narrow beam-width of a high-gain antenna can cause particular difficulty in beam alignment, especially when the signal is blocked by an obstruction between the transmitter and receiver. To resolve this issue mm-wave beam-tilting and beam-switching antennas have been proposed whereby the radiated power is confined in predetermined angles instead of transmitting the signal in all directions. Existing beamforming systems based on phased antenna array are complicated and incur large loss which makes them expensive to be applied in practice. An alternate solution proposed in this thesis is to realize beam-tilting using metamaterials which offer more antenna functionality, less loss and cost issues as well as low-profile structure. Thus, research in this field is becoming one of the most popular fields nowadays.

In this thesis, first and foremost, a new design of tilted-beam antenna with gain enhancement based on multi-layer frequency selective surfaces (FSSs) for 5G applications is presented. A wideband Vivaldi antenna with an end-fire radiation is used to excite the FSS layers. The effects of different sizes, number, and the angular rotation of the FSS layers are employed to achieve the best antenna performance in terms of beam-tilting, realized gain, and reducing the side lobe level (SLL). The proposed design can be used for short range and indoor communications for the Internet of Things (IOT) technology, and as a microcell for next generation of base-station antennas that need to be capable of tilting the direction of the main beam under the horizon. This particularly includes 5G wireless cellular networks envisaged to operate at millimeter-waves. Integrating two array of unequal-sized FSSs as transmitter which are rotated by 45° and fixed under the Vivaldi, resulted in a maximum beam tilt angle of 38° , realized gain of 9 dBi, and SLL of 8 dB at 28 GHz.

At mm-wave frequencies, Microstrip transmission lines and Substrate Integrated Waveguides (SIWs) suffer from high dielectric and radiation loss and rectangular waveguides are difficult to combine with integrated circuits because of its non-planar design and need accurate assembly process to assure good

electrical contacts when made in different blocks and it is not manufacturable with Printed Circuit Boards (PCBs). The new gap waveguide technology is a promising candidate to face the challenges of the next generation systems. The key idea behind this structure is based on the possibility to guide the electromagnetic field along desired directions in the gap between metal plates and to avoid any propagation along undesired directions. So, it grants less dispersion compared to other structures such as SIW feeding network and the Microstrip line at mm-wave frequency bands. Moreover, it can be realized by traditional PCB technology unlike rectangular waveguide.

Therefore, a new technique demonstrated here to deflect the main beam of a double dielectric resonator antenna (DRA) fed by printed ridge gap waveguide (PRGW) for beam-switching applications based on FSSs. Therefore, two layers of 3×3 dual-sided printed FSS unit cells as reflector are loaded over and in the middle of the two PRGW-DRA antennas. Exciting each port while the other port is terminated to $50\text{-}\Omega$ resulted in $\pm 77^\circ$ beam-switching and a 3.16 dBi gain enhancement at 28 GHz.

To improve the idea, a dual complementary source magneto-electric (DCS-ME) dipole antenna excited through PRGW is designed to operate in the Ka-band which exhibits more gain and a wider impedance bandwidth compared to conventional ME-dipoles. The proposed antenna has an impedance matching bandwidth with $|S_{11}| < -10$ dB from 24.5 to 40 GHz with a stable gain of 10 ± 1 dBi over the 25-35 GHz band. Moreover, by integrating horizontally three layers of 4×10 split-ring resonator (SRR) unit cells on top of the DCS-ME dipole antenna, the realized gain is increased up to 14.2 dBi with a measured radiation efficiency of 93% at 30 GHz. Therefore, to propose passive beam-switching structure, the multiple layer of SRRs were integrated horizontally in the off-axis of the proposed ME-dipole antenna in the E-plane, forming a meta-lens. The proposed technique is extended to a multiple-input multiple-output (MIMO) prototype for pattern diversity applications. This prototype consist of a four port ME-dipole antenna, where each dipole antenna is positioned perpendicular to each other and form an orthogonal polarization with high isolation between the ports and integrated with three layers of 12×12 dual-polarized SRRs, offset from the center of each antenna in the E-plane. Exciting each port while the others are terminated in 50 ohms, provides a beam deflection of 40° in each quadrant in the elevation plane with respect to the broadside direction. The measured results demonstrate a bandwidth of 40% over the frequency range of 24-36 GHz and up to 3 dB gain enhancement compare to the elementary antenna. Moreover, measured radiation efficiency in excess of 85% is obtained over the operating bandwidth, due to the use of the low-loss ridge-gap waveguide feeding technology for the antennas.

Keywords: Beam-switching antenna; beam-tilting antenna; frequency selective surface (FSS); 5G; magneto-electric (ME) dipole antenna; millimeter-wave frequencies; multiple-input multiple-output (MIMO) antenna; pattern diversity; printed ridge gap wave guide (PRGW); split ring resonator (SRR).

Table des Matières

Dédicace.....	iii
Remerciements.....	v
Résumé.....	vii
Abstract.....	xi
Table des Matières.....	xiii
Liste des Figures.....	xv
Liste des Tableaux.....	xix
Liste des Abréviations.....	xxi
Chapitre. 1. Introduction.....	1
1.1 Contexte et motivation.....	1
1.2 Objectifs de recherche.....	5
1.3 Organisation de la thèse.....	5
Chapitre. 2. Métamatériaux.....	11
2.1 Introduction.....	11
2.2 Structures électromagnétiques EBG à bande interdite.....	11
2.3 Conducteur magnétique artificiel.....	12
2.4 Surface à haute impédance.....	12
2.5 Surfaces sélectives en fréquence.....	13
2.6 Résonateurs à anneau imprimé.....	17
Chapitre. 3. Technologie des Guides d'ondes à Fente de Crête.....	19
Chapitre. 4. Antenne Vivaldi à faisceau d'ondes millimétriques inclinable avec amélioration du gain grâce à la FSS multicouche.....	25
4.1 Introduction.....	25
4.2 Antenne Vivaldi.....	26
4.3 Unité-cellule FSS.....	27
4.4 Antenne Vivaldi avec couches FSS.....	28
4.4.1. L'effet de la rotation et le nombre de couches FSS.....	29
4.4.2. L'effet de l'écart entre les couches.....	31
4.4.3. Distribution des champs.....	31
4.4.4. Analyse de la théorie de l'antenne à basculement de faisceau.....	32
4.5 Résultats expérimentaux.....	33
4.6 Conclusion.....	34
Chapitre. 5. Antenne à résonateur diélectrique à commutation de faisceaux à fente de crête de 28 GHz basée sur la FSS pour les applications 5G.....	37

5.1	<i>Introduction</i>	37
5.2	<i>Guide d'ondes à fente de crête imprimée avec chargement FSS</i>	38
5.3	<i>Commutation de faisceau RGDRA</i>	41
5.4	<i>Résultats expérimentaux</i>	44
5.5	<i>Conclusion</i>	47
CHAPITRE. 6. Antenne dipôle magnéto-électrique à double source complémentaire chargée de résonateurs en anneau divisé		49
6.1	<i>Introduction</i>	49
6.2	<i>Antenne dipôle DCS-ME</i>	51
6.2.1.	Mécanisme de fonctionnement et conception	51
6.2.2.	Étude des paramètres géométriques	55
6.3	<i>Conception des cellules de l'unité SRR</i>	56
6.4	<i>Amélioration du gain d'antenne</i>	58
6.5	<i>Résultats expérimentaux</i>	60
6.6	<i>Conclusion</i>	65
CHAPITRE. 7. Antennes dipôles magnéto-électriques chargées avec une méta-lentille pour les applications MIMO 5G à diversité de formes		67
7.1	<i>Introduction</i>	67
7.2	<i>Conception des antennes à commutation de faisceaux</i>	70
7.2.1.	Antenne ME-dipole à deux ports avec méta-lentille	72
7.2.2.	Antenne ME-Dipole à quatre ports avec méta-lentille	77
7.3	<i>Validation expérimentale</i>	81
7.4	<i>Conclusion</i>	90
Chapitre. 8. Conclusions et Travaux Futurs		91
Références		95

Liste des Figures

Fig. 1.1 : Antenne orientable par faisceau utilisant quatre diodes PIN (a) configuration de l'antenne et (b) faisceaux de rayonnement 3D de l'antenne dans quatre états différents des diodes PIN [10] .	2
Fig. 1.2 : Antenne à lentille de direction de faisceau mécanique à 60 GHz [11].	3
Fig. 1.3 : Configuration de l'antenne dipôle intégrée avec un réseau 3×4 de cellules unitaires HRIM sur la surface supérieure du substrat de l'antenne [12].	4
Fig. 1.4 : (a) Photographie de l'objectif ENZ fabriqué, et (b) configuration utilisée pour caractériser le diagramme de rayonnement de l'objectif [13].	4
Fig. 2.1 : Une antenne à commutation de faisceau basée sur la bande interdite électromagnétique (EBG) [15].	12
Fig. 2.2 : Vue de dessus de la surface à haute impédance [17].	13
Fig. 2.3 : Les éléments typiques des FSS [19].	14
Fig. 2.4 : Structure d'antenne à commutation de faisceau basée sur une surface active sélective en fréquence [25].	15
Fig. 2.5 : Modèle schématique et configuration de l'antenne cornet chargée avec le FSS actif multicouche [26].	16
Fig. 2.6 : Schéma d'une seule couche du FSS située sous une antenne Yagi-Uda et ses diagrammes de rayonnement dans le plan H à 30 GHz [27].	16
Fig. 2.7 : Les quatre types les plus particuliers de cellules unitaires SRR : (a) SRR à couplage latéral, (b) SRR à symétrie axiale, (c) résonateur en forme d'oméga, et (d) résonateur en forme de S [34].	17
Fig. 2.8 : Configuration de l'antenne Bow-tie à double faisceau chargée d'un réseau de cellules unitaires en forme de MNZ et de H [35].	18
Fig. 3.1 : Différentes structures de guidage d'excitation (a) Ligne à microbandes, (b) Guide d'onde rectangulaire, et (c) Guide d'onde intégré au substrat [2].	20
Fig. 3.2. Principes fondamentaux de la technologie des guides d'ondes à fente [36].	21
Fig. 3.3 : (a) Guide d'onde à fente de crête, (b) Guide d'onde à fente de rainure, et (c) Guide d'onde à fente de microbande [2].	22
Fig. 3.4 : Configuration (a) d'un guide d'onde à microbande à fente en pont [41], et (b) d'un guide d'onde à fente en crête imprimée utilisant deux substrats séparés pour les cellules linéaires et EBG [42].	23
Fig. 4.1 : La géométrie de la vue de dessus et de côté de l'antenne plane de Vivaldi.	26
Fig. 4.2 : (a) Vue de dessus et (b) vue de dessous de la cellule unitaire du FSS et (d) l'effet de la variation de r_1 sur la réponse en fréquence. Les paramètres de conception sont les suivants : $L_1=L_2=0,2$ mm, $W_1=W_2=1,5$ mm, $r_1=0,83$ mm et $r_2=2,4$ mm.	27
Fig. 4.3 : (a) Les vues schématiques frontale et latérale de l'antenne de référence (b) Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée dans le plan H à 28 GHz pour les différents états mentionnés dans cette section.	29
Fig. 4.4 : (a) Les vues schématiques frontale et latérale et (b) les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne avec deux FSS de taille inégale avec différents angles de rotation des couches FSS à 28 GHz.	29

Fig. 4.5 : (a) Les vues schématiques frontale et latérale de l'antenne (b) le diagramme de rayonnement simulé de l'antenne proposée avec un nombre différent de couches FSS à 28 GHz (Les dimensions sont en mm).....	30
Fig. 4.6 : Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée dans le plan H avec deux couches du SFS à 28 GHz en fonction du paramètre "d".	31
Fig. 4.7 : Distribution du champ électrique sur l'antenne à 28 GHz avec deux couches du SFS.....	32
Fig. 4.8 : (a) Indice de réfraction de la cellule unitaire proposée du FSS en fonction de la fréquence et (b) mécanisme d'inclinaison du faisceau de la structure.....	32
Fig. 4.9 : (a) Photographie de l'antenne fabriquée en vues avant, arrière et latérale (b) S11 mesuré de l'antenne avec et sans couches FSS.....	33
Fig. 4.10 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés de l'antenne proposée dans le plan H (a) sans couches FSS à 28 GHz et avec des couches FSS à (b) 26 GHz, (c) 28GHz, et (d) 29GHz.....	34
Fig. 5.1 : Configuration du RGDR (a) Sous la fente et (b) Vue de côté.	39
Fig. 5.2 : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous, et (c) simulation des paramètres S de la cellule unitaire du FSS (les dimensions sont en mm).	40
Fig. 5.3 :(a) Géométrie de la RGDR à double alimentation proposée, et (b) simulation de diagrammes de rayonnement normalisés alimentés par différents ports dans le plan xoz à 28 GHz.....	42
Fig. 5.4 : Simulation (a) du diagramme de rayonnement et (b) du coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec un nombre différent de couches FSS à 28 GHz.	42
Fig. 5.5 : Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne pour un nombre différent de rangées de FSS sur chaque dalle à 28 GHz.	43
Fig. 5.6 : Distribution du champ électrique dans le plan xoz lorsque le port 2 est excité (a) sans et (b) avec chargement du FSS à 28 GHz.	44
Fig. 5.7 : Photographie de l'antenne fabriquée.....	45
Fig. 5.8 : Les paramètres S mesurés du double RGDR avec et sans FSS lorsque différents ports sont excités.	45
Fig. 5.9 : Simulation et mesure des diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne proposée dans le plan H lorsque.....	46
(a) le port 1 est excité et le port 2 est terminé et (b) le port 2 est excité et le port 1 est terminé à 28 GHz.	46
Fig. 5.10 : Schéma de la mesure du gain d'antenne en utilisant la méthode de comparaison du gain.	47
Fig. 5.11 : Gain réalisé mesuré et simulé de l'antenne avec et sans couches FSS.	47
Fig. 6.1 : (a) Vue en 3D de l'antenne dipôle à double source complémentaire magnéto-électrique (DCS-ME) proposée, chargée de trois couches de SRR, et (b) géométrie du réseau d'alimentation sous les fentes (les dimensions sont en longueurs d'onde (λ) à 30 GHz).....	53
Fig. 6.2 : Distribution du courant sur les dipôles électriques dans (a) le plan xy, et (b) le plan zy de l'antenne dipôle DCS-ME présentée à 30 GHz.	54
Fig. 6.3 : Distribution du courant sur le dipôle électrique dans (a) le plan xy, et (b) le plan zy de l'antenne dipôle ME présentée dans [43] à 30 GHz.	54
Fig. 6.4 : Principe de fonctionnement de (a) l'antenne dipôle magnéto-électrique originale à excitation simple utilisée dans [43], et l'antenne dipôle magnéto-électrique proposée à double excitation.....	54
Fig. 6.5 : (a) Coefficient de réflexion et (b) gain réalisé de l'antenne proposée avec et sans les dipôles	

électriques.....	55
Fig. 6.6 : (a) Coefficient de réflexion et (b) gain réalisé de l'antenne dipôle ME pour différentes tailles de fente de couplage	56
Fig. 6.7 : (a) Coefficient de réflexion et (b) gain réalisé de l'antenne dipôle ME pour différentes valeurs de la distance.....	56
Fig. 6.8 : Géométrie de l'unité de résonateur à anneau fendu proposée - cellule.....	57
Fig. 6.9 : (a) Paramètres S et (b) Perméabilité relative effective de la cellule unitaire du SRR proposé. ..	58
Fig. 6.10 : Coefficient de réflexion (a) simulé et (b) gain réalisé de l'antenne dipôle DCS-ME pour différents nombres de couches SRR.....	59
Fig. 6.11 : (a) Coefficient de réflexion et (b) gain réalisé de l'antenne dipôle DCS-ME pour différents nombres de rangées de SRR (n) dans chaque couche.....	60
Fig. 6.12 : Photographies de l'antenne dipôle DCS-ME fabriquée, chargée de couches SRR. (a) Vue de dessus, (b) vue 3D sans les 3 couches SRR, et (c) vue 3D où les 3 couches SRR sont clairement indiquées.	60
Fig. 6.13 : Installation compacte de mesure du diagramme de rayonnement à distance.	61
Fig. 6.14 : Diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés de l'antenne dipôle DCS-ME chargée de SRR dans le plan H à (a) 26, (b) 28, (c) 30, (d) 33, (e) 35, et (f) 38 GHz.	62
Fig. 6.15 : Diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés de l'antenne dipôle DCS-ME chargée de SRR dans le plan E à (a) 26, (b) 28, (c) 30, (d) 33, (e) 35, et (f) 38 GHz.....	62
Fig. 6.16 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne dipôle DCS-ME avec et sans les couches SRR.....	63
Fig. 6.17 : Gain réalisé mesuré et simulé ainsi que l'efficacité de rayonnement mesurée en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle DCS-ME.....	63
Fig. 7.1: Vue en 3D de l'antenne dipôle ME proposée, alimentée par une ligne PRWG.....	71
Fig. 7.2: Coefficient de réflexion et gain réalisé de l'antenne dipôle ME de la Fig. 7.1.	72
Fig. 7.3: Géométrie de la cellule-résonateur à anneau fendu proposée (les dimensions sont en mm).....	73
Fig. 7.4: Paramètres S, et perméabilité effective de la cellule unitaire proposée pour le SRR de la figure 7.3.	73
Fig. 7.5 : Antenne ME-dipôle chargée excentrée avec une méta-lentille constituée de trois couches de cellules unitaires 5×10 SRR dans le plan E (yz).....	74
Fig. 7.6 : (a) Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne dipôle ME proposée de la Fig. 7.5 pour différents nombres de rangées de SRR sur chaque dalle à 30 GHz et (b) Disposition d'un milieu MNZ excentré au-dessus d'une antenne source TE.	74
Fig. 7.7: Antenne ME-dipôle à deux ports chargées avec une méta-lentille SRR.	75
Fig. 7.8: Simulation des diagrammes de rayonnement normalisés du plan E de l'antenne dipôle ME à deux ports chargée avec une méta-lentille SRR à 30 GHz, (a) pour une excitation séquentielle du port, et (b) pour une excitation en phase et hors phase.	76
Fig. 7.9: Distribution du courant de surface sur les cellules de l'unité SRR à 30 GHz.....	76
Fig. 7.10: Simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle ME à deux ports proposée, chargée avec une méta-lentille SRR pour différents nombres de couches SRR à 30 GHz.	77

Fig. 7.11 : Antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec une méta-lentille SRR.	78
Fig. 7.12: Configuration de la cellule unitaire SRR à double polarisation proposée, (a) vue de dessus (les dimensions sont en mm), et (b) vue 3D.	78
Fig. 7.13. Paramètres S et perméabilité effective de la cellule unitaire SRR à double polarisation proposée de la Fig. 7.12.....	79
Fig. 7.14 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés du plan E de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR à 30 GHz, pour une excitation séquentielle des ports dans (a) le plan xz, et (b) le plan yz.....	79
Fig. 7.15 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés à 30 GHz. (a) Port 1 excité, (b) Port 2 excité, (c) Port 3 excité, et (d) Port 4 excité.	80
Fig. 7.16 : Diagramme de rayonnement simulé dans le plan E de l'antenne ME-dipôle à quatre ports proposée, chargée avec une méta-lentille SRR pour un nombre différent de couches SRR lorsque le port 1 est excité et que les autres ports sont terminés à 30 GHz.	80
Fig. 7.17: Photographies d'une antenne dipôle ME à deux ports chargée avec une méta-lentille SRR, (a) vue de dessus, et (b) vue 3D, où les 3 couches SRR sont clairement indiquées.....	82
Fig. 7.18: Installation de mesure des diagrammes de rayonnement.....	82
Fig. 7.19: Diagrammes de rayonnement normalisés, simulés et mesurés de l'antenne ME-dipôle à deux ports chargée avec la méta-lentille SRR, à (a) 26 GHz ; (b) 28 GHz ; (c) 30 GHz, (d) 32 GHz, et (e) 34 GHz. 83	83
Fig. 7.20: Simulation et mesure des paramètres de diffusion de l'antenne dipôle ME à deux ports chargée avec et sans la méta-lentille SRR.....	83
Fig. 7.21 : Photographie de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR, (a) vue de dessus avec la méta-lentille SRR enlevée, et (b) vue 3-D avec la méta-lentille SRR en place.....	85
Fig. 7.22 : Dispositif de mesure des paramètres S.....	86
Fig. 7.23 : Simulation et mesure des paramètres S et des paramètres ECC, DG et TARC de l'antenne ME-dipôle à quatre ports.....	86
Fig. 7.24 : Configuration pour la mesure des diagrammes de rayonnement, lorsque l'AUT est en mode de réception.....	88
Fig. 7.25 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR lorsque le port 1 est excité et que les autres ports sont terminés à (a) 27 GHz; (b) 28 GHz; (c) 30 GHz, (d) 32 GHz, and (e) 34 GHz, et (f) 36 GHz.	88
Fig. 7.26 : Simulation normalisée et diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR lorsque le port 3 est excité et que les autres ports sont terminés à (a) 27 GHz; (b) 28 GHz; (c) 30 GHz, (d) 32 GHz, and (e) 34 GHz, et (f) 36 GHz.	89
Fig. 7.27 : Gain mesuré et simulé et efficacité de rayonnement mesurée de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR lorsque le port 1 est excité et que les autres ports sont fermés. ...	89

Liste des Tableaux

Tableau 4.1 : l'effet des différents angles de rotation des couches du FSS sur la performance de l'antenne	29
Tableau 4.2 : l'effet des différentes couches du FSS sur la performance de l'antenne avec $d=2$ mm	31
Tableau 4.3 : les effets des couches FSS sur la performance de l'antenne à 28 GHz	34
Tableau 4.4 : comparaison avec les ouvrages publiés précédemment	34
Tableau 5.1 : comparaison avec des ouvrages publiés précédemment	47
Table 6.1: comparaison de l'antenne proposée avec d'autres études.....	64
Table 7.1. Mesure et simulation du gain réalisé de l'antenne me-dipôle à deux ports proposée, chargée avec une méta-lentille SRR	84
Tableau 7.2 : Paramètres mesurés de l'antenne à commutation de faisceau à quatre ports avec cellules SRR	89

Liste des Abréviations

AMC	Artificial Magnetic Conductor
AUT	Antenna Under Test
BW	BandWidth
DCS	Dual Complementary Source
DNG	Double Negative
DPS	Double Positive
DRA	Dielectric Resonator Antenna
EBG	Electromagnetic Bandgap
EM	Electro Magnetic
ENZ	Epsilon Near-Zero
FSS	Frequency Selective Surfaces
HIS	High Impedance Surface
IoT	Internet-of-Things
LMDS	Local Multipoint Distribution Service
ME	Magneto-Electric
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
MIMO	Multiple-Input and Multiple-Output
MNZ	Mu Near-Zero
mm-wave	millimeter-wave
PEC	Perfect Electrical Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
PCB	Printed Circuit Board
RGW	Ridge Gap Waveguide
PRGW	Printed Ridge Gap Waveguide
PMC	Perfect Magnetic Conductor
RCS	Radar Cross-Section
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency Identification
RGDRA	Ridge Gap Dielectric Resonator Antenna
SIW	Substrate integrated waveguide

SLL	Side Lobe Level
SNG	Single Negative
SNR	Signal-to-Noise Ratio
S_{21}/S_{12}	Transmission Coefficient
S_{11}/S_{22}	Reflection Coefficient
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
λ	Resonant Wavelength
ϵ_r	Relative Permittivity
δ	Loss Tangent
<i>epsilon</i>	Dielectric Permittivity

Chapitre. 1.

Introduction

1.1 Contexte et motivation

Les systèmes de communication sans fil, comme les communications mobiles, ont évolué de façon spectaculaire depuis leurs humbles débuts. L'antenne est l'élément clé de la technologie sans fil qui a été utilisée pour différentes applications permettant la transmission de données à haut débit, les communications point à point et les communications cellulaires mobiles. Pour augmenter les débits de données et la capacité disponible dans le domaine spectral, on observe une tendance croissante vers des fréquences millimétriques de 30 GHz à 300 GHz avec des longueurs d'onde comprises entre 10 mm et 1 mm, appelées ondes millimétriques. À ces fréquences, le signal de propagation souffre d'une atténuation due à l'absorption atmosphérique et ne peut pas être utilisé pour les communications à longue distance, mais il est très intéressant pour les applications à grande vitesse et à courte distance, car l'absorption par l'oxygène et le faisceau étroit de l'antenne permettent une transmission à courte distance [1, 2]. Les fréquences des ondes millimétriques présentent également des avantages, en plus des généreuses largeurs de bande qu'elles offrent, comme l'utilisation de composants RF beaucoup plus petits, y compris les antennes, par rapport aux fréquences plus basses. La petite taille de ces antennes permet d'en regrouper un grand nombre dans de petits espaces, où les composants actifs et passifs et les antennes sont intégrés dans un même ensemble. Les systèmes sans fil fonctionnant en ondes millimétriques, subissent toutefois une perte considérable due à l'absorption atmosphérique par rapport aux signaux à basse fréquence à plus grande longueur d'onde. Les signaux à 24 GHz et plus peuvent être absorbés par tout objet se trouvant sur leur trajet de propagation, comme les bâtiments, les arbres, etc. Cela peut dégrader considérablement la qualité de la liaison de communication. Bien que ce problème puisse être contourné en utilisant des antennes à gain élevé, l'étroite largeur de faisceau d'une antenne à gain élevé peut causer des difficultés particulières dans l'alignement du faisceau, surtout lorsque le signal est bloqué par un obstacle entre l'émetteur et le récepteur. Pour résoudre ce problème, des antennes à commutation de faisceau en ondes millimétriques ont été proposées, dans lesquelles la puissance rayonnée est confinée dans des angles prédéterminés au lieu de transmettre le signal dans toutes les directions. Cette approche réduit l'effet des interférences, ce qui entraîne une augmentation du rapport signal/bruit (SNR) et une amélioration de la couverture du système. L'inclinaison du faisceau de l'antenne peut être réalisée avec différentes méthodes de contrôle, mécanique, électrique, ou

à base de métamatériaux, etc. Pour la méthode d'inclinaison électrique, on utilise souvent des éléments actifs tels que les diodes PIN, les commutateurs RF- MEMS, les diodes Varactor et les dispositifs ferroélectriques et ferromagnétiques [3-5]. Cette approche permet d'incliner le faisceau de rayonnement à l'angle souhaité, mais elle entraîne une baisse de gain lorsque le faisceau est incliné ou nécessite un grand nombre de commutateurs par antenne [6-9]. L'angle de balayage limité est un autre inconvénient de la direction électronique du faisceau. Alam et al. Dans [10], ont conçu une antenne plane ayant un faisceau orientable pour les applications WiMAX et WLAN, qui comprend un disque circulaire central entouré de quatre diodes PIN, comme le montre la figure 1.1(a). La reconfigurabilité du diagramme de rayonnement dans quatre directions spécifiques à un angle de déviation de 35° par rapport à l'axe de visée est atteinte grâce au changement d'état des diodes PIN (Fig. 1.1(b)). L'intégration d'un déphaseur est une autre approche utilisée pour incliner électroniquement la direction du faisceau principal, afin de changer progressivement la phase de chaque élément. Dans cette méthode, un réseau d'antennes linéaire ou multidimensionnel est utilisé avec un réseau d'alimentation contrôlé, qui ajuste la phase de chaque élément. L'objectif de ce système est de contrôler la direction des ondes électromagnétiques émises par l'antenne dans l'angle prédéfini. La méthode du réseau à déphasage est exempte de certaines des difficultés mentionnées ci-dessus pour les autres méthodes électriques. Cependant, avec cette approche, le gain de l'antenne est fortement dégradé car la largeur de faisceau de 3 dB de l'élément rayonnant unique n'est pas assez large pour suivre le faisceau de rayonnement global émanant du réseau. En outre, le réseau d'alimentation complexe du réseau d'antennes déphasage et des déphaseurs entraîne certains problèmes en termes de coût élevé, de complexité du processus de conception et de pertes.

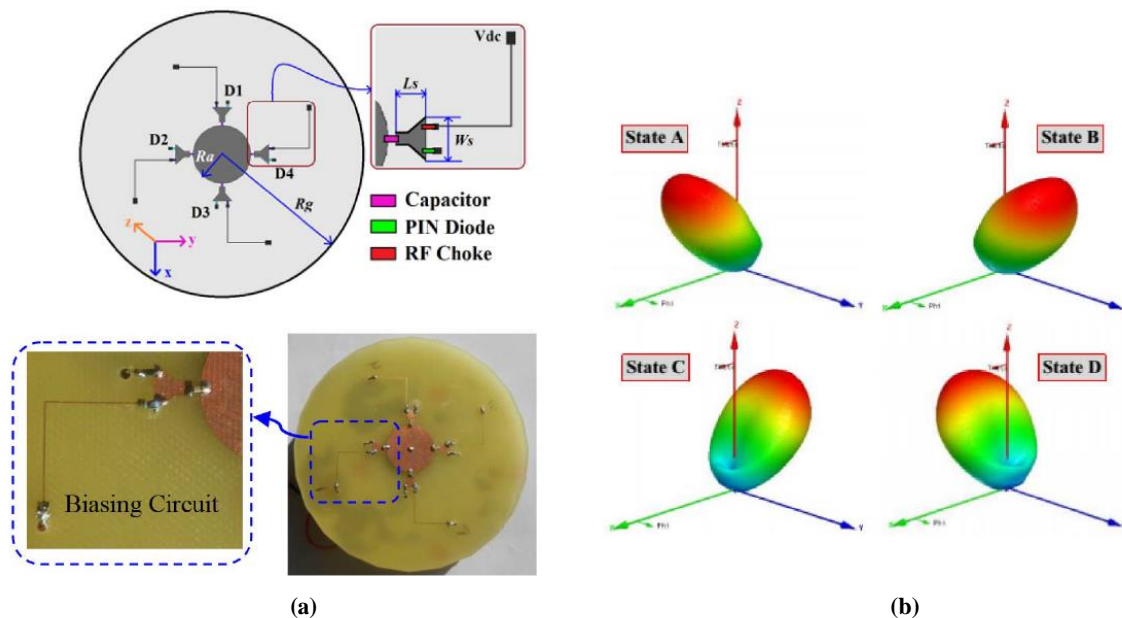


Fig. 1.1 : Antenne orientable par faisceau utilisant quatre diodes PIN (a) configuration de l'antenne et (b) faisceaux de rayonnement 3D de l'antenne dans quatre états différents des diodes PIN [10] .

L'approche mécanique pour diriger le faisceau de l'antenne est souvent assez facile, et tout ce dont nous avons besoin est de monter l'antenne sur une structure rotative ou de changer physiquement la position de l'élément d'antenne pour atteindre les caractéristiques souhaitées. Elle fournit un faisceau à angle fixe sans dégradation du gain de l'antenne et présente l'avantage d'avoir un angle de balayage plus large, mais l'installation et la mise en œuvre de l'approche mécanique par rapport à l'approche électrique dans les stations de base est très complexe et coûteuse. Dans [11], Costa et al. ont conçu une antenne à faisceau orientable composée d'une lentille diélectrique intégrée devant une antenne à cornet, comme le montre la figure 1.2, pour orienter mécaniquement le faisceau principal dans le plan d'élévation et d'azimut. L'inconvénient important de cette méthode est qu'elle est encombrante et trop lente.



Fig. 1.2 : Antenne à lentille de direction de faisceau mécanique à 60 GHz [11].

Pour résoudre les problèmes d'orientation électrique et mécanique des faisceaux, une autre méthode consiste à utiliser des métamatériaux, ce qui a récemment attiré l'attention des chercheurs. La technologie des métamatériaux nous a permis de fournir des matériaux personnalisés qui n'existent pas dans la nature ou qui sont très difficiles à atteindre avec les matériaux conventionnels. La mise en œuvre d'une structure d'inclinaison de faisceau utilisant la technologie des métamatériaux améliore les performances de l'antenne en termes de perte, de vitesse, de consommation d'énergie et de degré de liberté pour des conceptions en ondes millimétriques.

Par exemple, dans [12], quatre couches verticales de plaques de métamatériau à indice de réfraction élevé sont utilisées pour dévier le faisceau principal d'une antenne dipôle imprimée de 30° par rapport à la direction du rayonnement longitudinal de l'antenne sur 57-64 GHz (la figure 1.3). Dans [13], Pacheco-Pena et al. ont démontré les capacités de direction mécanique du faisceau d'une antenne à lentille entièrement métallique epsilon- near-zero (ENZ) à 144 GHz, comme l'illustre la figure 1.4. La capacité d'orientation de la structure proposée est démontrée en mesurant le diagramme de rayonnement tout en déplaçant une ligne

d'alimentation aux différentes positions des foyers. La propagation à travers un matériau à faible indice entraîne un déphasage du champ de propagation beaucoup plus faible que celui de l'espace libre [14].

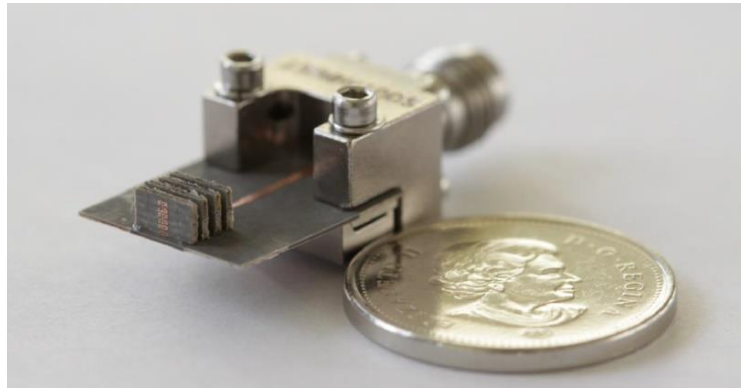


Fig. 1.3 : Configuration de l'antenne dipôle intégrée avec un réseau 3x4 de cellules unitaires HRIM sur la surface supérieure du substrat de l'antenne [12].

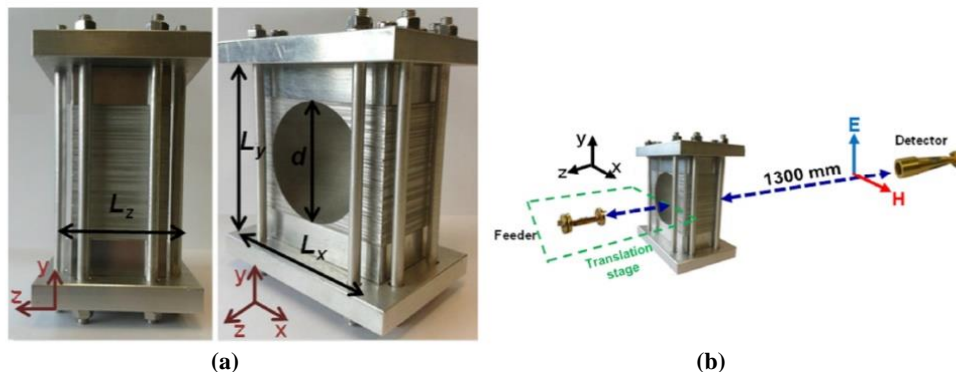


Fig. 1.4 : (a) Photographie de l'objectif ENZ fabriqué, et (b) configuration utilisée pour caractériser le diagramme de rayonnement de l'objectif [13].

Un autre défi aux fréquences des ondes millimétriques est la forte perte de propagation des lignes de transmission à microbandes. De plus, à ces fréquences, les guides d'ondes sont difficiles à combiner avec des circuits intégrés et nécessitent un processus d'assemblage précis pour assurer de bons contacts électriques lorsqu'ils sont réalisés en différents blocs. Par conséquent, de nouvelles technologies sont nécessaires pour relever les défis des systèmes de la prochaine génération. La nouvelle technologie des guides d'ondes à fente a récemment été présentée comme un candidat prometteur pour résoudre certains des problèmes rencontrés dans les bandes millimétriques avec les technologies conventionnelles. L'idée clé de cette technologie est basée sur la possibilité de guider le champ électromagnétique dans les directions souhaitées dans l'espace entre des plaques métalliques et d'éviter toute propagation dans des directions non souhaitées [2, 6]. Ainsi, il offre une transition à faible perte par rapport aux guides d'ondes-SIW et les lignes microbandes en ondes millimétriques.

1.2 Objectifs de recherche

Dans cette thèse, une tentative innovante de développement d'une version d'antennes à commutation de faisceaux à faible coût, à gain élevé, à haute efficacité et en ondes millimétriques compactes est présentée pour faire face aux défis des communications sans fil de la prochaine génération. Pour dévier le faisceau d'une antenne dans les plans d'azimut ou d'élévation, on utilise des métamatériaux qui sont intégrés au-dessus de l'antenne pour fonctionner dans la bande Ka (26,5 GHz - 49 GHz). La bande Ka est l'une des bandes de fréquences prometteuses en 5G avec une perte moindre par rapport à la bande 60 GHz. Différentes techniques sont également utilisées pour optimiser les caractéristiques de l'antenne en termes de largeur de bande, de gain et de niveau de lobe latéral (SLL). De plus, la technologie des guides d'ondes à fente de crête imprimée est utilisée pour exciter les antennes en vue d'atteindre un haut rendement. Des prototypes d'antennes à commutation de faisceau sont fabriqués et mesurés dans le but de valider la fonctionnalité des concepts proposés.

1.3 Organisation de la thèse

Cette thèse est divisée en 8 chapitres avec un résumé, une liste de publications et les références. Le contenu des chapitres de la thèse est indiqué ci-dessous.

Suite à une recherche bibliographique présentée dans le premier chapitre, des études complètes sur les métamatériaux et la technologie des guides d'ondes à fente de crête sont présentées dans les chapitres 2 et 3, respectivement.

Le chapitre 4 présente une antenne à faisceau incliné avec amélioration du gain basée sur des FSS multicouches pour les applications 5G en ondes millimétriques. Un élément FSS imprimé sur les deux faces, avec deux résonateurs en forme de C sur la couche supérieure et un patch circulaire fendu sur la face inférieure, est conçu. L'élément FSS a une taille de $0,46\lambda \times 0,46\lambda$ (à 28 GHz). Une antenne Vivaldi à large bande avec un rayonnement longitudinal est utilisée pour exciter les éléments des couches de la FSS. Les effets des différentes tailles, du nombre et de la rotation angulaire des couches du FSS sont utilisés pour obtenir les meilleures performances de l'antenne en termes d'inclinaison du faisceau, de gain réalisé et de réduction du niveau des lobes latéraux (SLL). La meilleure performance d'antenne est obtenue lorsque deux couches FSS de taille différente sont pivotées à 45° et fixées sous l'antenne Vivaldi. L'antenne proposée est fabriquée et mesurée. Les résultats mesurés obtenus montrent un angle d'inclinaison maximum du faisceau de 38° , un gain réalisé de 9 dBi, et un SLL à -8 dB. Les angles d'inclinaison du faisceau sont validés avec les résultats obtenus en utilisant la loi de Snell dans un environnement multicouche et ont montré un bon accord.

Une antenne à double résonateur diélectrique (DRA) alimentée par un guide d'onde à fente de crête imprimée pour les applications de commutation de faisceau basées sur les FSS est présentée au chapitre 5. L'élément FSS imprimé double face fonctionne sur son mode de réflexion et comprend un patch en forme de C carré imprimé sur la couche supérieure et une bande carrée sur le plan arrière. Par conséquent, la commutation de faisceau peut être mise en œuvre en chargeant le réseau FSS proposé au-dessus et au milieu des DRA. Le chargement de l'antenne avec deux couches de cellules unitaires FSS 3×3 permet une commutation de faisceau de $\pm 77^\circ$ et une amélioration du gain de 3,16 dBi à 28 GHz. Les simulations et les mesures confirment le fonctionnement de l'antenne proposée, avec une bonne adaptation et un bon gain.

Le chapitre 6 présente une antenne dipôle magnéto-électrique (ME) excitée par deux fentes à travers un guide d'onde à fente de crête imprimée (PRGW). Cette antenne, qui fonctionne dans la bande Ka, est considérée comme une double source complémentaire (DCS), et présente un gain plus élevé et une bande passante d'impédance plus large, par rapport aux dipôles ME classiques. L'antenne proposée a une largeur de bande d'adaptation d'impédance avec $|S_{11}| < -10$ dB de 24,5 à 40 GHz avec un gain stable de 10 ± 1 dBi sur la bande 25-35 GHz. De plus, en intégrant horizontalement trois couches, chacune avec un réseau de cellules unitaires de résonateurs à anneau fendu (SRR) 4×10 sur le dessus de l'antenne dipôle DCS-ME, le gain réalisé est augmenté tout en maintenant la largeur de bande d'impédance de l'antenne. L'antenne a été fabriquée et mesurée pour confirmer les résultats de simulations. Le prototype fabriqué a une taille de $1,1 \times 1 \times 0,58 \lambda^3$ (à 30 GHz) et présente une largeur de bande d'impédance mesurée supérieure à 50%, de 24 à 40 GHz, un gain maximum mesuré de 14,2 dBi à 35 GHz, et une efficacité de rayonnement mesurée de 93% à 30 GHz.

Dans le 7ème chapitre, l'antenne dipôle ME présentée dans le 6ème chapitre est considérée comme l'antenne élémentaire d'une structure passive de commutation de faisceau pour les applications MIMO. La déviation du faisceau est obtenue en intégrant plusieurs couches de résonateurs en anneau fendu horizontalement dans le désaxage de l'antenne dipôle ME dans le plan E, formant ainsi une méta-lentille. La technique proposée est appliquée à deux prototypes MIMO pour des applications de diversité de diagramme. Le premier prototype, qui consiste en une antenne ME-dipôle à deux ports, est chargé de trois couches de SRR 5×10, décalées par rapport au centre de chaque antenne dans le plan E. L'excitation d'un port pendant que l'autre est terminé avec une charge adaptée, entraîne une déviation du faisceau de $\pm 25^\circ$ par rapport à la direction de la largeur. Le second prototype est réalisé en intégrant trois couches de SRR 12×12 à double polarisation dans le désaxage d'une antenne dipôle ME à quatre ports, où chaque antenne dipôle est positionnée perpendiculairement à l'autre et forme une polarisation orthogonale avec une isolation élevée entre les ports. L'excitation de chaque port, pendant que les autres ont une terminaison de 50 ohms, assure une déviation du faisceau de 40° dans chaque quadrant du plan d'élévation par rapport à la

direction de la largeur. Les prototypes à deux et quatre ports proposés ont été fabriqués et testés, et les résultats mesurés et simulés montrent un bon accord. Les résultats mesurés montrent une largeur de bande de 40% sur la gamme de fréquences de 24-36 GHz pour les deux prototypes, tandis que le gain maximum des prototypes à deux et quatre ports correspond à 12,8 dBi à 30 GHz et 13,42 dBi à 29 GHz, respectivement. En outre, une efficacité de rayonnement mesurée supérieure à 85% est obtenue sur la largeur de bande opérationnelle, grâce à l'utilisation de la technologie d'alimentation des antennes par guide d'ondes à faible perte à fente de crête. En effet, cette structure MIMO orthogonale basée sur la technologie PRGW et chargée avec la SRR est proposée pour la première fois dans cette étude pour fournir une diversité spatiale et de diagramme avec une bonne performance d'isolation simultanément pour les applications en ondes millimétriques.

Le chapitre 8 conclut la thèse et présente les travaux futurs dans le domaine de recherche proposé qui pourraient faire la suite de cette thèse.

Liste des Publications

Journaux

- **M. Borhani Kakhki**, A. Dadgarpour, M. A. Antoniadis, A. R. Sebak, T. A. Denidni, “Magneto-Electric Dipole Antennas Loaded with Meta-Lens for 5G MIMO Pattern Diversity Applications”, En cours d'examen à IEEE Transactions on Antennas and Propagation.
- **M. Borhani Kakhki**, A. Dadgarpour, M. A. Antoniadis, A. Sebak, T. A. Denidni, “Dual complementary source magneto-electric dipole antenna loaded with split ring resonators”, IEEE Access, vol. 8, pp. 59351 – 59361, March 2020.
- **M. Borhani Kakhki**, A. Dadgarpour, A. R. Sebak, T. A. Denidni, “A twenty-eight GHz Beam-Switching Ridge Gap Dielectric Resonator Antenna Based on FSS for 5G Applications”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 14, Issue. 15, pp. 397-402, March 2020.
- **M. Borhani Kakhki**, M. Mantash, A. Kesavan, M. M. Tahseen, T. A. Denidni, “Millimeter-Wave Beam-Tilting Vivaldi Antenna with Gain Enhancement using Multilayer FSS”, IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, vol.17, Issue 12, P. 2279-2283, Dec. 2018.
- Z. Mousavirazi, P. Rezaei, **M. Borhani Kakhki** and T. A. Denidni, “Beam-Steering Antenna Array Based on a Butler Matrix Feed Network with CP Capability for Satellite application”, Journal of Instrumentation, vol. 14, Issue. 07, P.7005, Jul. 2019.

Conférences

- **M. Borhani Kakhki**, A. Dadgarpour, M. A. Antoniadis, A. R. Sebak, T. A. Denidni, “Magneto-electric dipole antenna loaded with meta-lens for beamforming and dual-beam radiation applications”, 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Montréal, Québec, Canada, 5-10 July 2020.
- **M. Borhani Kakhki**, Z. Mousavirazi, T. A. Denidni, “High Gain Ridge Gap Dielectric Resonator Antenna using FSS Superstrates” 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Atlanta, Georgia, USA, 7-12 July 2019.

- Z. Mousavirazi, **M. Borhani Kakhki**, V. Rafii and T. A. Denidni. “MM-wave Beam Steering Slot Antenna Using Gradient Relative Permittivity of FSS Superstrate” 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Atlanta, Georgia, USA, 7-12 July 2019.
- **M. Borhani Kakhki**, T. A. Denidni, “Beam Tilting Antenna Using FSS Layer for 5G Applications”, 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Boston, Massachusetts, 8-13 July 2018.
- **M. Borhani Kakhki**, M. Mantash, T. A. Denidni, “Gain Enhancement of Colinear Antenna-Array Using a Frequency Selective Surface”, 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Waterloo, ON, Canada, 19-22 August 2018.
- M. Mantash, **M. Borhani Kakhki**, T. A. Denidni, “Millimeter-Wave Circularly Polarized Vivaldi Antenna using Simple Single Layer 2D FSS Polarizer”, 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Waterloo, ON, Canada, 19 - 22 August 2018.

Chapitre. 2.

Métamatériaux

2.1 Introduction

Les métamatériaux sont essentiellement constitués d'un ensemble dense de structures métalliques périodiques incorporées dans un milieu hôte qui présentent des propriétés exotiques qui n'existent pas dans la nature. Les paramètres techniques de base des métamatériaux sont la permittivité relative ϵ_r et la perméabilité relative μ_r . Sur la base de ces deux paramètres, nous pouvons classer les métamatériaux en trois groupes généraux : Double Positif (DPS), dans lequel μ_r et ϵ_r sont tous deux positifs, Simple Négatif (SNG), qui a soit μ_r négatif soit seulement ϵ_r mais pas les deux en même temps et enfin, Double Négatif (DNG), où μ_r et ϵ_r sont tous deux négatifs. Les méthodes de caractérisation des métamatériaux impliquent le calcul des coefficients de transmission et de réflexion d'une dalle échantillon. Selon la façon dont les métamatériaux se comportent avec les ondes électromagnétiques incidentes, ils peuvent être réalisés sous la forme de différentes structures appelées structures à bande interdite électromagnétique (EBG), conducteur magnétique artificiel (AMC), surface à haute impédance (HIS), surfaces sélectives en fréquence (FSS), résonateurs à anneau fendu (SRR), etc.

2.2 Structures électromagnétiques EBG à bande interdite

Les EBGs sont des structures périodiques dont la périodicité est parallèle à la propagation de l'onde. Ces structures perturbent la propagation des ondes en introduisant des bandes interdites et autorisées de propagation dans une certaine gamme de fréquences, et peuvent être envisagées pour la suppression du bruit, la réduction du couplage mutuel et la conception des antennes directives [15]. Par exemple, Habib et al. dans [15] ont proposé une antenne à faisceau de commutation basée sur des structures périodiques EBG fonctionnant à 1,8 GHz. Cette antenne présente une largeur de faisceau de 60° dans le plan azimutal et la possibilité de générer et de commuter entre six faisceaux différents et de couvrir 360° , comme le montre la figure 2.1.

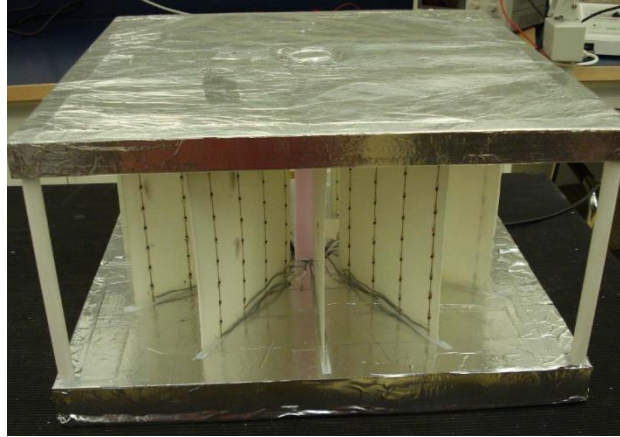


Fig. 2.1 : Une antenne à commutation de faisceau basée sur la bande interdite électromagnétique (EBG) [15].

2.3 Conducteur magnétique artificiel

Les structures magnétiques artificielles (AMC) consistent en une grille périodique de plaques métalliques qui sont montées sur un mince substrat diélectrique mis à la terre. La propriété unique des AMCs est leur coefficient de réflexion en phase à une certaine fréquence qui les rend similaires aux conducteurs magnétiques. Comme on le sait, ces structures imitent l'état d'un parfait conducteur magnétique (PMC) dans une plage de fréquence fixe et, pour cette raison, elles sont souvent appelées conducteur magnétique artificiel. Une caractéristique utile du PMC imité par l'AMC est la capacité à fournir des phases de réflexion de zéro degré à sa fréquence de résonance. On rapporte également que l'AMC montre des signes de suppression de la propagation d'ondes de surface des modes transversaux électriques (TE) et transversaux magnétiques (TM). Ils peuvent être construits avec ou sans connexion de vias. Cependant, pour une onde d'incidence normale à l'AMC, les vias ne sont pas nécessaires car il n'y a pas de courant excité [16].

Les applications de l'AMC se retrouvent dans différents modèles d'antennes. L'incorporation de l'AMC à l'antenne permet d'obtenir une structure d'antenne à profil bas, améliore la transmission entre les antennes, excite une fréquence de résonance supplémentaire, améliore les paramètres de performance de l'antenne et augmente la détection RFID.

2.4 Surface à haute impédance

Une surface à haute impédance est constituée d'un ensemble de saillies métalliques sur une feuille de métal plane. Elles sont disposées en un treillis bidimensionnel et sont généralement formées de plaques métalliques mises à la terre au conducteur inférieur continu par des vias verticaux. On peut les visualiser comme des champignons dépassant de la surface. La figure 2.2 montre un exemple de vue de dessus d'une plaque métallique hexagonale surélevée par rapport à la surface. Les points au centre sont des vias de connexion verticaux [17]. L'utilisation de ces surfaces est pertinente dans le domaine des micro-ondes,

principalement dans la conception d'absorbeurs électromagnétiques ultra-minces, d'antennes à profil bas, d'antennes Fabry-Pérot ou à ondes de fuite, pour atténuer le bruit de commutation simultanée dans les circuits imprimés et d'autres applications.

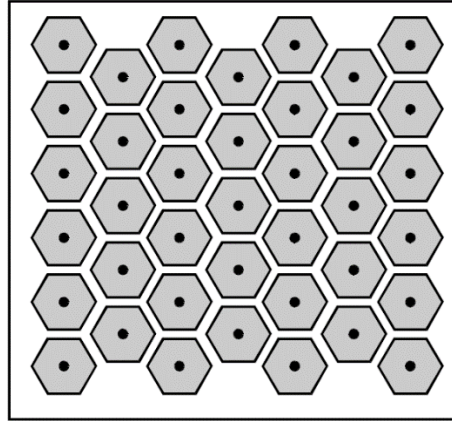


Fig. 2.2 : Vue de dessus de la surface à haute impédance [17]

2.5 Surfaces sélectives en fréquence

Les surfaces sélectives en fréquence (FSS) sont des métamatériaux à fréquence fixe où les géométries statiques et l'espacement des cellules unitaires déterminent la réponse en fréquence d'un métamatériau donné. Les FSS sont une structure périodique bidimensionnelle ou tridimensionnelle, qui est généralement composée d'un réseau infini de plaques ou d'ouvertures métalliques dans une feuille de métal basée sur un substrat diélectrique. La structure est d'une épaisseur négligeable par rapport à la longueur d'onde, bien qu'elle soit suffisamment grande par rapport à la profondeur de la feuille de métal. Les FSS ont été développés à l'origine comme une sorte de filtre spatial en raison de leurs réponses aux ondes électromagnétiques (EM). Selon la conception des éléments du réseau, une onde EM entrante sera soit transmise, soit réfléchi, complètement ou partiellement sur une largeur de bande spécifique. Cela se produit lorsque la fréquence de l'onde plane correspond à la fréquence de résonance des éléments de la FSS. Par conséquent, un FSS peut laisser passer ou bloquer des ondes EM avec certaines fréquences en espace libre. Selon les caractéristiques du filtre, les FSS peuvent être divisés en quatre types : passe-bas, passe-haut, coupe-bande et passe-bande [18]. Les FSS comme filtre passe-bas permettent à une gamme de fréquences plus basses de passer à travers la structure, tandis qu'ils contournent une gamme de fréquences plus élevées. Le fonctionnement du filtre passe-haut est une contrepartie de la fonction de filtre passe-bas en appliquant le principe de Babinet. De même, le filtre FSS à bande d'arrêt bloque les fréquences indésirables tandis que le filtre FSS à bande passante n'autorise qu'une plage de fréquences spécifique. La partie la plus importante du processus de conception est la sélection appropriée des éléments du réseau de FSS, de la forme, des dimensions et du matériau du substrat [19]. En général, les différentes formes

d'éléments FSS ont été classées en quatre groupes, comme le montre la figure 2.3. Groupe 1 : éléments centraux tels que dipôles, spirales, carrées, croix de Jérusalem, Groupe 2 : éléments bouclés tels que boucles circulaires, carrées, hexagonales, Groupe 3 : éléments intérieurs solides ou formes de patches de différentes formes et Groupe 4 : éléments combinés qui sont construits par une combinaison des trois autres membres du groupe [19, 20]. En outre, les écrans des FSS doivent être supportés par un substrat diélectrique en pratique pour des raisons mécaniques. En général, la fréquence de résonance du diélectrique se déplace vers les hautes fréquences lorsque l'angle d'incidence augmente, tandis que la fréquence de résonance du FSS se déplace vers les basses fréquences lorsque l'angle d'incidence augmente. Par conséquent, la gravure de la FSS dans une ou deux faces du diélectrique modifie considérablement ses réponses de transmission et peut améliorer la stabilité structurelle de l'angle. L'épaisseur du diélectrique a également une influence sur la réponse de la FSS en modifiant l'angle d'incidence et la polarisation. Pour obtenir une fente de résonance angulaire stable, l'épaisseur du diélectrique lorsque la FSS est gravée sur ses deux faces doit être un multiple d'un quart de longueur d'onde et lorsque la FSS est chargée avec un diélectrique latéral, son épaisseur doit être un multiple d'une demi-longueur d'onde pour éliminer la perte de désadaptation [21].

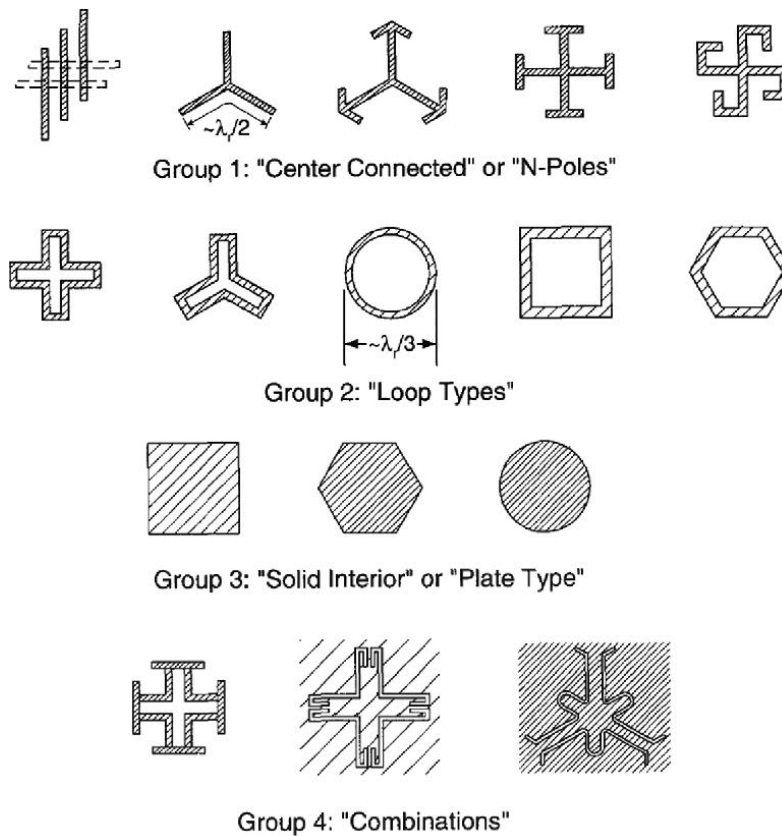


Fig. 2.3 : Les éléments typiques des FSS [19].

Les FSS ont fait l'objet d'études approfondies au fil des ans et ont été fréquemment utilisés dans diverses applications telles que les antennes à réflecteur [22], l'identification par radiofréquence (RFID) [23], les antennes à lentilles [24] et le contrôle de la section transversale des radars (RCS) des antennes de communication dans le domaine militaire. En outre, grâce à leurs propriétés uniques, les FSS peuvent être largement utilisés dans des applications d'inclinaison de faisceau. Les surfaces actives sélectives en fréquence sont une nouvelle technologie qui peut contrôler dynamiquement les performances des unités en changeant les dispositifs actifs à l'intérieur de la structure, comme les diodes PIN, les diodes Varactor, etc. Par exemple, Edalati et al. dans [25] ont proposé une antenne reconfigurable utilisant un FSS cylindrique actif, comme le montre la figure 2.4. La structure du FSS est constituée de bandes métalliques discontinues avec des diodes PIN dans leurs discontinuités. Un réseau de dipôles coaxiaux omnidirectionnels est situé à l'intérieur du FSS cylindrique qui est divisé en plusieurs secteurs. En contrôlant l'état des diodes dans le FSS de chaque secteur, le faisceau omnidirectionnel du dipôle peut être converti en un faisceau directionnel selon les angles choisis, comme le montre la figure 2.4. Cependant, cette structure utilise une grande structure 3D (diamètre = 100 mm, hauteur = 565 mm) pour obtenir un gain de 13 dBi. En outre, l'antenne utilisant la FSS active est devenue trop encombrante.

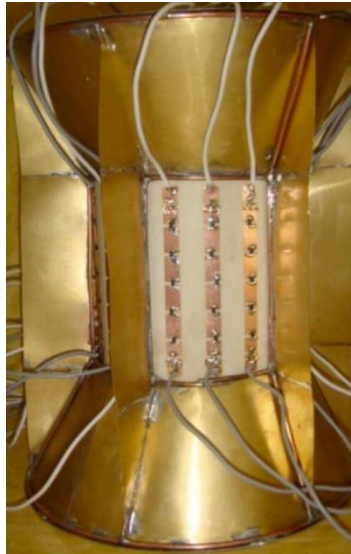


Fig. 2.4 : Structure d'antenne à commutation de faisceau basée sur une surface active sélective en fréquence [25].

Pan et al dans [26] ont intégré plusieurs couches de FSS actifs comme un radôme au-dessus d'une antenne cornet conventionnelle pour démontrer la capacité de diriger le faisceau émis par le cornet avec un angle de $\pm 30^\circ$ dans les plans E et H à 5,3 GHz, comme illustré dans la figure 2.5. La cellule unitaire de la FSS est composée d'un anneau rectangulaire métallique et d'un patch, avec une paire de diodes Varactor hyperfréquences insérées entre les deux le long de la direction de polarisation du champ électrique incident pour régler la phase de transmission de l'onde émise en modifiant la tension de polarisation appliquée aux

diodes Varactor. Néanmoins, l'épaisseur de deux couches adjacentes de l'antenne est d'environ $0,25\lambda$ et l'encombrement physique s'avère être un sérieux problème.

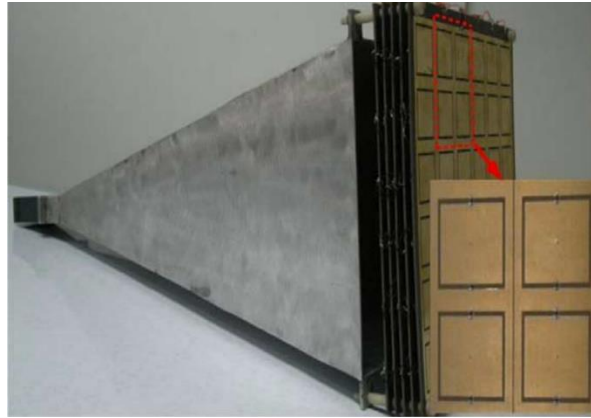


Fig. 2.5 : Modèle schématique et configuration de l'antenne cornet chargée avec le FSS actif multicouche [26].

Ces structures FSS actives ont leurs propres inconvénients, notamment le fait d'avoir une cellule unitaire de grande taille par rapport à la longueur d'onde, et l'effet négatif produit par le réseau de polarisation qui est utilisé pour contrôler les cellules unitaires actives sur les paramètres de l'antenne.

Aux fréquences millimétriques, l'intégration d'un grand nombre d'éléments actifs tels que des diodes PIN dans la structure de l'antenne en fait une solution coûteuse tout en subissant davantage de pertes d'insertion. Dans [27], Mantash et al. ont proposé une technique d'inclinaison du faisceau pour une antenne Yagi-Uda à rayonnement longitudinal en bout de ligne dans la bande des ondes millimétriques de 28 à 31 GHz. L'approche proposée consiste à placer un élément FSS parasite sous l'antenne pour incliner le faisceau principal de l'antenne de $+23^\circ$ et -29° dans le plan H lorsque la structure FSS est tournée de 90° , respectivement, comme le montre la figure 2.6.

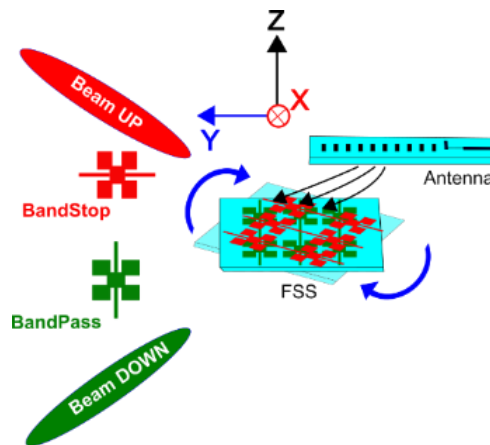


Fig. 2.6 : Schéma d'une seule couche du FSS située sous une antenne Yagi-Uda et ses diagrammes de rayonnement dans le plan H à 30 GHz [27].

2.6 Résonateurs à anneau imprimé

Les résonateurs à anneau imprimé sont des structures produites artificiellement, communes aux métamatériaux, ayant la propriété μ -near zero (MNZ). Il s'agit de la structure de métamatériau la plus étudiée jusqu'à présent. Le SRR conventionnel est constitué de deux anneaux métalliques concentriques séparés par un espace et ayant tous deux des fissures sur des côtés opposés. La résonance magnétique est induite par des fissures au niveau des anneaux et par l'espace entre les anneaux extérieurs et intérieurs. Si le champ magnétique d'excitation est perpendiculaire au plan du champ magnétique de manière à induire des courants résonants dans la boucle et à générer un moment dipolaire magnétique équivalent, cette structure présente une fonction de perméabilité négative et pour un vecteur magnétique parallèle au SRR, la perméabilité est positive [28]. À mesure que les fréquences augmentent, la structure est réduite, les dimensions des fentes étroites et de l'entrefer deviennent très petites, ce qui entraîne des problèmes de contact avec les pièces métalliques. C'est pourquoi, pour sa facilité de fabrication, un anneau unique avec une seule fente est choisi pour les bandes de fréquences des ondes millimétriques. L'autre raison est que les structures SRR sont électriquement résonantes pour différentes polarisations, ce qui supprime le comportement gauche dans les structures 3D. Cet effet est donc neutralisé par l'ajout de divisions supplémentaires. En raison de la petite structure du SRR, lorsqu'il est utilisé pour des structures à micro-ondes, il présente de faibles pertes de rayonnement et des facteurs de qualité très élevés. En outre, le SRR présente un fort couplage magnétique par rapport à d'autres matériaux présents dans la nature [29].

Différents types de cellules unitaires SRR ont été développés pour améliorer les performances de la bande passante, faciliter le processus de fabrication ou miniaturiser la structure des cellules unitaires. Les quatre exemples les plus particuliers de ces efforts peuvent être nommés SRR à couplage latéral [30], SRR à symétrie axiale [31], résonateurs en forme d'oméga [32] et cellules unitaires en forme de S [33], comme le montrent les figures 2.7(a) à (d), respectivement.

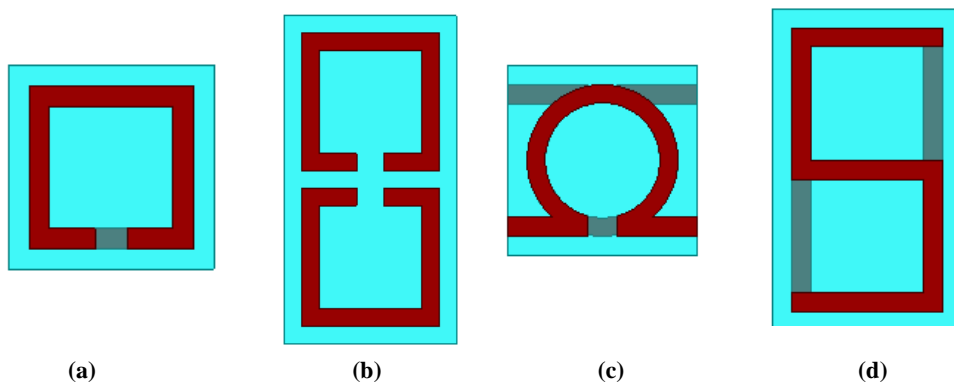


Fig. 2.7 : Les quatre types les plus particuliers de cellules unitaires SRR : (a) SRR à couplage latéral, (b) SRR à symétrie axiale, (c) résonateur en forme d'oméga, et (d) résonateur en forme de S [34].

Les cellules de l'unité SRR ont été largement étudiées dans l'application de l'inclinaison du faisceau comme milieu MNZ. Par exemple, Dadgarpour et al. dans [35] ont intégré 2×4 réseaux de résonateur à anneau fendu (SRR) double face comme métamatériau MNZ à une antenne Bow-tie pour manipuler les ondes électromagnétiques émanant de l'antenne et générer un diagramme de champ lointain à double faisceau sur 55-68 GHz comme illustré à la figure 2.8. Les réseaux sont intégrés verticalement devant l'antenne Bow-tie et inclinés de 15° par rapport à l'axe de l'antenne pour adapter le faisceau de rayonnement. Cette technique a permis d'obtenir une direction de faisceau double à $\pm 30^\circ$ par rapport à la direction du rayonnement longitudinal dans le plan E, avec un gain crête-réalisé de 11,4 dBi à 62 GHz.

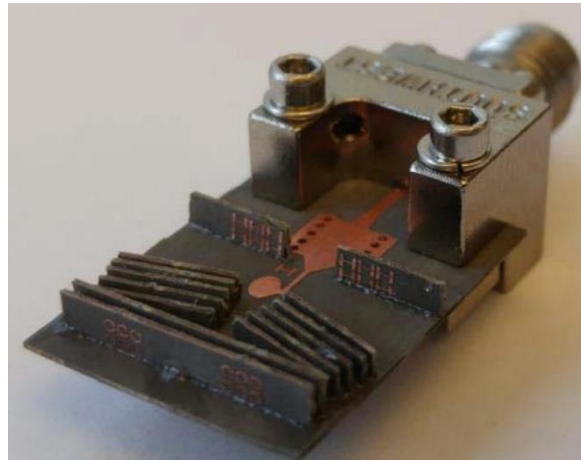


Fig. 2.8 : Configuration de l'antenne Bow-tie à double faisceau chargée d'un réseau de cellules unitaires en forme de MNZ et de H [35].

Chapitre. 3.

Technologie des Guides d'ondes à Fente de Crête

La communication sans fil à ondes millimétriques est une technologie habilitante qui sera utilisée par de nombreuses applications sans fil émergentes et il est prévu que les ondes millimétriques jouent un rôle clé dans les réseaux cellulaires de cinquième génération (5G). La mise en œuvre de la communication par ondes millimétriques est un défi sur de nombreux aspects. En particulier, au niveau matériel de la couche physique (PHY), les antennes et les composants des guides d'ondes constituent l'un des principaux défis. Des systèmes d'antennes à haute performance seront nécessaires dans ces bandes pour compenser les fortes pertes de propagation. Les guides d'ondes rectangulaires conventionnels et les lignes de transmission planaires telles que les guides d'ondes coplanaires ou les lignes Microstrip sont des lignes de transmission bien caractérisées qui sont utilisées dans une variété de composants et de circuits RF complexes jusqu'à aujourd'hui. Toutefois, certains facteurs doivent être pris en compte lors de l'utilisation de ces technologies conventionnelles à des fréquences d'ondes millimétriques ou supérieures, en particulier pour les applications RF à faible coût [2, 36].

La ligne de transmission à microbande est une structure planaire et facile à fabriquer, comme le montre la figure 3.1 (a). Cependant, dans les bandes de fréquences d'ondes millimétriques, les lignes à microbandes souffrent de pertes diélectriques et de rayonnement importantes. La perte diélectrique est un problème dû à l'utilisation de matériaux de substrat. Les lignes à microbandes avec une fine couche de substrat peuvent être utilisées, mais la réduction de l'épaisseur du matériau implique une ligne à bande métallique plus étroite pour répondre à l'impédance de la ligne 50Ω , ce qui augmente les pertes conductrices en raison de leur plus grande résistance. En outre, des ondes de surface peuvent être générées à l'interface diélectrique, en présence de discontinuités, telles que des extrémités ouvertes, des courbes et des marches. Elles rayonnent et augmentent les interférences et le couplage entre plusieurs circuits Microstrip.

Les guides d'ondes standard sont des structures métalliques de guidage qui, par rapport aux lignes de transmission Microstrip, sont blindées, ont une capacité de traitement de puissance élevée et de faibles pertes parce qu'elles sont uniquement constituées de métal, comme le montre la figure 3.1 (b). L'inconvénient des guides d'ondes rectangulaires est leur conception non plane qui rend difficile l'adaptation de ces structures à la tendance actuelle des circuits intégrés tout-en-un à bandes d'ondes millimétriques avec des composants passifs et actifs dans le même module. De plus, ils doivent être entourés de parois

métalliques verticales, qui ne peuvent pas être fabriquées avec les mêmes techniques que celles utilisées pour les cartes de circuits imprimés.

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW), est un guide d'ondes planaire, réalisé en technologie imprimée. Le champ se déplace dans le substrat, entre deux rangées de trous traversants qui remplacent les parois métalliques verticales des guides d'ondes creux, comme l'illustre la figure 3.1 (c). Par conséquent, le SIW présente des caractéristiques de dispersion similaires à celles des guides d'ondes standard, mais il peut être adapté aux cartes de circuits imprimés. Cependant, l'ISF est confronté au même problème que les lignes de transmission à microbandes dans la gamme des ondes millimétriques, à savoir des pertes diélectriques élevées dues au matériau utilisé et des pertes par rayonnement dues aux trous de passage, qui ne constituent pas un blindage métallique parfait [2, 36].

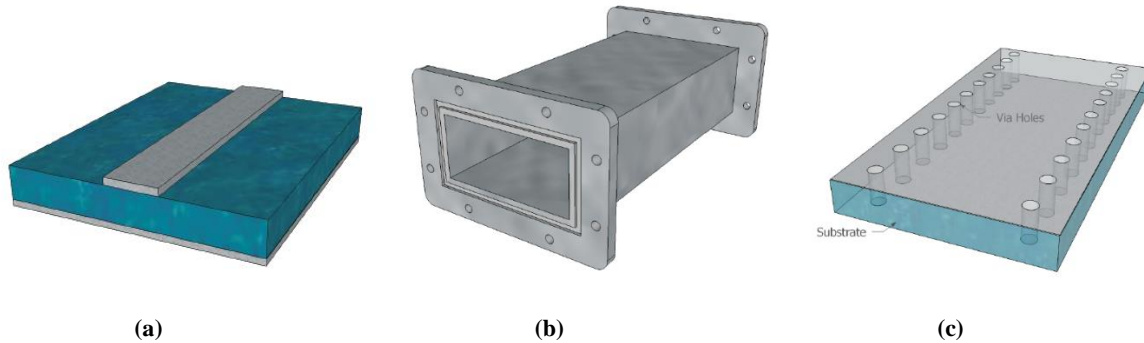


Fig. 3.1 : Différentes structures de guidage d'excitation (a) Ligne à microbandes, (b) Guide d'onde rectangulaire, et (c) Guide d'onde intégré au substrat [2].

Nous constatons que les lignes de transmission Microstrip et les guides d'ondes intégrés au substrat souffrent de pertes diélectriques et conductrices élevées et que les guides d'ondes sont difficiles à combiner avec les circuits intégrés et nécessitent un processus d'assemblage précis pour assurer de bons contacts électriques lorsqu'ils sont réalisés en différents blocs. Par conséquent, de nouvelles technologies sont nécessaires pour relever les défis des systèmes de la prochaine génération.

Le guide d'ondes à fente de crête est l'une des structures guidées fortement recommandées dans les applications à haute fréquence pour résoudre certains des problèmes rencontrés dans les bandes d'ondes millimétriques avec les méthodes conventionnelles. Cela est dû à sa capacité à transporter le signal avec de faibles pertes. Le signal passe à travers cette structure sous la forme d'un mode quasi TEM, qui garantit une dispersion moindre par rapport à d'autres structures travaillant dans la même bande de fonctionnement avec un guide d'ondes à fente de crête, comme le SIW.

Le concept de guide d'ondes à fente est basé sur le contrôle de la propagation des ondes électromagnétiques dans les directions souhaitées à l'intérieur d'un guide d'ondes à plaques parallèles en

utilisant les principes fondamentaux des conditions aux limites et des surfaces canoniques.

La figure 3.2 présente les principes fondamentaux de la technologie des guides d'ondes à fente. En principe, un guide d'ondes à plaques parallèles est constitué de deux plaques métalliques non connectées qui peuvent être modélisées comme des conducteurs électriques parfaits (PEC) idéaux et la propagation des ondes électromagnétiques est toujours permise dans cette structure indépendamment de la distance entre les deux plaques comme on peut le voir sur la figure 3.2 (a) (il y a toujours une solution des équations de Maxwell pour ces conditions limites). Si maintenant l'une des plaques est remplacée par un conducteur magnétique parfait (PMC) idéal, aucune onde électromagnétique ne peut se propager lorsque les deux plaques sont séparées par une distance inférieure à $\lambda/4$ (voir la figure 3.2 (b)).

Si nous autorisons considérons maintenant une certaine trajectoire du PEC sous forme de crête ou de bande au milieu des surfaces du PMC, le champ se propagera de manière strictement confinée le long de cette trajectoire sans être fui dans des directions non souhaitées, comme l'illustre la figure 3.2 (c). Les pertes seront réduites au minimum lorsque le champ se propagera dans l'entrefer et, en même temps, la structure de guidage sera conditionnée en évitant toute fuite ou tout couplage, et le rayonnement potentiel provenant des discontinuités ou des coins sera supprimé en raison de la prévention de tout type de propagation du mode EM en dehors de la zone PEC/PEC.

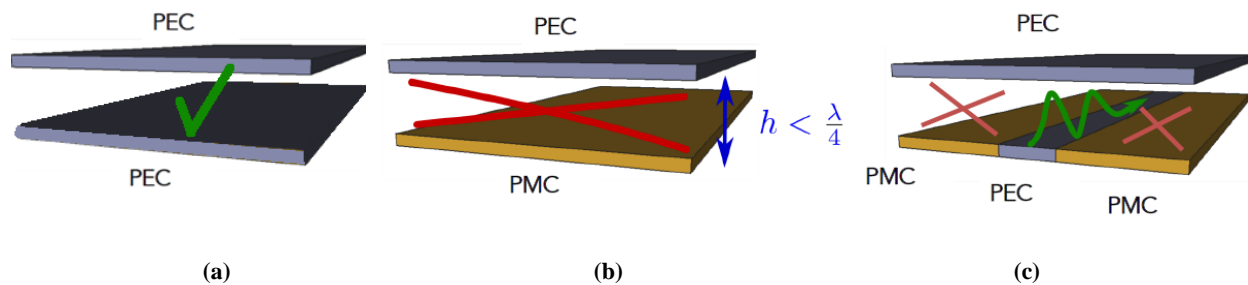


Fig. 3.2. Principes fondamentaux de la technologie des guides d'ondes à fente [36].

Par conséquent, l'idée clé derrière le circuit de guide d'ondes à fente de crête est basée sur la possibilité de guider le champ électromagnétique le long des directions souhaitées dans l'espace entre les plaques métalliques et d'éviter toute propagation le long des directions non souhaitées. De cette façon, toute fuite se produisant entre les blocs de séparation d'un circuit avec des contacts métalliques de mauvaise qualité ainsi que les radiations indésirables sont évitées. Cette condition est obtenue en entourant une nervure/une bande métallique, ou une rainure, d'un conducteur magnétique parfait (PMC). Lorsque cette couche texturée est placée sous un le couvercle métallique supérieur, tous les modes de plaques parallèles sont coupés, ce qui permet la propagation uniquement dans l'entrefer entre l'arête/la bande et la plaque supérieure [2].

Malheureusement, il n'existe pas de PMC dans la nature, mais les métamatériaux à structure périodique peuvent être utilisés pour créer des conditions aux limites équivalentes. Par conséquent, dans le guide d'ondes de l'entrefer réalisé, un conducteur magnétique artificiel (AMC) est nécessaire pour empêcher tous les modes de plaques parallèles de se propager. Les surfaces à bande interdite électromagnétique (EBG) sont des surfaces à haute impédance qui, en raison de leurs caractéristiques isotropes, empêchent la propagation des ondes (généralement des ondes de surface) dans toutes les directions dans une gamme de fréquences. Les réalisations EBG les plus courantes utilisées dans les guides d'ondes à bande interdite sont une surface texturée faite de picots/clous métalliques périodiques [37], et des textures EBG de type champignon [38] d'une hauteur d'environ un quart de longueur d'onde. Le lit de clous peut être facilement réalisé avec des techniques de fraisage et il est uniquement constitué de métal. Les broches fonctionnent comme une surface à haute impédance dans une bande d'arrêt définie par une fréquence de coupure inférieure et supérieure.

Il existe essentiellement trois types différents de guides d'ondes à fente, à savoir les guides d'ondes à fente à crête, à rainure et à microbande qui peuvent être formés entre des plaques métalliques parallèles, comme le montrent les figures 3.3 (a), (b) et (c), respectivement. Dans les guides d'ondes à fentes, le champ se propage le long des fentes et des crêtes métalliques, de sorte qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser un diélectrique et qu'ils peuvent être réalisés en utilisant une texture de broches métalliques [39]. Cependant, dans le guide d'onde à microbande, le champ se propage dans l'entrefer entre la ligne à bande et la plaque métallique supérieure, forcé par l'AMC placé sous le substrat de la ligne à microbande [2, 40]. Cette structure peut conserver un profil plan et présenter de faibles pertes, puisqu'elle peut supporter les ondes dans l'air sans avoir besoin de diélectrique. En outre, cette technologie peut être réalisée sans bons contacts métalliques entre les plaques métalliques parallèles, ce qui rend le processus de fabrication plus facile et moins coûteux. Ces raisons font du guide d'ondes à fente une alternative prometteuse aux guides d'ondes creux et aux lignes à microbandes pour les applications à haute fréquence.

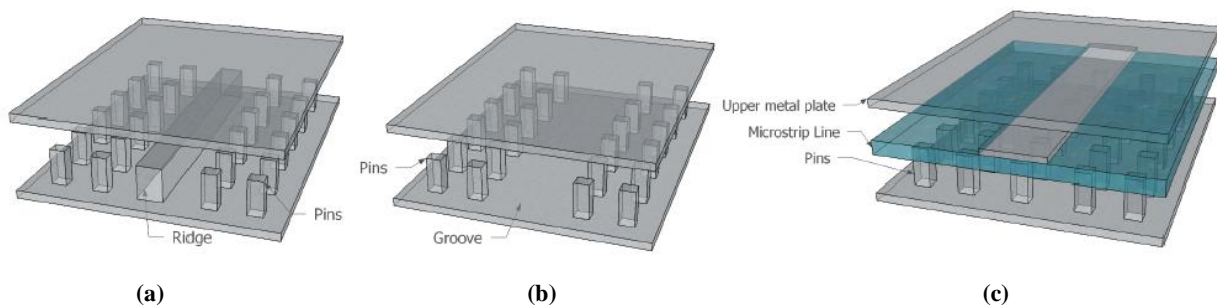


Fig. 3.3 : (a) Guide d'onde à fente de crête, (b) Guide d'onde à fente de rainure, et (c) Guide d'onde à fente de microbande [2]

La structure du Ridge Gap Waveguide (RGW) est introduite sous différentes formes telles que le métal et le RGW imprimé. La configuration métallique est réalisée par la technologie CNC, tandis que la configuration imprimée est mise en œuvre à l'aide d'une technologie PCB traditionnelle. La technologie RGW a été largement utilisée dans la conception d'antennes à haute efficacité. Cependant, à la fréquence des ondes millimétriques, les broches métalliques qui jouent le rôle de surface AMC et arrêtent la propagation des ondes, possèdent une taille très réduite, ce qui est difficile à fabriquer par fraisage et entraîne un coût très élevé. Visant à réduire le coût et la pression de fabrication, le guide d'onde à fente de crête imprimée (PRGW) est un candidat qualifié. Comme il adopte les vias métalliques pour remplacer les broches métalliques et qu'il est très facile pour le procédé PCB comme le montre la figure 4.3(a) [41]. Une autre variante du PRGW a été introduite dans [42], dans laquelle les cellules et la crête sont séparées en deux couches différentes, comme illustré dans la Fig. 3.4(b). En conséquence, la procédure de conception est beaucoup plus facile puisque les cellules EBG et les lignes directrices ne coïncident pas entre elles. Une telle structure offre une plus grande souplesse pour la conception de circuits plus complexes et peut toujours bénéficier des performances à faible perte de la technologie des guides d'ondes à fente [42, 43].

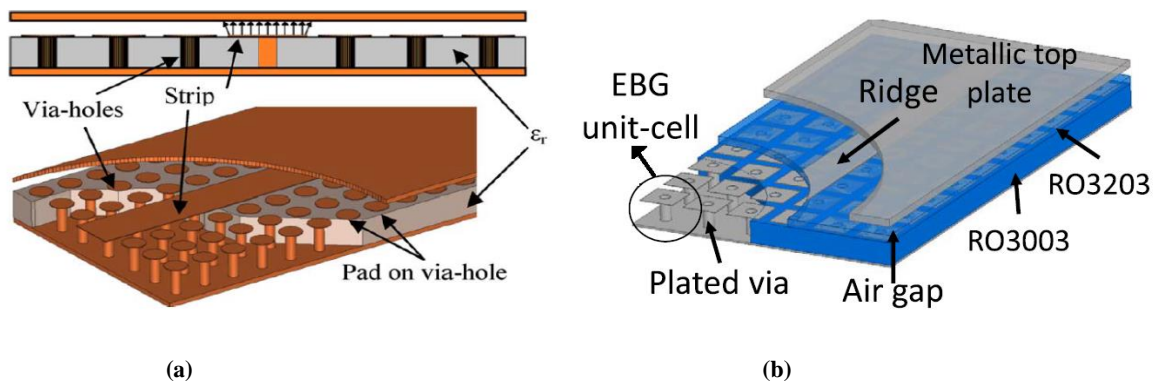


Fig. 3.4 : Configuration (a) d'un guide d'onde à microbande à fente en pont [41], et (b) d'un guide d'onde à fente en crête imprimée utilisant deux substrats séparés pour les cellules linéaires et EBG [42].

Chapitre. 4.

Antenne Vivaldi à faisceau d'ondes millimétriques inclinable avec amélioration du gain grâce à la FSS multicouche

4.1 Introduction

Le développement du réseau sans fil de cinquième génération (5G) est en cours afin de répondre aux demandes croissantes en termes de faible latence, de grande capacité et d'accès mobile omniprésent, qui joueront un rôle clé dans la connexion et l'activation des services [44]. Pour augmenter les débits de données et la capacité disponible dans le domaine spectral, on observe une tendance croissante vers les fréquences millimétriques, et la bande des 28 GHz est largement considérée comme candidate pour les applications 5G [45]. L'utilisation des bandes d'ondes millimétriques avec une inclinaison massive du faisceau dans les systèmes de réseaux d'accès est une solution principale pour surmonter l'énorme trafic des réseaux de communication mobile [46-51]. Le chargement des métamatériaux a récemment fait l'objet d'une grande attention pour les applications de basculement de faisceau en raison de ses supériorités par rapport aux autres techniques. Par exemple, dans [46], des résonateurs doubles en forme de G dans un réseau 5×4 fixé sur une antenne en nœud papillon en bout de ligne ont été utilisés, ce qui a permis d'obtenir un angle d'inclinaison du faisceau maximal de 35° dans le plan H (3,4-3,6 GHz). L'inconvénient de cette structure est sa taille encombrante. Dans [52], un réseau de cellules unitaires en métamatériau à indice de réfraction élevé a été intégré à une antenne en nœud papillon pour diriger le faisceau de rayonnement principal de l'antenne à rayonnement longitudinal sur 7,3-7,5 GHz. Avec cette méthode, l'angle d'inclinaison du faisceau est limité à 17° dans la bande C. En outre, le gain de l'antenne est limité à 1,1-2,4 dBi. La conception de l'antenne présentée dans [52] est en 3-D, ce qui rend la fabrication et les mesures complexes en termes de placement des panneaux à des positions précises et de maintien d'un espacement correct entre elles. Dans ce chapitre, de nouvelles méthodes sont décrites pour contrôler l'inclinaison du faisceau, améliorer le gain et réduire le SLL de l'antenne Vivaldi à 28 GHz en utilisant une structure FSS multicouche. Dans cette approche, nous avons commencé avec une FSS monocouche composée de 3×3 éléments, placée au bas de l'antenne Vivaldi pour dévier le faisceau. Les effets de la taille de la couche FSS, du nombre de couches et de la rotation angulaire sur la performance de l'antenne sont évalués. Un prototype d'antenne avec deux

couches de tailles différentes fournit une inclinaison mesurée du faisceau de 38° dans le plan H, un gain réalisé de 9 dBi, et un SLL de -8 dB en dessous du pic.

4.2 Antenne Vivaldi

Dans ce travail, une antenne Vivaldi plane est conçue pour exciter les éléments des couches de la FSS. La figure 4.1 illustre la structure et les dimensions de l'antenne. Les principaux avantages de l'élément Vivaldi sont son diagramme de rayonnement longitudinal et sa plus grande largeur de bande, qui le rendent adapté aux applications d'inclinaison de faisceau pour obtenir un angle d'inclinaison de faisceau plus élevé [46]. Les couches supérieure et inférieure de l'antenne d'alimentation utilisent un cône exponentiel basé sur les équations décrites dans [53]. Les coordonnées définies par le taux d'ouverture R , deux points $P1 (x_1, y_1)$ et $P2 (x_2, y_2)$, sont le premier et le dernier points de la conicité exponentielle. La formule explicite de la courbe du cône exponentiel est donnée par :

$$y = C_1 e^{Rx} + C_2 \quad (1)$$

où :

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}, \quad C_2 = \frac{y_1 e^{Rx_2} - y_2 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}$$

L'antenne étudiée a une taille totale de $27 \times 25 \times 0,508 \text{ mm}^3$ ($2.5\lambda \times 2.3\lambda \times 0.047\lambda$) et est fabriquée sur les deux faces d'un substrat Roger 4003C avec une permittivité $\epsilon_r = 3,38$, et une tangente de perte $\delta = 0,0027$. Les performances de l'antenne Vivaldi sont optimisées dans la bande Ka et fournissent une direction de faisceau principal à 91° , un gain réalisé de 5,5 dBi et un SLL de -7,6 dB.

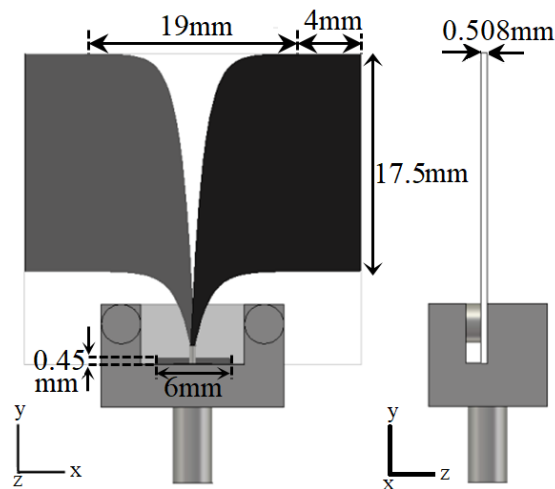


Fig. 4.1 : La géométrie de la vue de dessus et de côté de l'antenne plane de Vivaldi

4.3 Unité-cellule FSS

Le schéma de la cellule unitaire proposée pour le FSS est présenté aux figures 4.2 (a), et (b). L'élément est simulé avec le logiciel CST pour une analyse d'onde complète et imprimé sur le même substrat que celui utilisé pour l'antenne Vivaldi. L'unité-cellule FSS monocouche imprimée sur les deux faces, composée de deux résonateurs en forme de C sur la couche supérieure et d'un patch circulaire fendu sur la face inférieure, est proposée pour concevoir une surface périodique utilisée pour l'inclinaison du faisceau d'antenne dans la bande Ka. La performance de diffusion des éléments est optimisée de telle sorte que lorsqu'une onde incidente excite spatialement les éléments de la FSS, la surface fonctionne en mode transmission dans sa bande de fonctionnement alors qu'elle présente des caractéristiques de réflexion hors de cette bande. La cellule unitaire est conçue de manière compacte à 28 GHz ($0,46\lambda \times 0,46\lambda$) et offre une largeur de bande (BW) de 21,4 %, ce qui est supérieur à la BW de la cellule unitaire signalée dans [52, 27].

Différentes études paramétriques ont été réalisées pour optimiser la caractéristique de diffusion de la cellule unitaire afin qu'elle fonctionne dans la bande de fréquences souhaitée. La figure 4.2(c) montre l'effet d'une petite tache circulaire de rayon "r1" sur la performance de diffusion. Il est évident que la fréquence de résonance diminue lorsque la largeur de la boucle circulaire ($r2-r1$) est réduite. Les conducteurs à l'intérieur et autour de la boucle agissent comme un condensateur. Ces conducteurs se rapprochent et la capacité équivalente est augmentée lorsque la largeur de la boucle circulaire est diminuée. Par conséquent, avec l'augmentation de la capacité, la fréquence de résonance se déplace vers le bas.

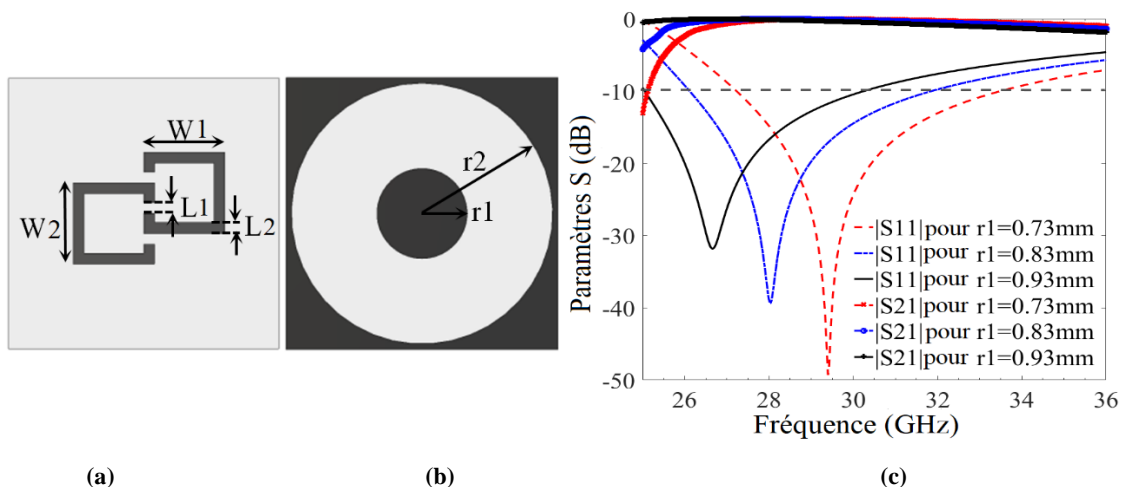


Fig. 4.2 : (a) Vue de dessus et (b) vue de dessous de la cellule unitaire du FSS et (d) l'effet de la variation de r_1 sur la réponse en fréquence. Les paramètres de conception sont les suivants : $L_1=L_2=0,2$ mm, $W_1=W_2=1,5$ mm, $r_1=0,83$ mm et $r_2=2,4$ mm.

4.4 Antenne Vivaldi avec couches FSS

Une procédure en quatre étapes est suivie dans la conception de l'antenne proposée, afin d'obtenir les meilleures performances de l'antenne. Ces étapes sont appelées : Antenne de référence, premier état, deuxième état et troisième état, où les diagrammes de rayonnement de ces états sont indiqués sur la figure (b), respectivement. La figure 4.3 (a) présente un modèle d'antenne à inclinaison de faisceau basée sur une FSS, où une antenne Vivaldi plane est utilisée car l'alimentation pour exciter une couche de la FSS consiste en une cellule unitaire de 3×3 . L'écart entre la couche FSS et l'antenne Vivaldi est de $0,2\lambda$ (à 28 GHz). La performance de l'antenne obtenue dans l'environnement FSS monocouche est considérée comme la référence. On observe que dans l'antenne de référence, le faisceau principal est incliné de 17° (de 91° à 108°) mais qu'il n'a qu'une influence positive négligeable sur le gain et le SLL. Pour en apprendre davantage sur le comportement de l'antenne dû à l'augmentation du nombre de couches FSS, une deuxième couche FSS est ajoutée avec la même taille et un espacement de $0,2\lambda$ entre les couches. La figure 4.3 (b) montre que le premier état avec deux couches FSS augmente le SLL de 3,1 dB (de -5,7 dB à -2,6 dB) et n'a aucun effet positif sur la performance de l'antenne.

L'effet de la rotation des couches du FSS dans le premier état est évalué dans le deuxième état. Il montre que lorsque les couches de la FSS sont tournées de 45° , un gain maximal de 7,2 dBi et de -2,3 dB SLL est obtenu. En outre, la direction du faisceau principal est située à 134° , ce qui montre une bonne amélioration par rapport au premier état, mais le SLL obtenu est inacceptable et doit être supprimé, ce qui est discuté dans l'étape suivante.

Dans la troisième étape, on évalue l'effet des couches du FSS de tailles inégales. La taille de la première couche du FSS est réduite, comme le montre la figure 4.5 (a), de 15 mm^2 (3×3 unités-cellules) à 10 mm^2 (2×2 unités-cellules), et les résultats sont présentés sur la figure 4.3(b). L'antenne offre un gain réalisé de 8,75 dBi, un SLL de -7,9 dB, et un angle d'inclinaison du faisceau de 130° . Par rapport au deuxième état, une amélioration du gain de 1,55 dBi et une amélioration du SLL de 5,6 dB sont obtenues lorsque la taille de la première couche du FSS a diminué d'une unité-cellule. En revanche, la réduction de la taille de la deuxième couche à 10 mm^2 et le maintien de la première couche à 15 mm^2 montrent une amélioration des caractéristiques de l'antenne, mais pas autant que le troisième état, de sorte que les résultats sont omis par souci de concision.

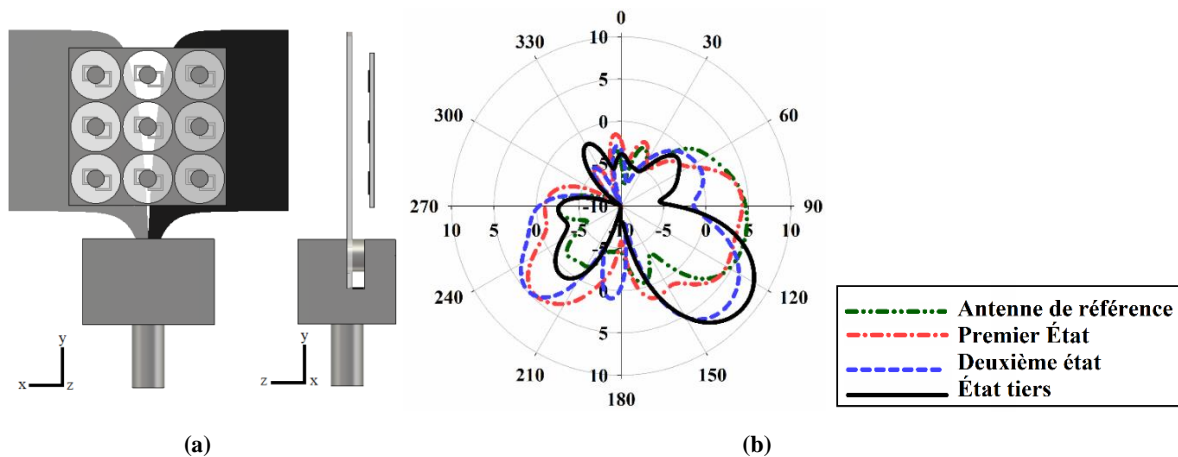


Fig. 4.3 : (a) Les vues schématiques frontale et latérale de l'antenne de référence (b) Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée dans le plan H à 28 GHz pour les différents états mentionnés dans cette section.

4.4.1. L'effet de la rotation et le nombre de couches FSS

Pour comprendre l'effet de la rotation et de l'augmentation du nombre de couches de la FSS dans la conception finale (troisième état), des études paramétriques ont été entreprises. L'effet des différents angles de rotation sur les couches du FSS est présenté à la figure 4.4 et au tableau 4.1. Comme le montre le tableau 4.1, pour la structure présentée avec deux SFS de taille inégale, la meilleure performance d'antenne est obtenue pour une rotation de 45° des couches du SFS.

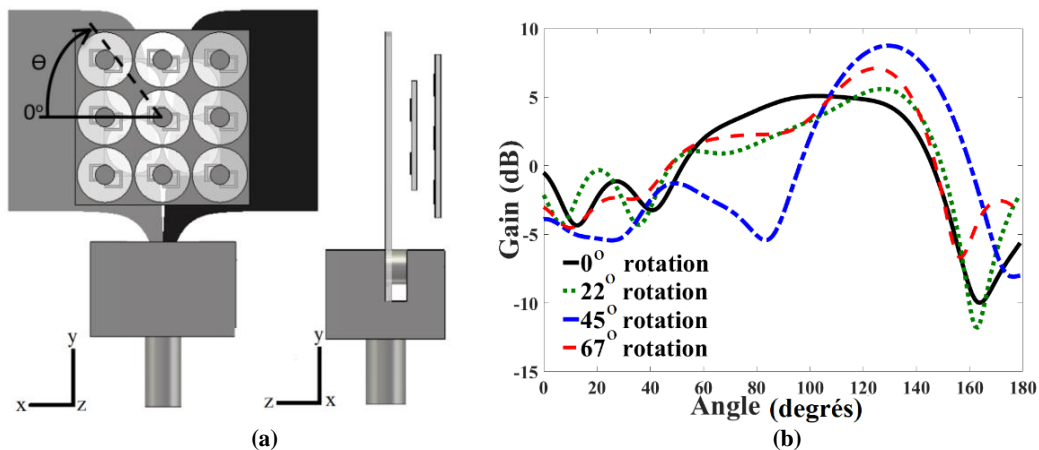


Fig. 4.4 : (a) Les vues schématiques frontale et latérale et (b) les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne avec deux FSS de taille inégale avec différents angles de rotation des couches FSS à 28 GHz.

Tableau 4.1 : l'effet des différents angles de rotation des couches du FSS sur la performance de l'antenne

Angles de rotation des couches du FSS	Gain (dB)	Direction du faisceau Principal (degré)	SLL (dB)	3dB-BW (diplôme)
Rotation de 0 degré	5.08	103	-5.4	80.2
Rotation de 22 degrés	5.6	127	-4.5	52.6
Rotation de 45 degrés	8.75	130	-7.9	38.7
Rotation de 67 degrés	7.1	125	-8.9	36.9

De même, l'effet du nombre de couches FSS sur la performance de l'antenne, lorsque les couches sont tournées de 45° et que la première couche est plus petite que les autres, est également présenté dans la figure 4.5 et le tableau 4.2. Les résultats présentés dans le tableau 4.2 montrent clairement que lorsque le nombre de couches du SFS est augmenté, un angle d'inclinaison plus élevé est produit. En fait, cela démontre que l'ajout de la première couche a le plus d'influence sur l'amélioration des caractéristiques de l'antenne. Par rapport à l'antenne Vivaldi, le faisceau principal est incliné de 31° dans le plan xoz , et une amélioration du gain de 3,34 dBi est obtenue. De plus, l'ajout de chaque couche supplémentaire affecte principalement l'angle d'inclinaison par une amélioration moyenne de 8° . En augmentant le nombre de couches de plus de quatre dans la direction $-z$, nous observons toujours une augmentation de 8° dans la direction d'inclinaison du faisceau, mais le résultat montre une énorme détérioration en termes de SLL. Les résultats montrent également une réduction de la largeur de bande de 3 dB avec l'augmentation du nombre de couches. En fait, avec l'augmentation des couches FSS, la distribution du champ à la sortie des couches a tendance à devenir plane, donc le rayonnement est plus directif. Il est également évident que l'augmentation du nombre de plaques améliore le gain de l'antenne. Cependant, un grand nombre entraîne une augmentation de l'épaisseur et donc des pertes plus importantes. En considérant les effets étudiés de l'angle de rotation et du nombre de couches FSS dans cette section, comme une solution de compromis, nous avons donc considéré que l'antenne avec deux couches FSS de taille inégale et une rotation de 45° devait continuer serait retenue en raison de ses meilleures performances. Une telle conception assure des pertes plus faibles et un gain maximal de l'antenne.

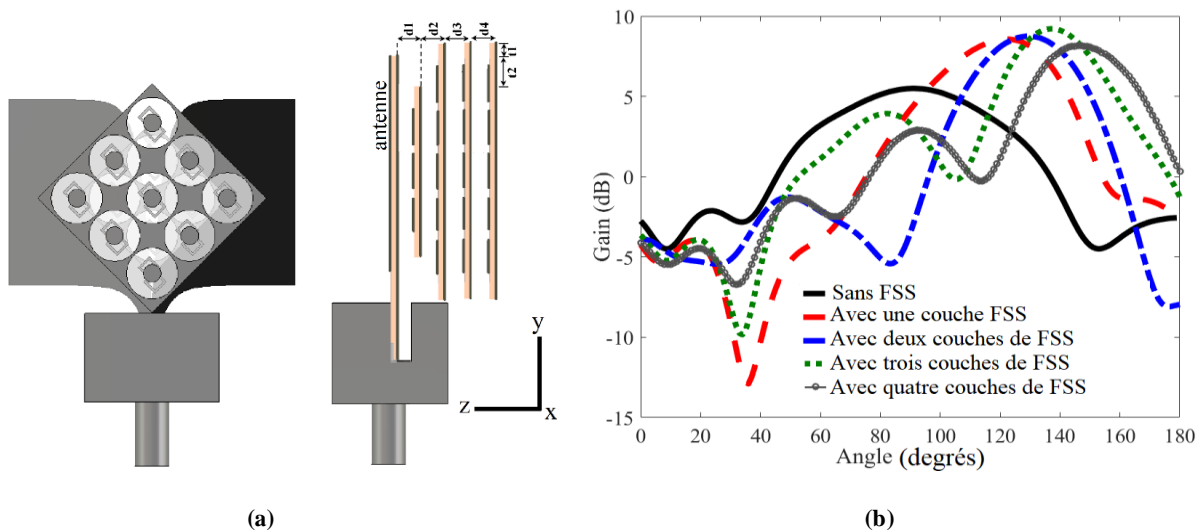


Fig. 4.5 : (a) Les vues schématiques frontale et latérale de l'antenne (b) le diagramme de rayonnement simulé de l'antenne proposée avec un nombre différent de couches FSS à 28 GHz (Les dimensions sont en mm).

Tableau 4.2 : l'effet des différentes couches du FSS sur la performance de l'antenne avec $d=2$ mm

Numéro de la couche FSS	Direction du faisceau principal (degré)	Gain (dB)	SLL (dB)	3dB-BW (diplôme)
Sans couche FSS	91	5.22	-6.7	69.5
Avec une couche	122	8.56	-8.5	45.1
Avec deux couches	130	8.75	-7.9	38.7
Avec trois couches	137	9.21	-5.3	33.3
Avec quatre couches	146	8.16	-5.3	37.8

4.4.2. L'effet de l'écart entre les couches

L'effet de l'écart entre les couches a été analysé et a révélé un effet marginal sur le gain de l'antenne, mais aucun effet sur l'angle d'inclinaison du faisceau lorsque "d" a changé entre $\lambda/4$ et $\lambda/5$, comme le montre la figure 4.6.

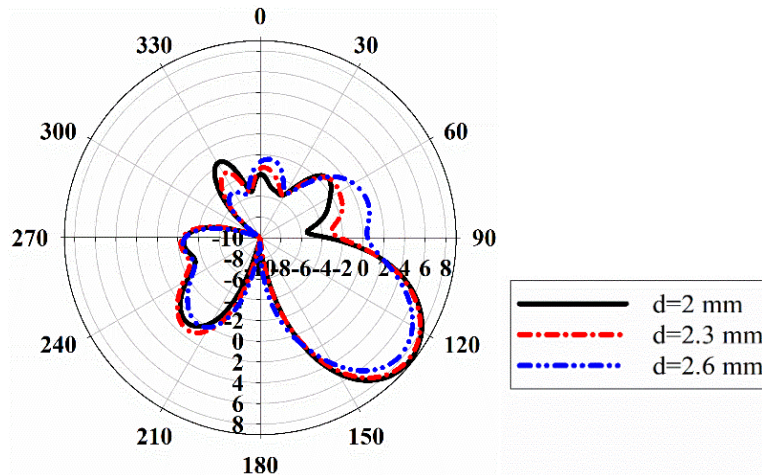


Fig. 4.6 : Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée dans le plan H avec deux couches du SFS à 28 GHz en fonction du paramètre "d".

4.4.3. Distribution des champs

La distribution du champ électrique est illustrée à la figure 4.7, qui montre la modification de la distribution du champ électrique en présence d'une structure FSS. Il est clairement visible que lorsque les couches de la FSS sont placées près du radiateur, la direction du champ E s'incline vers la structure et induit un courant dans les cellules de la FSS. Ce phénomène se comporte comme une lentille pour incliner le faisceau de l'antenne et améliorer le gain dû à l'interférence constructive du champ réfléchi et à la conversion des ondes sphériques en ondes planes.

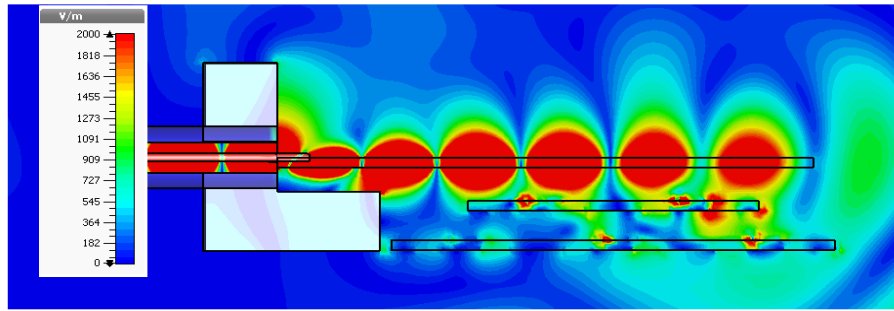


Fig. 4.7 : Distribution du champ électrique sur l'antenne à 28 GHz avec deux couches du SFS.

4.4.4. Analyse de la théorie de l'antenne à basculement de faisceau

Pour valider le mécanisme de basculement du faisceau, la loi de Snell est appliquée à la limite des couches et de l'interface aérienne [54]. La Fig. 4.8 montre le mécanisme d'inclinaison du faisceau de l'antenne présentée. Selon la loi de Snell,

$$n_{air} \cdot \sin\theta_1 = n_{FSS} \cdot \sin\theta_2 \quad (2)$$

où n_{air} et n_{FSS} sont les indices de réfraction de l'air et de la cellule unitaire FSS, respectivement. Comme le montre la figure 4.8(b), θ_1, θ_2 et θ_3 sont les angles d'incidence des ondes de l'air vers la première couche du FSS et des première et deuxième couches du FSS vers l'interface aérienne, respectivement. Il faut tenir compte du fait que la cellule unitaire conçue doit fonctionner comme une lentille plane pour améliorer le gain de l'antenne d'alimentation. L'indice de réfraction extrait de la cellule unitaire en fonction de la fréquence, illustré à la figure 4.8(a), confirme que cette cellule unitaire offre un indice de réfraction de 1,9 à 28 GHz.

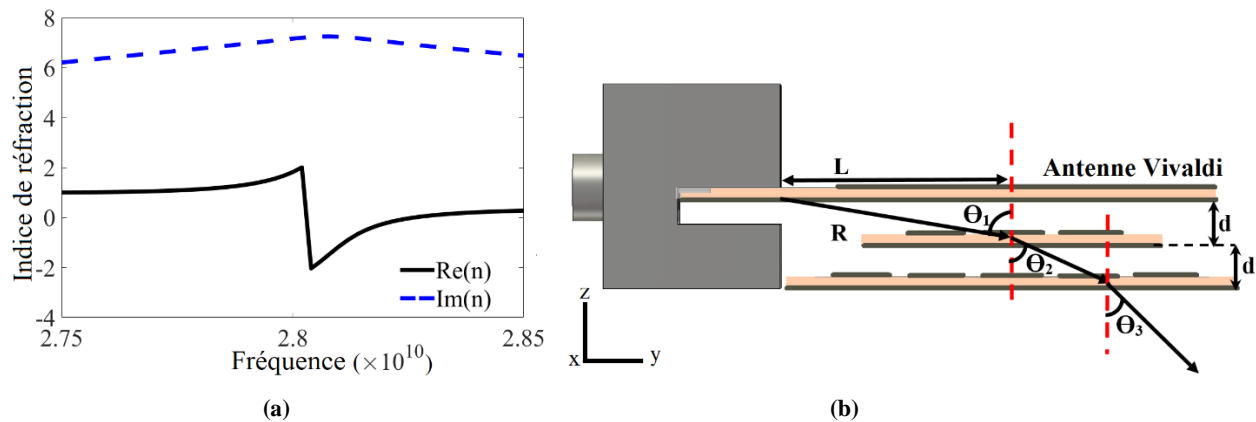


Fig. 4.8 : (a) Indice de réfraction de la cellule unitaire proposée du FSS en fonction de la fréquence et (b) mécanisme d'inclinaison du faisceau de la structure.

On peut voir sur la figure 4.8(b) que l'onde émise par le radiateur se déplace sur la longueur $R = \sqrt{(L^2 + d^2)}$ et il est clair que θ_1 est déterminé par L et d. Selon la valeur du n_{FSS} démontrée à la figure 4.8 (a), la moyenne des indices de réfraction pour plus d'une couche FSS, et les paramètres optimisés finaux de $d=2$ mm et $L=16$ mm, l'angle de réflexion calculé par l'équation (1) à 28 GHz se trouve à $31,4^\circ$ et $38,3^\circ$ pour une et deux couches FSS respectivement, ce qui correspond aux angles d'inclinaison du faisceau simulé.

4.5 Résultats expérimentaux

La structure finale proposée, discutée dans la section IV, consiste en une antenne Vivaldi comme alimentation et deux couches FSS ont été fabriquées pour les mesures réelles, comme le montre la figure 4.9(a). Les couches FSS sont fixées sous l'antenne Vivaldi à l'aide de vis en plastique afin de maintenir l'espace requis entre l'antenne et les couches FSS. Les coefficients de réflexion mesurés de l'antenne avec et sans les couches FSS sont indiqués sur la figure 4.9(b). Les diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans le plan H à 26 GHz, 28 GHz et 29 GHz sont illustrés à la figure 4.10. L'antenne double couche proposée pour le FSS fournit un angle d'inclinaison du faisceau mesuré de 30° (26 GHz), 38° (28 GHz) et 36° (29 GHz), et des gains mesurés de 8,52 dBi, 9 dBi et 7,3 dBi, respectivement. Les résultats présentés dans la figure 4.10 pour 28 GHz sont résumés dans le tableau 4.3. La performance de l'antenne montre un bon accord avec les simulations. Le désaccord entre les résultats des simulations et des mesures est probablement dû à la tolérance de fabrication et à la flexion des couches de substrat pendant les mesures.

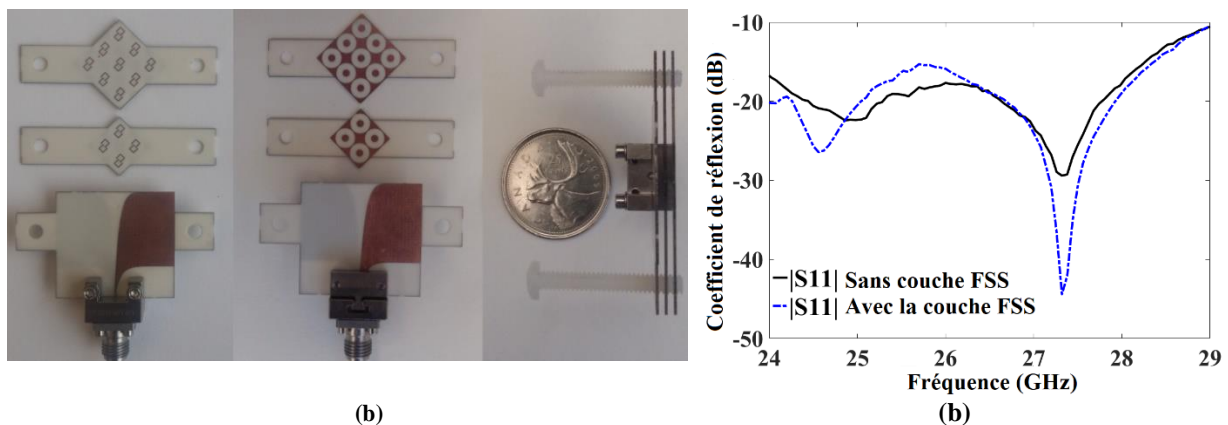


Fig. 4.9 : (a) Photographie de l'antenne fabriquée en vues avant, arrière et latérale (b) S11 mesuré de l'antenne avec et sans couches FSS.

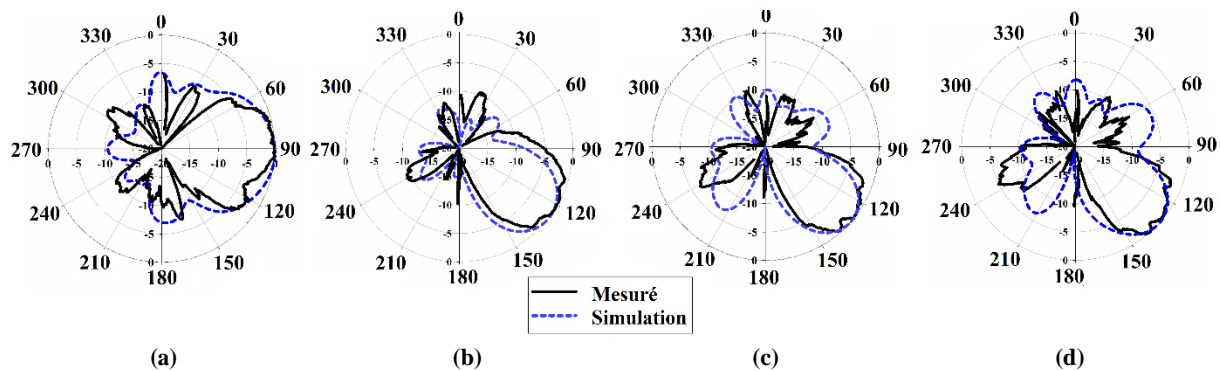


Fig. 4.10 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés de l'antenne proposée dans le plan H (a) sans couches FSS à 28 GHz et avec des couches FSS à (b) 26 GHz, (c) 28GHz, et (d) 29GHz.

Tableau 4.3 : les effets des couches FSS sur la performance de l'antenne à 28 GHz

Structure présentée	Inclinaison du faisceau (degré)	Amélioration du gain (dBi)
Simulation	39° [91→130]	3.25 [5.5 → 8.75]
Mesuré	38° [90 →128]	3 [6 → 9]

Les performances de l'antenne proposée sont comparées aux travaux publiés précédemment dans la littérature, et les résultats sont résumés dans le tableau 4.4. Le travail proposé présente une meilleure performance en termes de gain, de SLL et d'angle d'inclinaison du faisceau plus élevé que [52, 27]. De plus, dans [12], quatre couches verticales de dalles de métamatériaux sont utilisées pour dévier le faisceau, ce qui rend l'antenne complexe et en 3D, alors que la structure présentée dans ce travail montre moins de complexité en termes de fabrication et de mesures.

Tableau 4.4 : comparaison avec les ouvrages publiés précédemment

Fourmi.	Inclinaison du faisceau (diplôme)	Amélioration des gains (dBi)	SLL (dB)	Fréquence désignée (GHz)	Technique
[52]	+17	2.73	-5	7.5	Chargement des métamatériaux
[27]	+28/-24	0.6/-0.3	-5	30	Une couche FSS
[12]	+30	5	-10	60	4 couches de métamatériau vertical
Ce travail	-38	3	-7.9	28	FSS double couche

4.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté un nouveau concept d'inclinaison du faisceau et d'amélioration du gain utilisant des FSS multicouches pour les applications 5G. Une antenne Vivaldi à large bande avec un rayonnement longitudinal a été utilisée pour exciter les éléments des couches du FSS. Une cellule unitaire FSS avec des bandes en forme de C en haut et une fente annulaire en bas a été proposée. Différentes tailles de couches

FSS ont été utilisées pour un environnement à une ou plusieurs couches afin d'obtenir les meilleures performances d'antenne en termes d'inclinaison du faisceau, de gain réalisé et de réduction du SLL. Les effets de la taille des couches FSS, du nombre de couches et de la rotation angulaire sur la performance de l'antenne ont été évalués. La meilleure performance d'antenne a été obtenue lorsque deux couches FSS de taille différente sont utilisées et pivotées à 45° . L'antenne proposée a été fabriquée et mesurée. Les résultats mesurés ont montré un angle d'inclinaison maximum du faisceau de 38° , un gain réalisé de 9 dBi, et un SLL de presque -8 dB. L'antenne a une taille compacte et peut être une bonne candidate pour les réseaux sans fil 5G.

Chapitre. 5.

Antenne à résonateur diélectrique à commutation de faisceaux à fente de crête de 28 GHz basée sur la FSS pour les applications 5G

5.1 Introduction

Les antennes à commutation de faisceaux, l'une des technologies d'antennes intelligentes, ont récemment fait l'objet d'une grande attention dans le domaine des communications sans fil. Ces antennes peuvent améliorer considérablement la couverture du système et réduire le taux d'interférence des systèmes de communication en confinant la puissance rayonnée vers la zone appropriée au lieu de transmettre le signal dans toutes les directions [55-56]. Récemment, les structures de surface sélective en fréquence (FSS), en tant que métamatériau, ont été utilisées pour concevoir des antennes reconfigurables en employant des dispositifs actifs tels que des diodes PIN pour commuter le mode FSS entre la réflexion et la transmission [57]. Les FSS sont des structures périodiques qui peuvent servir de filtre aux ondes électromagnétiques. Elles peuvent être utilisées soit comme réflecteur soit comme émetteur dans leurs bandes de fréquences de fonctionnement, selon la conception des cellules unitaires. Dans [54], deux antennes à résonateur diélectrique (DRA) alimentées par une ligne à microbande sont chargées avec cinq couches de métamatériaux unitaires pour les applications de commutation de faisceau dans les réseaux locaux sans fil. Cette technique a permis d'obtenir une déviation du faisceau principal de $\pm 38^\circ$ dans le plan H et une amélioration du gain de 1 dBi. Cependant, l'approche proposée utilise une structure périodique à cinq couches pour incliner le faisceau, ce qui rend l'antenne encombrante.

Récemment, les réseaux sans fil de 5e génération (5G) ont attiré l'attention du monde entier, ce qui jouera un rôle clé dans l'activation et la connexion des services. La 5G apportera la mobilité aux communications en tant que réseau sans fil de prochaine nouvelle génération. L'essence même de la 5G réside dans la bande des ondes millimétriques. Dans les bandes de fréquences des ondes millimétriques, les guides d'ondes sont difficiles à combiner avec les composants de circuits et les lignes à microbandes souffrent de pertes de propagation, ce qui tend à affaiblir le signal reçu et à réduire l'efficacité du rayonnement. Pour résoudre ce problème, des structures de guidage modernes telles que le guide d'ondes à fente de crête imprimée (PRGW) ont été introduites par Kildal et al [59-61]. Dans ce chapitre, la conception

d'un DRA double cylindrique alimenté par PRGW pour un système d'antenne à commutation de faisceau basé sur la SFS est étudiée à 28 GHz [62]. Les DRA offrent de nombreuses caractéristiques souhaitées, telles que la possibilité d'être excitées par différentes techniques et des pertes de conducteur nulles, ce qui en fait un bon candidat pour les applications en ondes millimétriques [63]. Dans la structure proposée, pour alimenter chaque DRA, une fente rectangulaire est gravée sur la plaque supérieure de la PRGW. De plus, deux couches de FSS, qui comprennent chacune une inclusion 3×3 , travaillant en mode réflexion, sont fixées sur les DRA. Les résultats des mesures confirment que la direction du faisceau principal peut être inclinée de $\pm 77^\circ$ dans le plan H avec une amélioration du gain de 3,16 dBi grâce aux couches FSS. En outre, le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne proposée reste meilleur que -10 dB à 28 GHz. Une comparaison a été entreprise avec des travaux récemment publiés dans la littérature, qui confirme la performance supérieure de la structure proposée. Cette technologie d'antenne pourrait être l'un des facteurs clés permettant de surmonter certaines des caractéristiques difficiles des communications sans fil et pourrait réduire les pertes de propagation pour les applications sans fil.

5.2 Guide d'ondes à fente de crête imprimée avec chargement FSS

Dans ce travail, une double antenne à résonateur diélectrique à fente de crête (RGDRA) est mise en œuvre pour des applications de commutation de faisceau à 5G basées sur des surfaces sélectives en fréquence. Cette structure se compose de deux sections. La première section est une source de rayonnement DRA alimentée par une ligne PRGW pour résonner en bande Ka. La deuxième partie est constituée de deux couches de FSS avec des cellules unitaires 3×3 , montées entre les deux RGDRA pour commuter le rayonnement de pointe du faisceau et améliorer le gain. La procédure de conception est résumée et décrite comme suit.

5.2.1. Antenne à résonateur diélectrique à fente de crête (RGDRA)

La figure 5.1 illustre la disposition du guide d'ondes à fente de crête microbande pour alimenter le DRA cylindrique et ses dimensions. Cette technologie consiste en trois couches de substrat empilées les unes sur les autres et est présentée comme un moyen de guidage à faible perte pour les circuits à haute fréquence [41]. Dans la première couche, un lit périodique de vias en forme de champignon est planté sur un RO3003 de 0,762 mm d'épaisseur avec $\epsilon_r=3$. Une ligne microbande à la surface de ce substrat est reliée au plan de masse par les trous de passage. Le motif périodique des vias en champignon dans le substrat des deux côtés de la ligne microruban crée une structure de bande interdite électromagnétique (EBG) coopérant avec l'entrefer placé sur le dessus de celle-ci avec une épaisseur inférieure à un quart de la longueur d'onde avec la plaque métallique supérieure. Ainsi, les ondes EM se propagent simplement le long de la ligne de crête

et sont inhibées au-dessus de la structure EBG. Le motif circulaire du champignon est conçu selon [64] pour avoir une bande interdite qui couvre la bande Ka (26,5-40 GHz). Elle est réalisée par un diamètre de 1,5 mm, mise à la terre par une broche de 0,762 mm de hauteur et de 0,375 mm de diamètre, et la périodicité correspond à 1,7 mm. La deuxième couche est un substrat RT/duroïde 5880 avec $\epsilon_r=2,2$ et 0,508 mm d'épaisseur, qui est utilisé comme espaceur pour maintenir un espace d'air constant sur le dessus des cellules de champignon avec la plaque métallique supérieure. Une ligne de transition de 50 Ω -Microstrip est située au bas de la deuxième couche pour transférer la puissance d'entrée vers la ligne de transmission. Il convient de mentionner que la ligne 50 Ω - Microstrip n'est utilisée qu'à des fins de mesure. La troisième couche est un substrat RO3003 d'une épaisseur de 0,254 mm. Sur cette couche, une fente de couplage rectangulaire est gravée sur sa face inférieure avec une longueur de 2,625 mm et une largeur de 0,4 mm pour coupler l'énergie dans le DRA. La face supérieure de cette couche n'a pas de revêtement conducteur. La fente agit comme une source quasi-TM et est utilisée pour alimenter le DRA. Le DRA utilisé ici à une forme cylindrique de 1,53 mm de rayon et une hauteur de 2,921 mm et est fabriqué en Rogers RT/duroid 6010 avec une permittivité de 10,2. En fait, des paramètres tels que la longueur et la largeur de l'ouverture de couplage et les caractéristiques du DRA (dimension, constante diélectrique et forme), sont des paramètres clés pour contrôler la fréquence de résonance. La performance de l'antenne proposée est optimisée dans la bande Ka et fournit une direction de faisceau principal à 0° et un gain réalisé de 5,36 dBi à 28 GHz.

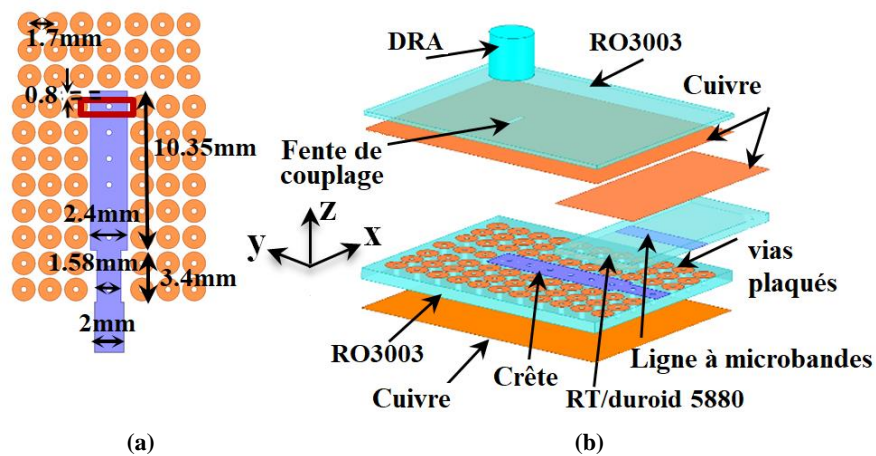


Fig. 5.1 : Configuration du RGDR (a) Sous la fente et (b) Vue de côté.

5.2.2. Unité-cellule FSS

Pour concevoir une surface périodique utilisée pour la commutation des faisceaux d'antenne dans la bande Ka, nous devons concevoir une structure de FSS qui, tout d'abord, fonctionne dans son mode de réflexion lorsqu'une onde incidente excite spatialement l'élément et qui a une conception simple. La FSS en boucle

est une structure indépendante de la polarisation, supportant les polarisations horizontale, verticale et circulaire. D'autre part, parmi le groupe d'éléments de type boucle des structures FSS, la boucle carrée est l'élément le plus approprié à traiter car d'autres éléments, en particulier la boucle circulaire, nécessiteront une fabrication plus précise [65]. De plus, dans ce chapitre, nous avons utilisé des formes de boucles carrées pour concevoir la cellule unitaire FSS souhaitée, comme le montrent les figures 5.2(a) et (b). Dans cette structure, puisque pour la déviation du faisceau, le FSS doit être opaque à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (28 GHz), une bande mince parfaitement conductrice est placée à l'endroit où le champ électrique est maximal dans la pièce carrée à fentes de la plaque supérieure pour supprimer l'effet capacitif entre les conducteurs pertinents. Ainsi, la capacité est annulée en court-circuitant les conducteurs adjacents à l'aide d'une bande de $0,5 \text{ mm} \times 0,2 \text{ mm}$ dans la direction y , comme le montre la figure 5.2(a). Les minces bandes conductrices sont appelées "anneau de polarisation" car elles annulent la composante de polarisation verticale du champ électrique incident en supprimant la capacité entre les conducteurs verticaux [65]. Par conséquent, la boucle à fentes carrées classique sur la plaque supérieure de la cellule unitaire proposée pour le FSS est modifiée pour résonner uniquement pour les ondes entrantes polarisées horizontalement et rejeter les ondes polarisées verticalement. La figure 5.2(c) illustre les paramètres de diffusion qui montrent le comportement de réflexion dans la bande Ka. L'unité-cellule FSS imprimée sur les deux faces, est composée d'un patch carré en forme de C fendu sur la couche supérieure et d'une bande carrée sur la face inférieure du substrat Rogers 4003C avec $\epsilon_r = 3,38$, tangente de perte $\delta = 0,0027$, et l'épaisseur de $h=0,508 \text{ mm}$. Pour extraire les paramètres de la FSS, les conditions limites PMC et PEC sont assignées dans les plans xoy et xoz , respectivement. De plus, deux ports sont situés sur les plans $yozy$.

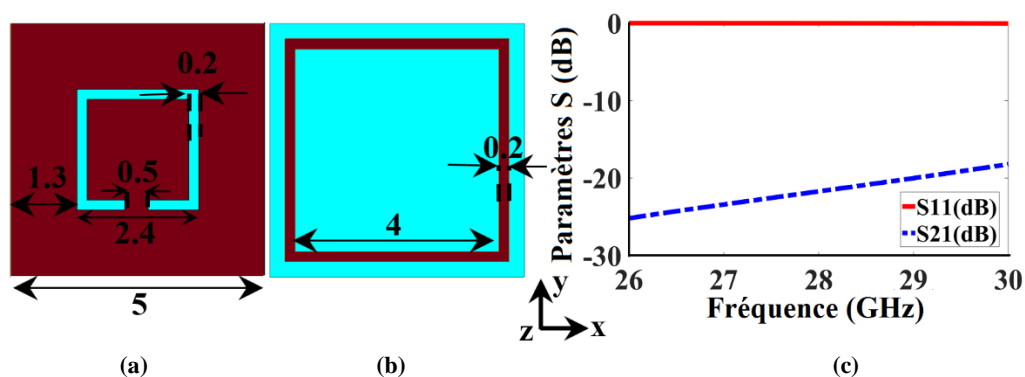


Fig. 5.2 : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous, et (c) simulation des paramètres S de la cellule unitaire du FSS (les dimensions sont en mm).

5.3 Commutation de faisceau RGDRA

La configuration d'antenne proposée avec une charge FSS, illustrée à la Fig. 5.3 (a), est une structure améliorée de l'antenne introduite dans [54] pour les applications en ondes millimétriques, car dans les bandes de fréquences élevées, l'antenne alimentée par la ligne de transmission microbande souffre d'un affaiblissement élevé sur le trajet en espace libre, ce qui dégrade l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Comme expliqué dans la section précédente, le chargement de la cellule unitaire FSS proposée sur l'antenne a la capacité d'incliner le faisceau de l'antenne dans la bande Ka. À cette fin, deux réseaux de cellules unitaires 3×3 FSS sont fixés au milieu d'un DRA à double alimentation en insérant à l'intérieur des découpes rectangulaires qui sont gravées dans les deux parois verticales sur deux côtés de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement normalisés du DRA chargé par deux couches FSS et alimenté par différents ports dans le plan xoz sont illustrés sur la figure 5.3 (b). Les résultats prouvent que lorsque le port 1 est excité et que le port 2 se termine par une charge de 50-Ohm, le rayonnement du faisceau s'incline de $+75^\circ$ par rapport à la direction de la face large. Inversement, lorsque le port 2 est excité et que le port 1 se termine par une charge de 50Ω , le diagramme de rayonnement se dévie à -75° . Ainsi, avec cette configuration, la commutation électronique du faisceau est possible. De plus, une amélioration du gain d'environ 2,84 dBi est observée dans les deux configurations par rapport au cas sans charge. Une autre caractéristique intéressante de cette structure est le fait que lorsque les deux entrées sont excitées en même temps, le double faisceau de rayonnement est généré comme le montre la figure 5.3 (b).

Pour déterminer comment un nombre différent de couches FSS affecte la performance de l'antenne dans le plan H, une étude paramétrique a été réalisée comme le montre la figure 5.4. Ces résultats indiquent que lorsque le port 2 est activé et le port 1 désactivé, le chargement d'une couche FSS augmente le gain d'antenne de 2 dBi (de 5,36 à 7,43 dBi) et incline le faisceau principal de -61° par rapport au cas non chargé. En ajoutant la deuxième couche FSS, on obtient un angle d'inclinaison de -75° et un gain de 8,2 dBi. En outre, les résultats de la simulation montrent que le chargement de trois couches FSS produit un diagramme de rayonnement à large faisceau avec un gain de 7,5 dBi, qui peut être utilisé dans des applications nécessitant une large couverture. Le chargement de quatre dalles FSS donne le diagramme de rayonnement le plus étroit et l'angle d'inclinaison du faisceau le plus faible (-50°). Étant donné que le diagramme de rayonnement à faisceau étroit est le cas le plus courant étudié dans les recherches publiées précédemment sur les antennes à commutation de faisceau utilisant les FSS [66], et qu'un angle d'inclinaison plus élevé est souhaité dans ce travail, le cas avec deux couches FSS est considéré comme une conception optimale. En outre, la figure 5.4 (b) montre que l'adaptation des antennes est relativement insensible au nombre de couches.

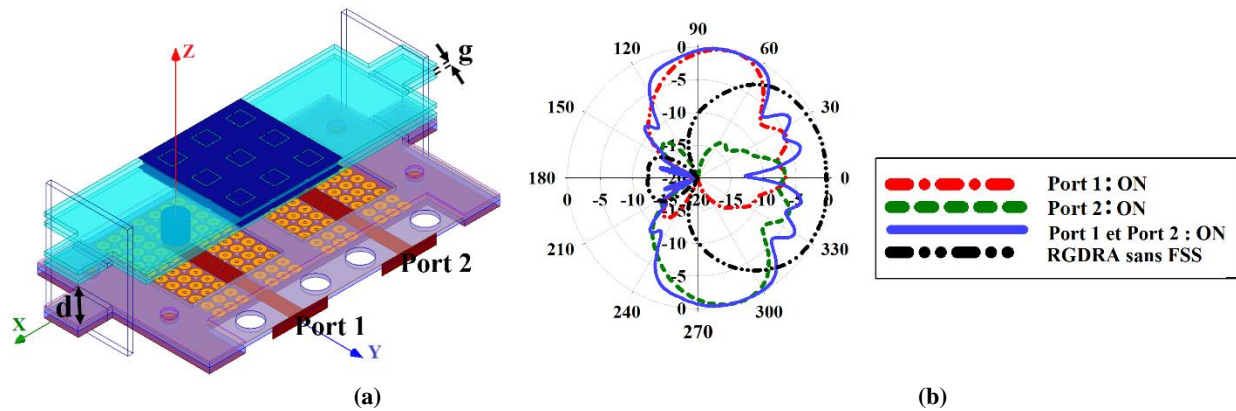


Fig. 5.3 : (a) Géométrie de la RGDR à double alimentation proposée, et (b) simulation de diagrammes de rayonnement normalisés alimentés par différents ports dans le plan xoz à 28 GHz.

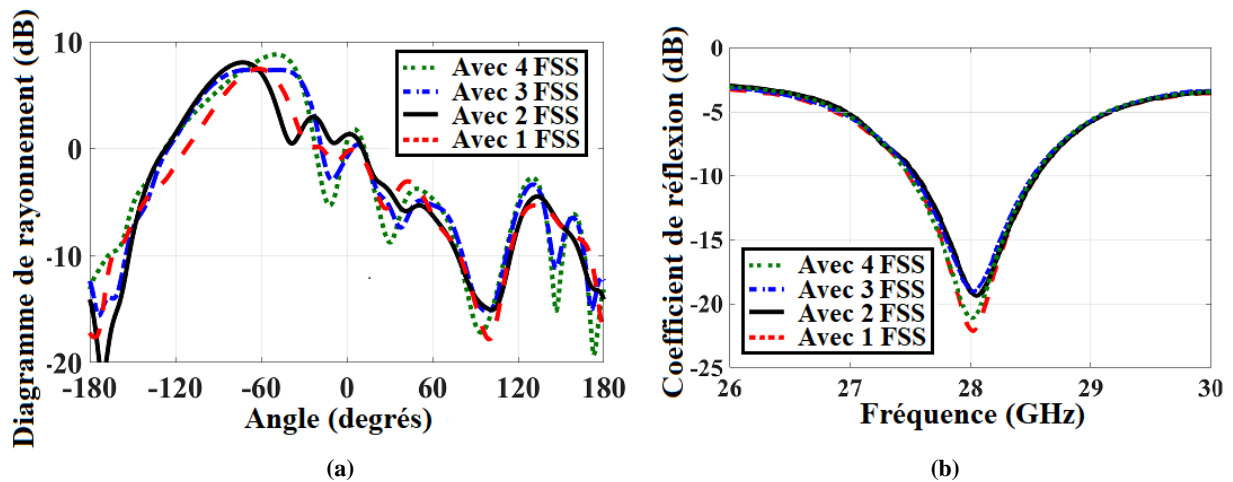


Fig. 5.4 : Simulation (a) du diagramme de rayonnement et (b) du coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec un nombre différent de couches FSS à 28 GHz.

L'un des défis de ces structures d'antenne est de déterminer la valeur optimale de l'espace entre la couche PRGW et la couche FSS (paramètre d comme indiqué sur la figure 5.3 (a)) et le nombre de FSS dans chaque dalle. Une étude a été menée pour trouver le nombre optimal de rangées de FSS dans chaque dalle vers la direction x . La figure 5.5 indique que l'augmentation du nombre de rangées de 1 à 5 a le plus d'impact sur l'angle d'inclinaison du faisceau principal et le gain réalisé. Comme le montre la figure 5.5, la meilleure performance est obtenue pour 3 rangées de FSS. D'autre part, les résultats montrent que l'augmentation de la distance d améliore le niveau de correspondance. Cependant, lorsque la correspondance s'améliore, le gain diminue. Les graphiques ne sont pas présentés par souci de concision. En considérant les effets étudiés de d sur la caractéristique de l'antenne, comme une solution de compromis, nous avons donc considéré d comme 4,821 mm, pour continuer en raison de ses meilleures performances. En outre, l'écart (g) entre les couches du FSS peut être déterminé par :

$$g = \frac{\lambda_0}{4} \times \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

où ϵ_r est la constante diélectrique du substrat de l'antenne, et λ_0 est la longueur d'onde du signal dans l'espace libre [67]. On peut voir qu'à 28 GHz, la valeur calculée de l'entrefer (g) par l'équation (1) est de 0,85 mm, ce qui est légèrement différent de la valeur correspondante de 0,89 mm, obtenue à partir de l'analyse de simulation. Les paramètres d et g sont tous deux indiqués sur la figure 5.3(a). Le mode fondamental $HEM_{11\delta}$ est excité due à l'excitation de l'antenne DRA avec une fente au centre [68]. Le mécanisme d'amélioration du gain est basé sur le phénomène selon lequel les cellules unitaires de la FSS agissent comme un superstrat de surface partiellement réfléchissant, qui fonctionne comme une cavité d'air par rapport au bord du plan de masse. Ainsi, l'onde émanant de la DRA serait réfléchiée à la surface de la FSS, ce qui entraîne une amélioration du gain. La distribution du champ électrique dans le plan xoz lorsque le port 2 est excité avec et sans couches FSS à 28 GHz est illustrée dans les figures 5.6 (a) et (b), respectivement. Il est clair que la distribution du champ électrique de l'antenne est complètement modifiée en présence de la structure FSS. En d'autres termes, la structure FSS proposée fonctionne comme un réflecteur et est capable de rediriger le faisceau principal du DRA dans la direction opposée des FSS proposés.

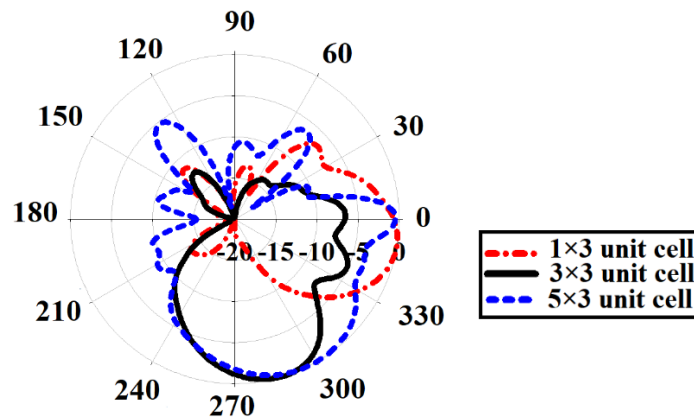
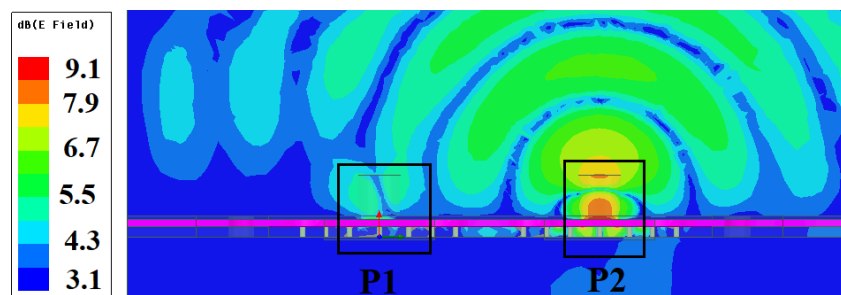


Fig. 5.5 : Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne pour un nombre différent de rangées de FSS sur chaque dalle à 28 GHz.



(a)

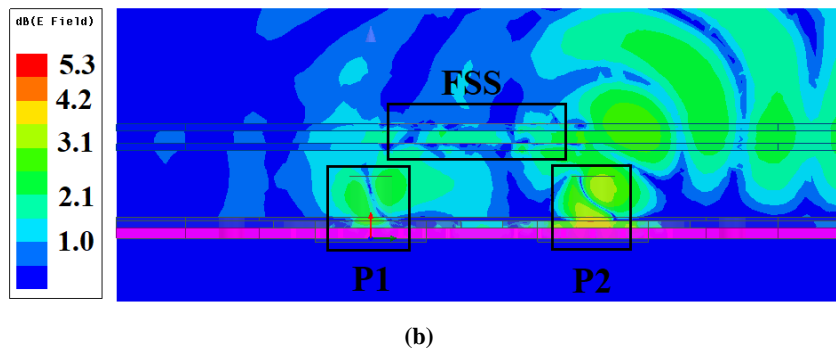


Fig. 5.6 : Distribution du champ électrique dans le plan xoz lorsque le port 2 est excité (a) sans et (b) avec chargement du FSS à 28 GHz.

5.4 Résultats expérimentaux

Pour démontrer la validité de l'antenne à commutation de faisceau présentée, un prototype a été fabriqué et mesuré. La photo de l'antenne fabriquée est présentée à la figure 5.7. Deux couches 3×3 FSS sont fixées sur le DRA à double alimentation en utilisant des supports pour maintenir la distance requise entre l'antenne et les couches FSS. Les vias métalliques de la structure sont remplacés par des trous de métallisation, et la seconde couche de la PRGW est constituée de 50Ω -Microstrip line sur la plaque inférieure et de plan de masse sur la plaque supérieure, sont allongés de 5 mm pour supporter le connecteur coaxial de 2,92 mm de bout de ligne. La mesure du diagramme de rayonnement a été effectuée dans une chambre anéchoïque compacte. L'antenne à cornet est utilisée comme émetteur au point focal du réflecteur pour convertir les ondes sphériques en ondes planes vers l'antenne testée (AUT) en mode réception.

Les paramètres S mesurés de l'antenne avec et sans couches FSS sont représentés sur la figure 5.8. L'analyseur de réseau Agilent 8722ES est utilisé à des fins de mesure. Les résultats montrent que le chargement des couches FSS sur l'antenne DRA a un effet négligeable sur le coefficient de réflexion de l'antenne, qui est meilleur que -10 dB à la bande 28 GHz. De plus, pour comprendre l'effet de couplage, le S_{21} a été mesuré et illustré sur la figure 5.8 qui montre une magnitude de -33 dB à 28 GHz. Elle montre la quantité d'énergie absorbée dans le port 2 lorsque la puissance est rayonnée à partir du port 1. Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne à commutation de faisceaux avec et sans couches FSS dans le plan xoz à 28 GHz, lorsque différents ports sont excités, sont présentés à la figure 5.9. La configuration de mesure en champ lointain est ajustée en déplaçant l'antenne avec l'antenne à cornet uniquement dans l'hémisphère supérieure de -120° à $+120^\circ$ en raison de la limitation du système. Lorsque le port 1 est excité et que le port 2 est terminé par une charge de 50Ω , la Fig. 5.9 (a) indique que le faisceau principal s'incline vers la direction $+77^\circ$. L'inverse s'applique lorsque le port 2 est excité et que le port 1 est terminé par une charge de 50Ω , le faisceau principal s'incline dans la direction de -77° , comme le montre

la figure 5.9 (b). Comme analysé dans la dernière section, les ondes EM émises par le DRA se propagent vers la direction opposée des couches du FSS. Il est donc vérifié que la structure FSS proposée présente un comportement de "réflecteur" et est capable d'incliner la direction de propagation du faisceau maximum du DRA. Les résultats indiquent qu'il y a un bon accord entre les résultats de la simulation et ceux des mesures. La légère différence entre les résultats de simulation et de mesure est probablement due à la tolérance de fabrication et à la flexion ou au déplacement des couches de substrat pendant les mesures.

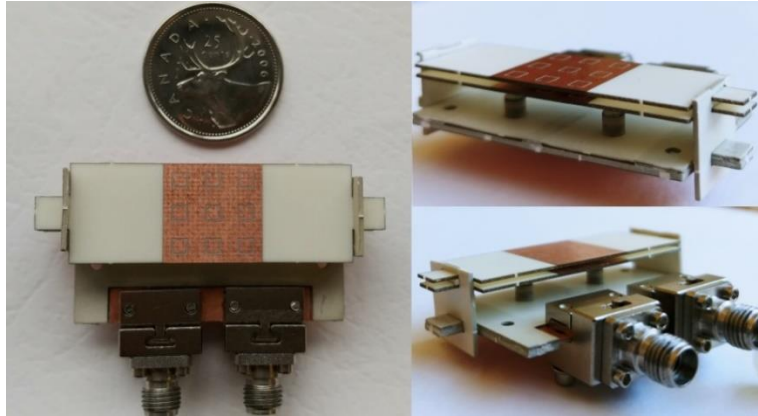


Fig. 5.7 : Photographie de l'antenne fabriquée

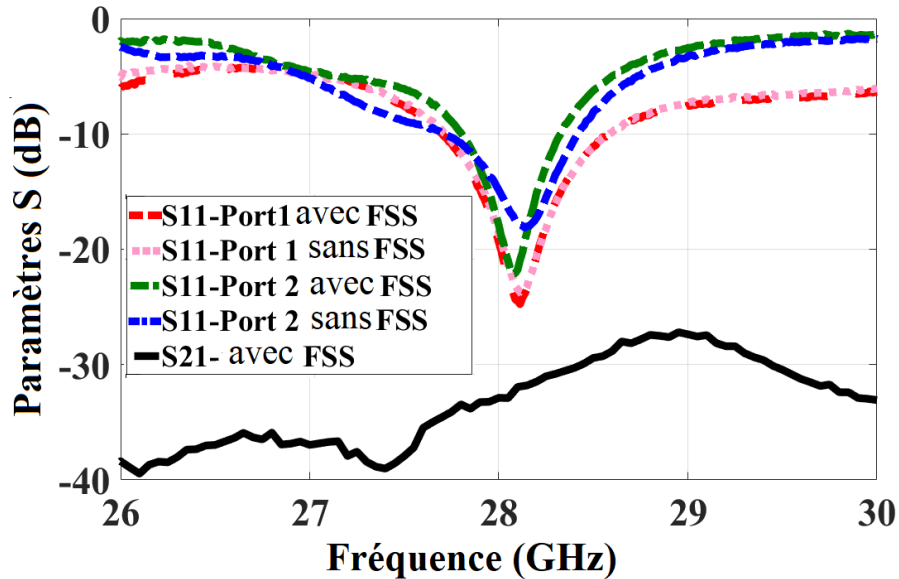


Fig. 5.8 : Les paramètres S mesurés du double RGDRA avec et sans FSS lorsque différents ports sont excités.

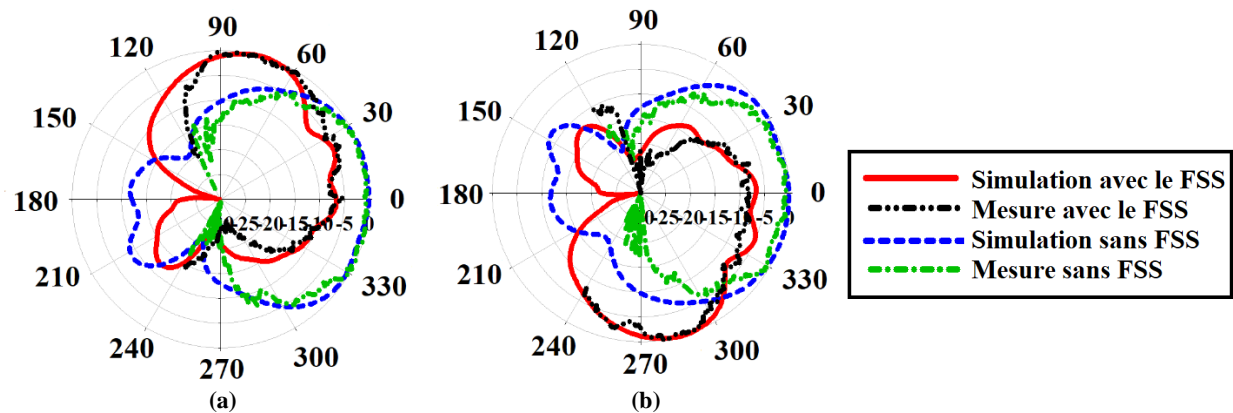


Fig. 5.9 : Simulation et mesure des diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne proposée dans le plan H lorsque (a) le port 1 est excité et le port 2 est terminé et (b) le port 2 est excité et le port 1 est terminé à 28 GHz.

Le gain d'antenne (G_{AUT}) est mesuré en utilisant la méthode de comparaison de gain avec la mesure de la puissance reçue de l'antenne cornet de référence (P_{GS}) et de l'antenne DRA chargée par le SFS (P_{AUT}) comme le montre la figure 5.10, puis le gain est calculé en tenant compte de la différence entre les puissances reçues en utilisant cette expression :

$$G_{AUT} = G_{GS} + 10\log\left(\frac{P_{AUT}}{P_{GS}}\right) \quad (2)$$

où G_{GS} est le gain de l'antenne cornet standard [52]. La figure 5.11 montre le gain réalisé simulé et mesuré de l'antenne sans et avec chargement du FSS lorsque le port 2 est excité et le port 1 est chargé par 50Ω . Elle montre qu'un gain de crête mesuré de 8,76 dBi, avec une amélioration du gain de 3,16 dBi, a été obtenu grâce à la charge du FSS. L'efficacité de rayonnement simulée lorsqu'un réseau de FSS est intégré devant les radiateurs correspond à 93 % à 28 GHz. Le tableau 5.1 présente l'évaluation des performances de ces travaux par rapport aux travaux précédemment publiés dans la littérature pour les applications de commutation de faisceaux utilisant des structures périodiques. L'antenne proposée dans ce chapitre est mise en œuvre à l'aide de la technologie PRGW qui présente de faibles pertes aux fréquences des ondes millimétriques par rapport aux antennes alimentées par la ligne de transmission, puisque l'onde se propage à l'intérieur de l'entrefer au lieu d'être diélectrique. Dans ce travail, la mise en œuvre de deux couches FSS a permis d'obtenir un angle d'inclinaison du faisceau plus élevé et une amélioration du gain plus importante par rapport à la structure présentée dans [54] qui utilise 5 couches et [1] qui utilise 2 couches. De plus, dans [46], cinq couches verticales de dalles de métamatériau sont utilisées pour dévier le faisceau, ce qui rend l'antenne complexe et volumineuse, tandis que le prototype présenté dans ce chapitre présente moins de complexité en termes de fabrication et de mesures. Dans [27], l'auteur a atteint $+28/-24$ degrés d'inclinaison du faisceau en faisant tourner une couche de FSS sous une antenne Yagi-Uda. Cependant, il nécessite un cadre mécanique et réduit le gain de l'antenne en faisant tourner la couche FSS.

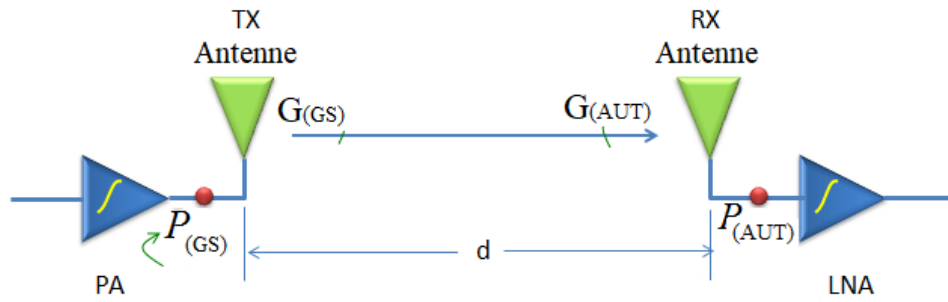


Fig. 5.10 : Schéma de la mesure du gain d'antenne en utilisant la méthode de comparaison du gain.

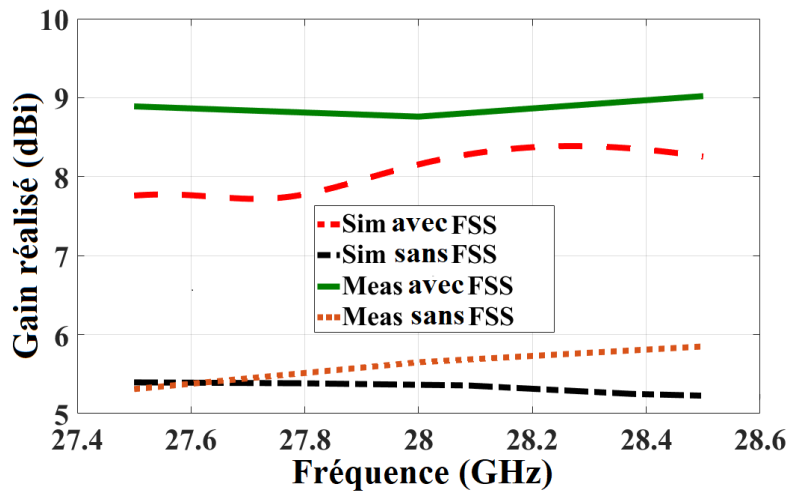


Fig. 5.11 : Gain réalisé mesuré et simulé de l'antenne avec et sans couches FSS.

Tableau 5.1 : comparaison avec des ouvrages publiés précédemment

Réf.	Désigné Fréquence	Inclinaison du faisceau	Gagnez amélioration	Structure	Technologie
[54]	5 GHz	$\pm 38^\circ$	1 dBi	DRA à double alimentation chargé par 4 couches de métamatériaux	Ligne à microbandes
[1]	28 GHz	-38°	3 dBi	Vivaldi chargé par un FSS à deux couches	Ligne à microbandes
[46]	3,5 GHz	$\pm 32^\circ$	5 dBi	Double nœud papillon chargé par cinq couches de DGR	Ligne à microbandes
[27]	30 GHz	$+28^\circ/-24^\circ$	0,6/-0,3 dBi	Yagi-Uda chargé par une couche du FSS	Ligne à microbandes
Ce travail	28 GHz	$\pm 77^\circ$	3,16 dBi	Double alimentation DRA chargée par deux couches FSS	PRGW

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une structure de commutation de faisceaux à 28 GHz composée d'une double antenne DRA alimentée par PRGW et de deux couches FSS placées dans le désaxe des DRA a été présentée. La FSS est conçue pour fonctionner comme un réflecteur et dévier le diagramme de rayonnement des DRA.

La structure proposée a été fabriquée et testée. Les diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne à commutation de faisceau proposée ont montré qu'en excitant chaque antenne alors que l'autre est chargée par 50Ω , le faisceau principal peut être incliné de $\pm 77^\circ$ dans le plan H à 28 GHz avec une amélioration du gain de 3,16 dBi alors que le coefficient de réflexion est meilleur que -10 dB. Il y a un bon accord entre les résultats simulés et mesurés, ce qui fait de l'antenne un candidat intéressant pour les applications pratiques 5G.

CHAPITRE. 6.

Antenne dipôle magnéto-électrique à double source complémentaire chargée de résonateurs en anneau divisé

6.1 Introduction

Récemment, les fréquences en ondes millimétriques (mm) ont attiré l'attention du monde entier en raison de la demande de larges bandes passantes opérationnelles (BW), nécessaires aux communications mobiles de cinquième génération (5G). La bande Ka de 26,5 à 40 GHz est l'une des bandes de fréquences prometteuses en 5G pour les applications de diffusion vidéo en continu et d'Internet des objets (IoT) [43], [69-70]. Cependant, la perte de propagation due à l'absorption atmosphérique à ces fréquences est importante par rapport aux fréquences plus basses avec des longueurs d'onde plus importantes. Pour résoudre ce problème, les concepteurs d'antennes se sont concentrés sur la conception d'antennes à gain élevé. L'antenne proposée est supposée être intégrée dans des systèmes sans fil portables, tels que des téléphones portables. Par conséquent, ces antennes devraient être conçues avec un rendement élevé, un gain élevé et une large bande passante. Différentes approches ont déjà été rapportées pour concevoir des antennes à gain élevé et à large bande passante fonctionnant dans des bandes de fréquences millimétriques (71). Par exemple, les auteurs de [72] ont intégré un superstrat diélectrique perforé sur une antenne à patches diélectriques carrés denses 2×2 avec un gain maximum de 16 dBi. Cependant, la largeur de bande en termes d'impédance n'est que de 15,4 % dans la gamme de fréquences de 26,5 à 30,8 GHz, ce qui ne convient pas aux applications 5G. Une antenne patch à couplage d'ouverture avec une couche superstrate a été conçue à 60 GHz pour obtenir un gain maximal de 14,6 dBi [73]. Néanmoins, la largeur de bande d'impédance ne correspond qu'à 6,8%. Plus important encore, une ligne microbande a été utilisée pour alimenter l'antenne dans les bandes d'ondes millimétriques, ce qui entraîne davantage de pertes. Pour contourner ce problème et obtenir un meilleur rendement, une antenne Vivaldi ondulée alimentée par une ligne de guide d'ondes intégrée au substrat (SIW) fonctionnant dans la bande Ka a été proposée dans [74], dont le gain maximum correspond à 13,2 dBi à 34 GHz. Cependant, l'antenne est encombrante et présente un SLL élevé. La ligne de transmission à guide d'ondes à fente, qui présente des propriétés remarquables de faible perte aux fréquences des ondes millimétriques, a été introduite dans [59], [75-78] pour surmonter le problème du bon

contact électrique et pour atteindre une efficacité supérieure à celle des lignes à microbandes et de la technologie SIW.

Le guide d'ondes à fente de crête imprimée (PRGW) est une technologie légère et peu coûteuse qui a récemment été utilisée pour améliorer les performances des antennes à ondes millimétriques. Diverses antennes directives et réseaux basés sur le PRGW ont été proposés avec un gain élevé et des caractéristiques de large bande d'impédance. Une cavité Fabry-Perot FSS à double couche avec PRGW à 60 GHz a été introduite en [79], où l'antenne a une largeur de bande d'impédance de 20,4 %, une largeur de bande de gain de 3 dB de 12,2 % et un gain maximal de 15,6 dBi à 60 GHz. Cependant, la hauteur de l'antenne correspond à 1,6 longueur d'onde (λ) à 60 GHz, ce qui est encombrant. Pour augmenter le gain de l'antenne, les auteurs de [80] ont proposé un réflecteur quasi-courbé excité par une ligne SIW. Néanmoins, le gain maximum est de 17,6 dBi à 60 GHz, la hauteur de l'antenne est de 1λ , la largeur de bande d'adaptation correspond à 24%, et la largeur de bande de gain de 3 dB est de 12%. Pour améliorer encore la largeur de bande de gain de 3 dB, une antenne dipôle magnéto-électrique (ME) avec une ligne d'alimentation PRGW en forme de fourche chargée de trois couches de résonateurs à anneau fendu (SRR) a été introduite en [43]. L'antenne proposée a une largeur de bande de gain de 24,2% à 3 dB, une largeur de bande d'adaptation d'impédance de 34% et un gain maximum de 11,8 dBi.

Pour améliorer encore l'adaptation d'impédance et la largeur de bande de gain de 3 dB, qui est cruciale pour les applications 5G en ondes millimétriques, ces travaux utilisent la technique des sources complémentaires doubles (DCS) proposée dans [81]. L'antenne dipôle DCS-ME proposée est réalisée par deux dipôles magnétiques constitués de deux paires de fentes avec une séparation de $0,75\lambda$ (à 30 GHz) et deux dipôles électriques constitués de quatre patchs qui sont connectés au plan de masse à l'aide de vias, comme l'illustre la figure 6.1. Une ligne de transmission en forme de fourche basée sur la PRGW est utilisée pour exciter l'antenne dipôle DCS-ME. De plus, pour augmenter encore le gain de l'antenne, trois couches de cellules unitaires 4×10 SRR sont situées symétriquement sur le dessus de l'antenne. Les couches SRR agissent comme un milieu mu-near zero (MNZ) et améliorent le gain de crête réalisé jusqu'à 14,2 dBi à 35 GHz, sans affecter le coefficient de réflexion de l'antenne et avec un SLL inférieur à -12 dB dans le plan H sur toute la bande de fréquences. Un prototype de l'antenne a été fabriqué et mesuré, permettant d'obtenir une adaptation d'impédance dans la gamme de fréquences de 24 à 40 GHz, avec une largeur de bande de gain de 3 dB de 40 % (26-39,8 GHz). L'antenne dipôle DCS-ME proposée offre une amélioration de 16 % de l'impédance et de la largeur de bande de gain de 3 dB, par rapport à l'antenne dipôle ME mentionnée dans [43], avec la même hauteur de $0,58\lambda$ dans le sens de la largeur, et une amélioration du gain de crête de 2,4 dBi.

6.2 Antenne dipôle DCS-ME

Récemment, l'antenne dipôle magnéto-électrique a attiré beaucoup d'attention en raison de ses caractéristiques avantageuses, telles qu'une large bande passante d'impédance, un rapport avant-arrière élevé et de faibles niveaux de polarisation croisée. Le concept d'une antenne ME-dipôle est basé sur l'excitation simultanée d'un dipôle magnétique et d'un dipôle électrique, ce qui permet d'obtenir des plans H et E identiques et des diagrammes de rayonnement stables [82]. Les conceptions de dipôle ME mises en œuvre par la technologie PRGW jusqu'à présent dans la littérature ont été considérées comme une seule source complémentaire, qui consiste en un dipôle électrique et un dipôle magnétique [43], [82], alors que le dipôle ME proposé alimenté par PRGW est considéré comme deux sources complémentaires. L'antenne dipôle DCS-ME peut atteindre simultanément un gain élevé et une large bande passante d'impédance. Elle a des diagrammes de rayonnement stables avec de faibles SLL dans toute la bande Ka, tout en maintenant un profil bas pour les applications 5G. Cette performance avancée ne peut pas être atteinte en même temps par les dipôles ME classiques.

6.2.1. Mécanisme de fonctionnement et conception

La vue 3D avec les dimensions détaillées de l'antenne dipôle DCS-ME alimentée par PRGW et chargée par un réseau à trois couches 4×10 de cellules-résonateurs à anneau fendu est présentée à la Fig. 6.1(a). L'antenne est constituée de quatre couches dont la première, la deuxième et la troisième sont Rogers 3003 et la quatrième couche est RT/duroid 6002 avec des permittivités relatives de 3 et 2,94, respectivement. Les structures en forme de champignon agissant comme des cellules de bande électromagnétique interdite (EBG) sont placées sur la première couche entourant le guide d'ondes imprimé de la crête, afin d'atténuer la propagation des ondes de surface de la crête dans des directions non désirées, comme le montre la figure 6.1(b). Les cellules EBG sont conçues conformément à [43] pour obtenir une bande d'arrêt de fréquence dans la bande Ka. Une ligne de transmission en forme de fourche est située sur la deuxième couche, comme le montre la figure 6.1(a), et ses dimensions sont illustrées sur la figure 6.1(b). La troisième couche est utilisée comme espacement pour maintenir un entrefer constant inférieur à un quart de longueur d'onde sur le dessus des cellules de l'unité champignon, avec la plaque métallique supérieure pour créer un EBG qui supporte une propagation quasi-TEM. Une ligne de transition à microbandes ($50\text{-}\Omega$) est située au bas de la troisième couche pour transférer la puissance d'entrée vers la ligne de transmission en forme de fourche. La plaque parallèle est le plan de base de la quatrième couche.

En général, les antennes à fente sont des structures résonantes, elles ont donc une bande passante d'impédance étroite. Pour augmenter la largeur de bande, une antenne ME-dipôle à double source

complémentaire est utilisée. L'antenne dipôle DCS-ME est mise en œuvre en utilisant deux fentes rectangulaires identiques $0.38\lambda \times 0.16\lambda$ ($3,8 \text{ mm} \times 1,6 \text{ mm}$) comme deux sources dipôles magnétiques avec une séparation de $L_s = 0.37\lambda$, qui sont gravées dans le plan de masse de la quatrième couche. La fréquence de conception a été choisie à 30 GHz. Les ondes électromagnétiques se propagent de la ligne d'alimentation vers la direction du côté large (z) avec une amplitude et une phase égales à travers ces fentes. En outre, quatre plaques horizontales de dimensions $0.44\lambda \times 0.16\lambda$ ($4,4 \text{ mm} \times 1,6 \text{ mm}$) sont imprimées sur la face supérieure de la quatrième couche. Chaque patch est relié à la terre par un via métallique vertical de rayon 0.068λ , comme le montre la figure 6.1(a). Il est à noter que pour former un dipôle électrique, la différence de phase entre les deux patchs mis à la terre doit être de 180 degrés.

Les Fig. 6.2 et 6.3 montrent les distributions actuelles sur les plages horizontales dans le plan xy et sur les vias verticales dans le plan zy , pour l'antenne DCS ME-dipôle proposée et l'antenne ME-dipôle avec une seule excitation présentée dans [43], respectivement. Dans les figures 6.2(a) et 6.3(a), la première couche de l'antenne proposée qui se compose des cellules unitaires EBG est cachée pour mieux illustrer les vecteurs de distribution du courant. Comme le montrent les Fig. 6.2(a) et (b), le courant sur chaque via vertical ou patch horizontal de l'antenne dipôle DCS-ME proposée a un courant analogue dans la direction opposée sur le côté opposé. Par conséquent, chaque paire de patchs mis à la terre se comporte comme un dipôle électrique plan. Ainsi, chaque fente et chaque paire de plaques mises à la terre se comportent comme une antenne dipôle magnéto-électrique à source complémentaire. Dans cette conception, deux des sources complémentaires sont alimentées en phase à l'aide de la ligne de transmission en forme de fourche mentionnée ci-dessus, formant ainsi une antenne dipôle magnéto-électrique à double source complémentaire (DCS-ME dipole). En outre, une analyse des distributions de courant sur les dipôles électriques aux fréquences supplémentaires de 26 GHz et 38 GHz, au-dessus et en dessous de la fréquence de conception, révèle une distribution similaire, où les courants sur les plaques horizontales sont dirigés en sens inverse, ce qui permet de vérifier que chaque paire de plaques mises à la terre agit comme un dipôle électrique planaire pour une large gamme de fréquences autour de la fréquence de conception de 30 GHz. Cependant, comme le montre la figure 6.3, le courant sur chaque passage vertical dans l'antenne dipôle ME présentée dans [43] a un courant analogue dans la même direction sur le côté opposé. Par conséquent, les plaques mises à la terre se comportent comme un dipôle électrique unique.

Les principes de fonctionnement de l'antenne dipôle ME originale [43] à excitation simple et de l'antenne dipôle ME proposée à double excitation sont illustrés sur les figures 6.4(a) et (b), respectivement. Le dipôle ME original a été interprété comme une source complémentaire unique composée d'un dipôle magnétique et d'un dipôle électrique, comme le montre la Fig. 6.4(a). Les deux dipôles sont colloqués et excités avec une phase et une amplitude égale. Dans ce chapitre, deux sources d'excitation sont utilisées dans la

conception d'une antenne dipôle DCS-ME basée sur la PRGW. Comme pour le dipôle ME classique, les deux parties verticales sont constituées de deux vias métalliques et des plaques rectangulaires sont connectées au plan de masse pour former un dipôle électrique. En utilisant deux sources d'excitation avec une certaine séparation, on peut obtenir deux dipôles magnétiques. En faisant varier la séparation entre les sources complémentaires, les caractéristiques du champ total de l'antenne peuvent être contrôlées et optimisées. Dans la structure présentée, la meilleure performance de l'antenne est obtenue avec une distance de $0,75\lambda$ (centre à centre) entre les deux sources d'excitation. L'antenne présentée dans ce travail est une double source complémentaire du dipôle ME original de [43] qui présente un gain plus élevé, tout en maintenant d'excellentes caractéristiques de rayonnement, y compris une large bande passante et un faible rayonnement dorsal.

Le coefficient de réflexion simulé et le gain réalisé de l'antenne à fente proposée avec et sans les dipôles électriques sont présentés sur la figure 6.5. On peut voir que l'adaptation d'impédance et le gain réalisé sont considérablement améliorés en chargeant les dipôles électriques en même temps que la PRGW. En considérant un niveau d'adaptation S11 de 10 dB, l'antenne proposée atteint une largeur de bande de 48% (24,5 - 40 GHz) et un gain maximum de 10,8 dBi, qui sont respectivement 20% et 2,6 dBi plus élevés que la largeur de bande et le gain maximum de l'antenne dipôle ME dans [43] avant que le SRR ne soit ajouté.

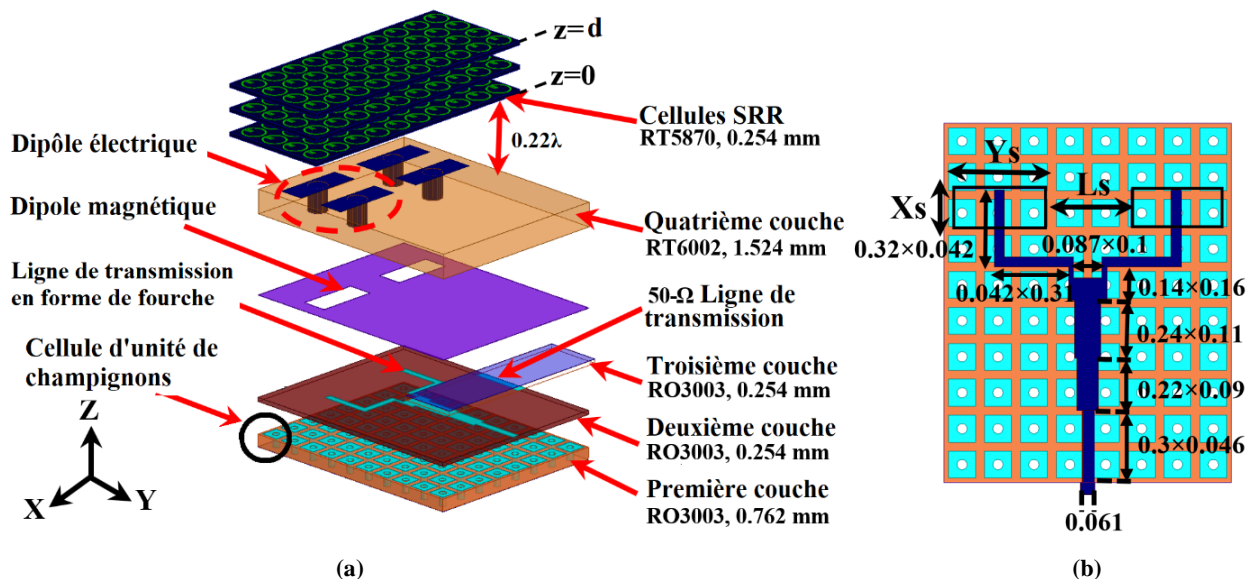


Fig. 6.1 : (a) Vue en 3D de l'antenne dipôle à double source complémentaire magnéto-électrique (DCS-ME) proposée, chargée de trois couches de SRR, et (b) géométrie du réseau d'alimentation sous les fentes (les dimensions sont en longueurs d'onde (λ) à 30 GHz).

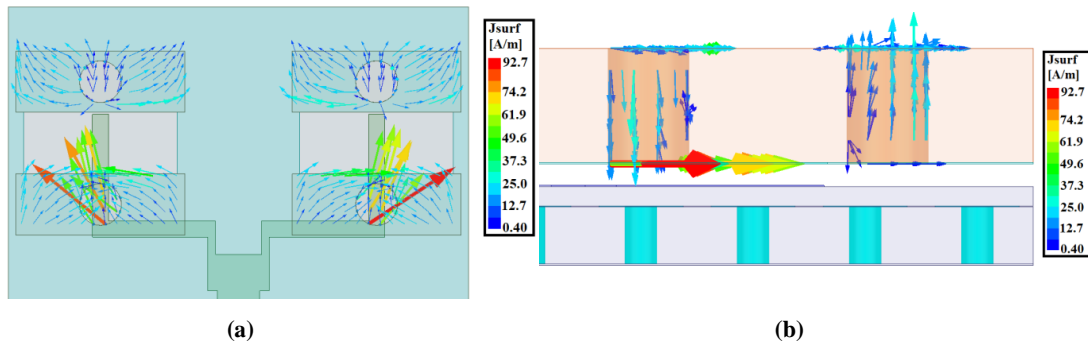


Fig. 6.2 : Distribution du courant sur les dipôles électriques dans (a) le plan xy , et (b) le plan zy de l'antenne dipôle DCS-ME présentée à 30 GHz.

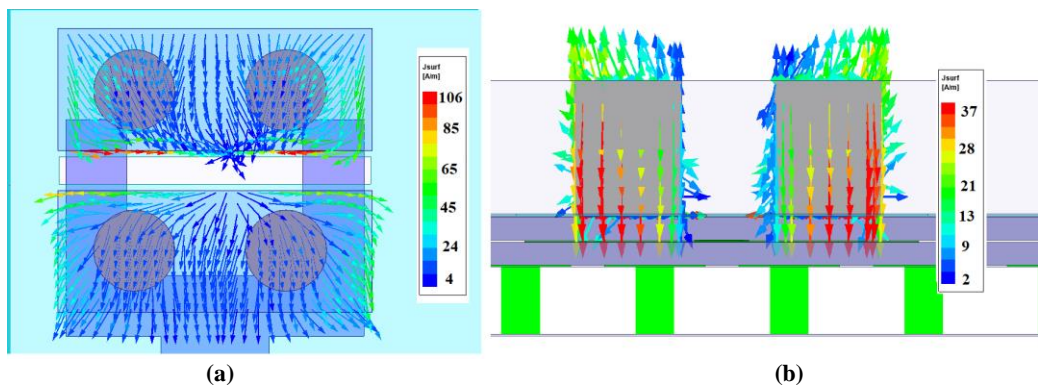


Fig. 6.3 : Distribution du courant sur le dipôle électrique dans (a) le plan xy , et (b) le plan zy de l'antenne dipôle ME présentée dans [43] à 30 GHz.

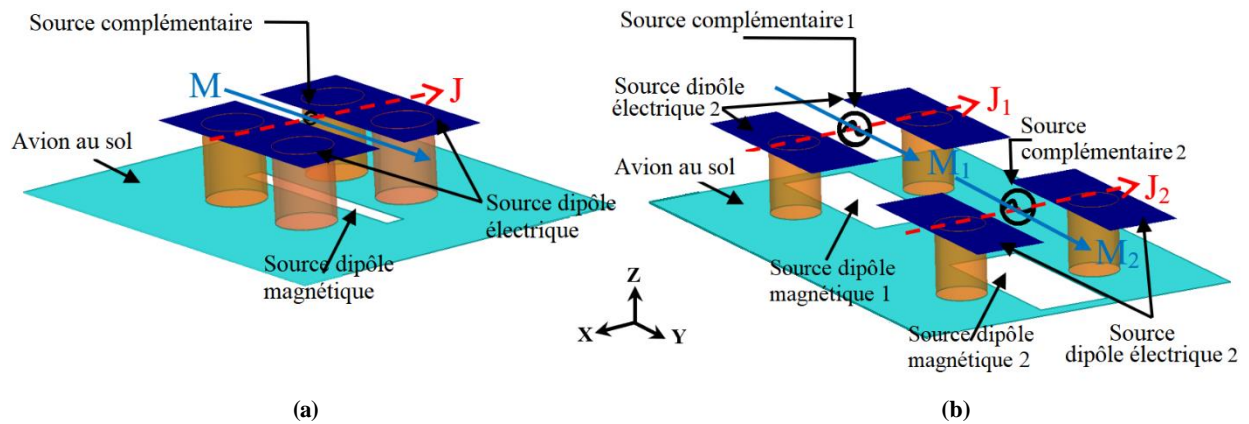


Fig. 6.4 : Principe de fonctionnement de (a) l'antenne dipôle magnéto-électrique originale à excitation simple utilisée dans [43], et l'antenne dipôle magnéto-électrique proposée à double excitation.

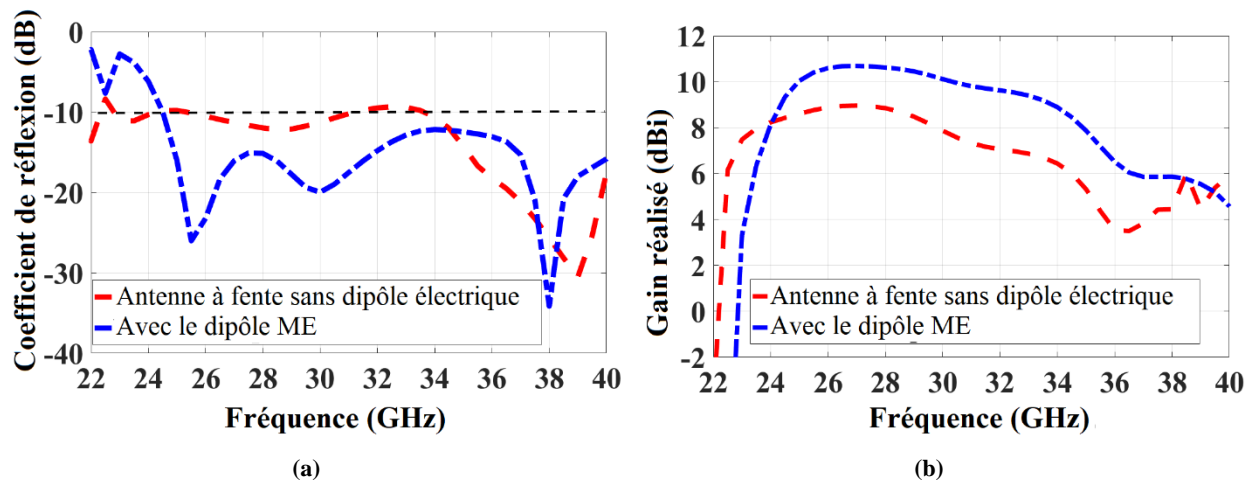


Fig. 6.5 : (a) Coefficient de réflexion et (b) gain réalisé de l'antenne proposée avec et sans les dipôles électriques.

6.2.2. Étude des paramètres géométriques

Pour comprendre l'impact des différents paramètres géométriques du dipôle ME sur le coefficient de réflexion et le gain réalisé, des études paramétriques des paramètres géométriques ont été effectuées en balayant l'un des paramètres alors que les autres étaient maintenus constants. Les résultats simulés pour les variations du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ et du gain réalisé de l'antenne sont représentés sur les figures 6.6 et 6.7, pour différentes valeurs de la taille des fentes de couplage (X_s , Y_s) et de la distance entre les fentes (L_s), respectivement. Comme le montre la figure 6.6, une bande passante en termes d'impédance de plus de 16 GHz peut être obtenue en accordant les X et les Y , alors qu'ils ont un effet mineur sur le gain réalisé. Comme le montre la figure 6.7, la distance L_s entre les fentes est le paramètre clé qui contrôle la largeur de bande d'impédance et la largeur de bande de gain, la valeur optimale étant $L_s = 3,7 \text{ mm}$ ($0,37\lambda$). En outre, pour comprendre l'effet des dimensions des fentes sur les performances de l'antenne, une autre étude paramétrique a été réalisée. Celle-ci a démontré qu'en faisant varier la largeur et la longueur des patches, l'adaptation d'impédance de l'antenne est principalement affectée et un effet négligeable a été observé sur le gain de l'antenne.

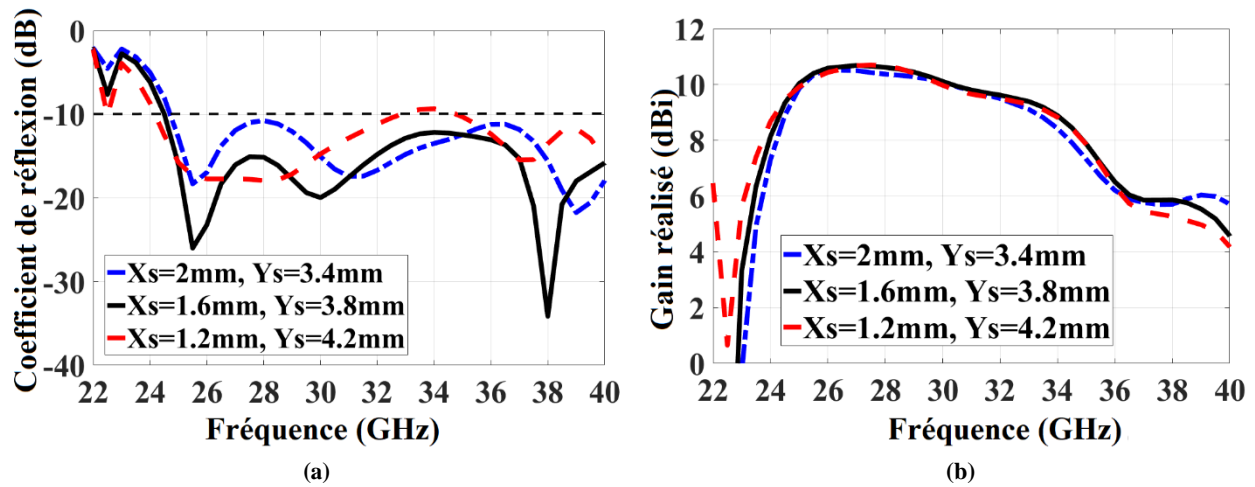


Fig. 6.6 : (a) Coefficient de réflexion et (b) gain réalisé de l'antenne dipôle ME pour différentes tailles de fente de couplage.

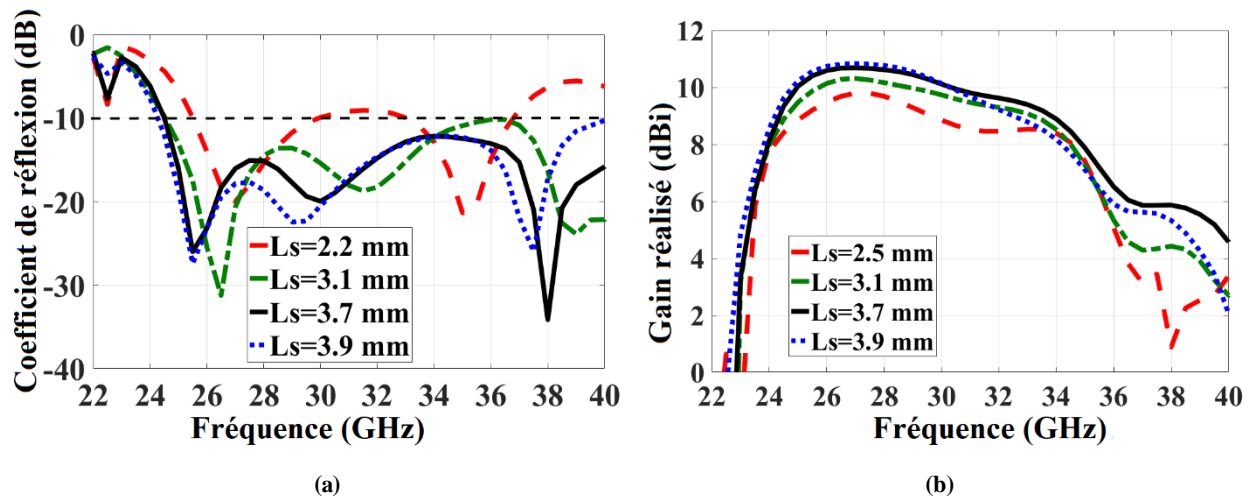


Fig. 6.7 : (a) Coefficient de réflexion et (b) gain réalisé de l'antenne dipôle ME pour différentes valeurs de la distance entre les fentes, L_s .

6.3 Conception des cellules de l'unité SRR

Pour améliorer encore le gain de l'antenne, un réseau de résonateurs en anneau divisé (SRR) a été intégré au sommet de l'antenne dipôle ME. Le SRR mis en œuvre doit avoir une large bande passante en raison de la faible valeur de perméabilité dans toute la bande Ka. La figure 6.8 montre la configuration du SRR proposé, qui est une forme modifiée du SRR utilisé dans [83]. La structure est imprimée sur une face d'un substrat RT/duroïde 5870 de 0,254 mm d'épaisseur avec une constante diélectrique relative de 2,33. Les dimensions de la cellule unitaire sont les suivantes : $r_1 = 0,65$ mm, $r_2 = 0,74$ mm, $d_1 = 0,5$ mm et $d_2 = 0,08$ mm. La figure 6.9 (a) montre les coefficients de réflexion et de transmission du SRR proposé, qui ont été extraits à l'aide du HFSS Ansys en appliquant des conditions limites PEC et PMC dans les plans xz et

xy de la cellule unitaire, respectivement, tandis que deux ports d'onde étaient situés dans les plans yz . La figure 6.9 (b) montre la perméabilité relative effective de la cellule unitaire proposée en fonction de la fréquence, où l'on peut observer que sa valeur est inférieure à un dans toute la bande Ka-. Par conséquent, le SRR agit comme un milieu mu proche de zéro (MNZ) dans la gamme de fréquences de la bande Ka, lorsque le champ H est normal à l'axe de la cellule unitaire du SRR.

Le mécanisme d'amélioration du gain est basé sur celui décrit dans [84-85], où un milieu epsilon proche de zéro a été placé devant une antenne à cornet pour obtenir une onde plane sur l'ouverture de l'antenne et améliorer le gain. Cela peut être appliqué ici de deux manières, en chargeant un milieu MNZ devant l'antenne dipôle ME, augmentant ainsi le gain en raison du faible déphasage sur l'ouverture de l'antenne. Cela peut s'expliquer par le calcul de la phase du coefficient de transmission total en termes de (d/λ) avec une faible perméabilité lorsque les ondes TE émanent de la source de l'antenne à travers les couches SRR. Le coefficient de transmission total est donné comme suit :

$$T = t_1 t_2 e^{(-jk_z d)} / (1 - r_2 e^{(-2jk_z d)}) t_1 t_2 e^{(-jk_z d)} \quad (1)$$

ou $k_z = \omega \sqrt{\mu_{MNZ} \times \epsilon_0} \sqrt{\mu_{MNZ} \times \epsilon_0}$ représente le nombre d'ondes dans la direction z et t_1 , t_2 et r correspondent respectivement aux coefficients de transmission et de réflexion de l'onde incidente à $z = 0$ et $z = d$, comme le montre la figure 6.1. Comme expliqué dans [86], si la phase du coefficient de transmission total donnée par (1) pour différentes valeurs de perméabilité (μ_{MNZ}) est calculée en fonction de l'épaisseur électrique de la dalle MNZ (d/λ), le déphasage est plus faible lorsque la valeur de perméabilité est inférieure à un. Par conséquent, la région MNZ offre une compensation de phase dans l'ouverture de rayonnement de l'antenne et augmente son gain.

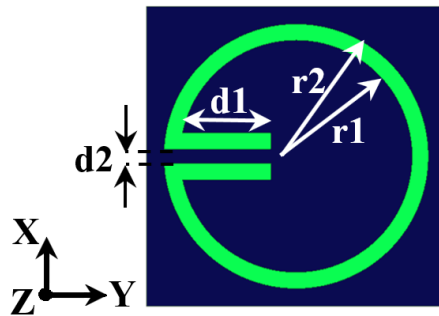


Fig. 6.8 : Géométrie de l'unité de résonateur à anneau fendu proposée - cellule.

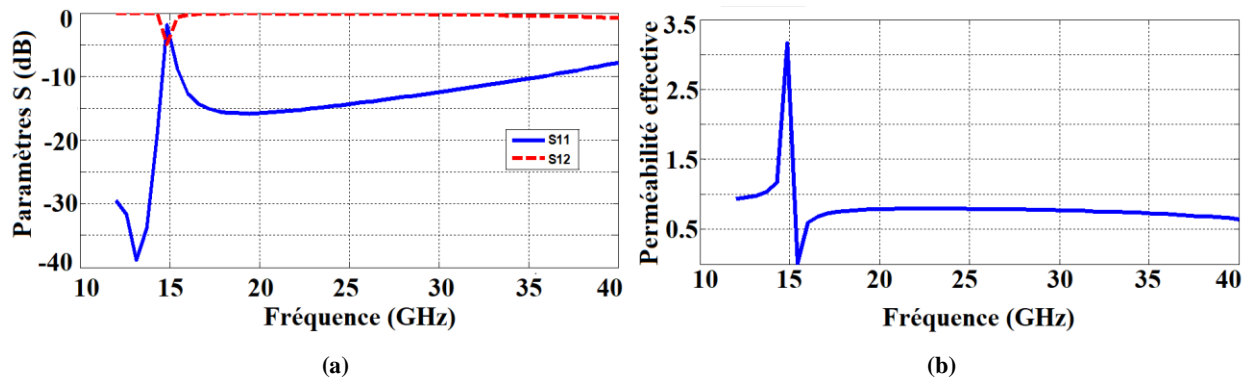


Fig. 6.9 : (a) Paramètres S et (b) Perméabilité relative effective de la cellule unitaire du SRR proposé.

6.4 Amélioration du gain d'antenne

Le dipôle DCS-ME peut être considéré comme une source quasi-TE, où le champ H est dans la direction de la propagation. Pour induire un courant sur le SRR et exciter la résonance magnétique lorentzienne, le champ H réalisé du dipôle électrique doit être polarisé perpendiculairement à l'axe des cellules unitaires du SRR (le long de la direction z). De plus, le champ E doit être polarisé le long du plan de la cellule unitaire (axe y). Par conséquent, pour améliorer le gain de l'antenne, trois couches composées chacune d'un réseau de cellules unitaires SRR 4×10 ont été montées symétriquement au-dessus de l'antenne, comme le montre la figure 6.1. L'ajout des couches SRR au dessus de l'antenne a non seulement pour effet d'augmenter son gain, mais aussi d'affecter son adaptation d'impédance ; par conséquent, la taille des couches SRR, leur nombre et leur séparation relative ont dû être optimisés. Ceci a été réalisé en utilisant l'outil d'optimisation HFSS ainsi que des études de paramètres géométriques.

Le superstrat SRR a été séparé du dipôle DCS-ME par un entrefer de 2,2 mm ($0,22\lambda$ à 30 GHz). Dans cette conception, la distance optimale entre les couches du SRR a été initialement choisie pour être de $0,08\lambda$ en utilisant les données de simulation initiales du HFSS. Pour trouver le nombre optimal de couches de SRR et maximiser le gain réalisé ainsi que la largeur de bande d'impédance, des études de paramètres géométriques ont été entreprises. Le coefficient de réflexion résultant et le gain réalisé de l'antenne en termes de nombre de couches SRR, sont présentés sur les figures 6.10 (a) et (b), respectivement. Selon la Fig. 6.10 (a), le chargement d'un SRR monocouche dégrade l'adaptation d'impédance dans la bande de fréquence inférieure. En revanche, le chargement de quatre couches entraîne une meilleure adaptation de l'impédance. Cependant, comme le montre la figure 6.10 (b), lorsqu'une seule couche est chargée sur l'antenne, on obtient une amélioration du gain allant jusqu'à 3,3 dBi dans la gamme de 27-38 GHz par rapport au cas sans charge. En outre, l'augmentation des couches SRR dans la direction z de 1 à 3 entraîne une amélioration du gain dans les bandes de fréquences supérieures (30-38 GHz). L'ajout de quatre couches

SRR ou plus dégrade le gain réalisé dans la bande supérieure. Compte tenu de l'adaptation des antennes et du gain réalisé, l'antenne à trois couches SRR a été choisie comme conception finale. En chargeant trois couches SRR sur le dessus de l'antenne, l'antenne est adaptée en dessous de 10 dB de 24-40 GHz, ce qui correspond à une largeur de bande d'adaptation de 50%. En outre, on obtient une largeur de bande de gain de 3 dB de 41% sur la gamme de fréquences de 25-38 GHz, avec un gain maximum réalisé de 14 dBi à 35,5 GHz, ce qui représente une amélioration du gain de 6,8 dBi par rapport au cas sans charge, comme le montre la figure 6.10 (b). L'un des défis de ces structures d'antenne est de déterminer l'espace entre les couches et le nombre de SRR dans chaque couche. Chaque couche est constituée de $m \times n$ SRR. Différentes valeurs de m ont été étudiées, et il a été constaté qu'une valeur supérieure à $m = 4$ ne modifiait pas de manière significative le gain maximal obtenu. En effet, une valeur de $m = 4$ couvre effectivement l'ouverture de l'antenne dipôle DCS-ME sous-jacente dans une dimension (dans la direction y). Par conséquent, pour $m = 4$, une étude a été menée pour trouver le nombre optimal de lignes de SRR (n) dans chaque couche. La figure 6.11 montre que l'augmentation du nombre de n de 6 à 12 a le plus d'impact sur le gain réalisé et la meilleure performance est obtenue pour $n = 10$ rangées de SRR. Par conséquent, le système final choisi était une matrice de 4×10 SRR. Enfin, si l'on augmente l'espace entre les couches de SRR (d), on obtient une augmentation correspondante du gain de l'antenne dans la bande de fréquences supérieure (30-37 GHz) et une meilleure adaptation d'impédance dans la bande de fréquences inférieure (25-30 GHz). Par exemple, si $d = 0,06\lambda$, le gain de crête résultant est de 12,7 dBi à 36 GHz. De plus, on observe que si l'écart est porté à $0,08\lambda$, le gain réalisé est amélioré jusqu'à 1,3 dBi. Par conséquent, pour obtenir le compromis le plus complet en termes de gain et d'adaptation d'impédance, $0,08\lambda$ (0,8 mm) a été choisi comme taille optimale de l'écart entre les couches.

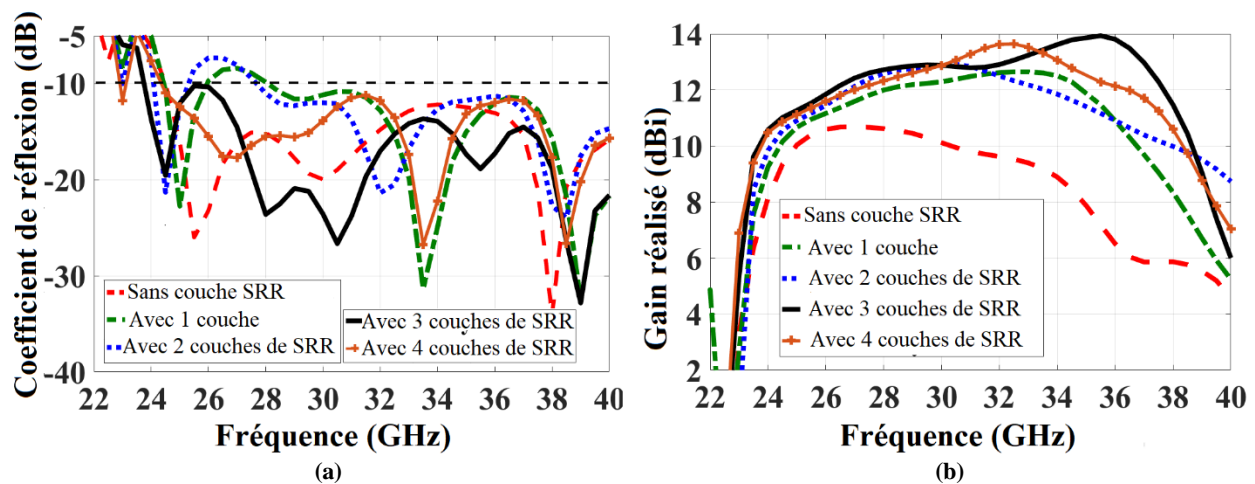


Fig. 6.10 : Coefficient de réflexion (a) simulé et (b) gain réalisé de l'antenne dipôle DCS-ME pour différents nombres de couches SRR.

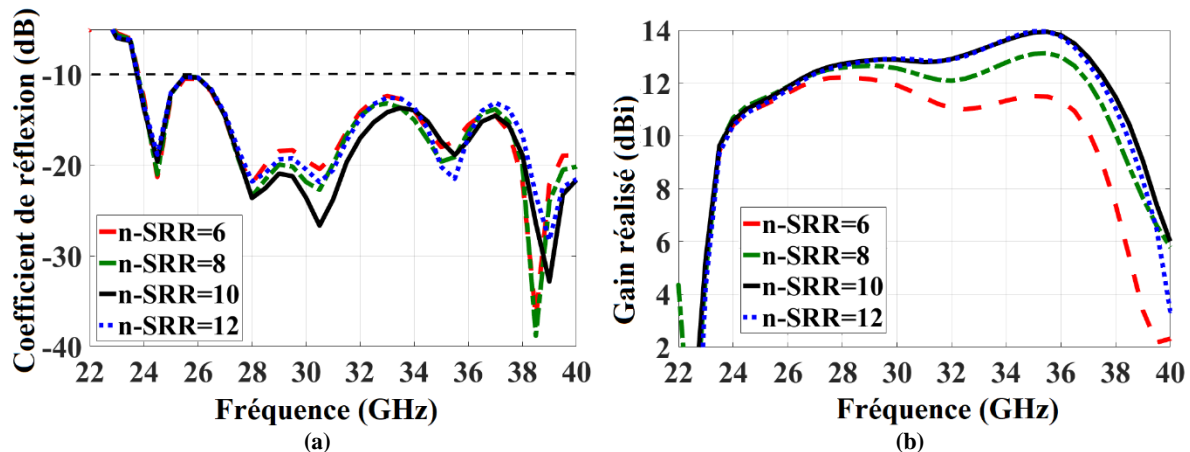


Fig. 6.11 : (a) Coefficient de réflexion et (b) gain réalisé de l'antenne dipôle DCS-ME pour différents nombres de rangées de SRR (n) dans chaque couche.

6.5 Résultats expérimentaux

Pour valider les performances de l'antenne à gain élevé proposée, un prototype a été fabriqué et mesuré. Une photographie de l'antenne fabriquée avec les trois couches de SRR intégrées comme éléments de chargement est présentée à la figure 6.12. Les couches SRR sont maintenues sur le dessus de l'antenne en les insérant dans des découpes rectangulaires qui sont gravées sur deux parois verticales sur deux côtés de l'antenne DCS-ME. Plusieurs vis en plastique sur les bords des substrats de l'antenne sont utilisées pour aligner correctement les pièces fabriquées ensemble. La troisième couche du dipôle DCS-ME se compose d'une ligne microbande de 50Ω sur la partie inférieure et d'un plan de masse sur la plaque supérieure, qui ont été allongés de 5 mm pour supporter le connecteur coaxial de 2,92 mm à l'extrémité.

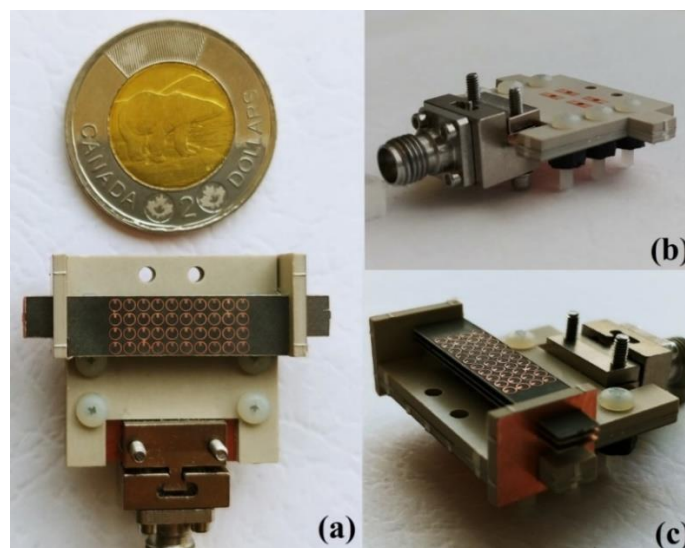


Fig. 6.12 : Photographies de l'antenne dipôle DCS-ME fabriquée, chargée de couches SRR. (a) Vue de dessus, (b) vue 3D sans les 3 couches SRR, et (c) vue 3D où les 3 couches SRR sont clairement indiquées.

Les mesures du diagramme de rayonnement ont été effectuées dans une chambre anéchoïque à portée compacte, comme le montre la figure 6.13. Une antenne à cornet a été utilisée comme émetteur au point focal du réflecteur pour convertir les ondes sphériques en ondes planes vers l'antenne testée (AUT) en mode réception. En raison des limites physiques du système de mesure, les mesures en champ lointain ont été effectuées en déplaçant l'antenne dipôle DCS-ME avec l'antenne cornet dans une plage angulaire limitée de -90° à $+90^\circ$ dans l'hémisphère supérieur. Les diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés de l'antenne chargée de SRR dans les plans H et E aux fréquences de 26, 28, 30, 33, 35 et 38 GHz sont présentés respectivement sur les Fig. 6.14 et 6.15. Les résultats montrent un diagramme de rayonnement stable dans toute la gamme de fréquences, et une bonne corrélation entre les résultats mesurés et simulés. En outre, les niveaux de polarisation croisée et de lobes latéraux mesurés sont inférieurs à -15 dB et -12 dB, respectivement, sur toute la bande de fréquences dans le plan H.

Le coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne dipôle DCS-ME avec et sans les couches SRR est tracé et comparé sur la figure 6.16. Un analyseur de réseau Agilent 8722ES à paramètres S a été utilisé pour les mesures. On peut observer que les résultats des mesures et des simulations sont en général en bon accord. Le faible écart entre les résultats simulés et mesurés peut être attribué à des erreurs de fabrication et d'assemblage, telles que des désalignements entre les différentes couches de substrat, et lors du placement des SRR sur le dessus de l'antenne. Les mesures du gain de l'antenne avec et sans les couches SRR dans la bande Ka ont été effectuées en utilisant la méthode de comparaison du gain avec une antenne à cornet à gain standard connue comme référence. De plus, l'effet de la perte de connecteur a été pris en considération à partir de la magnitude mesurée de la perte d'insertion de la transition dos à dos présentée dans [43] pour le calcul du gain mesuré.

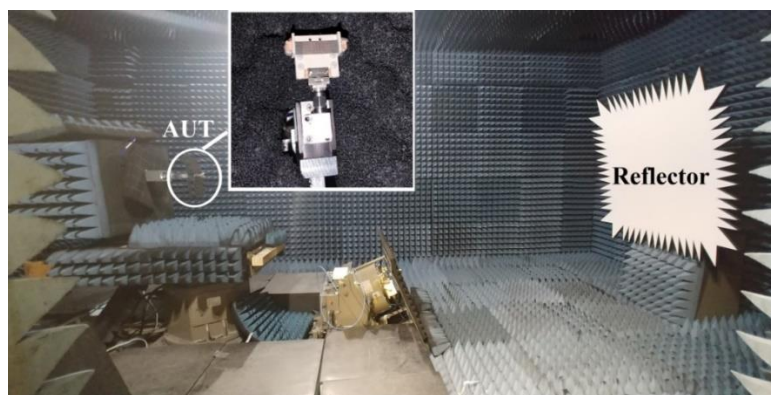


Fig. 6.13 : Installation compacte de mesure du diagramme de rayonnement à distance.

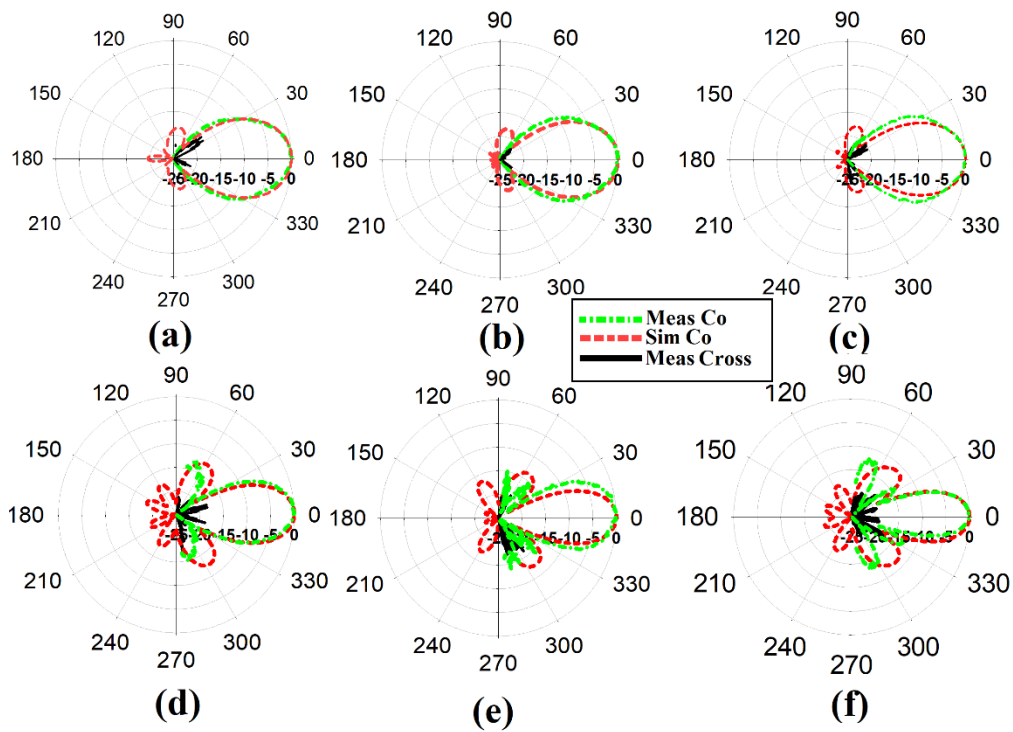


Fig. 6.14 : Diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés de l'antenne dipôle DCS-ME chargée de SRR dans le plan H à (a) 26, (b) 28, (c) 30, (d) 33, (e) 35, et (f) 38 GHz.

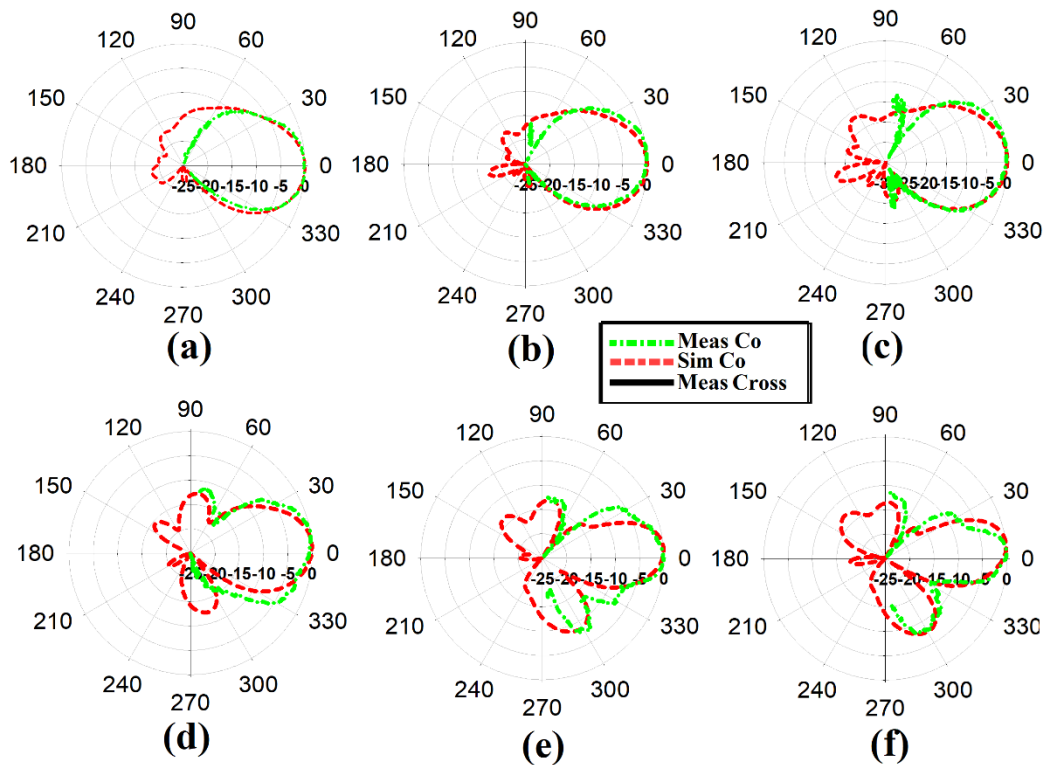


Fig. 6.15 : Diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés de l'antenne dipôle DCS-ME chargée de SRR dans le plan E à (a) 26, (b) 28, (c) 30, (d) 33, (e) 35, et (f) 38 GHz.

La figure 6.17 montre le gain réalisé mesuré et simulé, ainsi que l'efficacité de rayonnement mesurée. Elle montre que le gain mesuré de l'antenne chargée du RRF varie de 12,2 dBi à 14,2 dBi sur la gamme de fréquences de 26-38,6 GHz. Le gain est nettement amélioré dans la bande de fréquences supérieure avec un gain de pointe de 14,2 dBi à 35 GHz, ce qui montre une amélioration de 4,5 dBi du gain par rapport au cas sans charge. L'efficacité de rayonnement mesurée est supérieure à 80 % sur la bande de fréquences 26-37,5 GHz. La figure illustre un accord acceptable entre les résultats de la mesure et de la simulation. Les écarts peuvent être attribués aux tolérances de fabrication, aux pertes diélectriques, aux ondes de surface et à l'effet du connecteur.

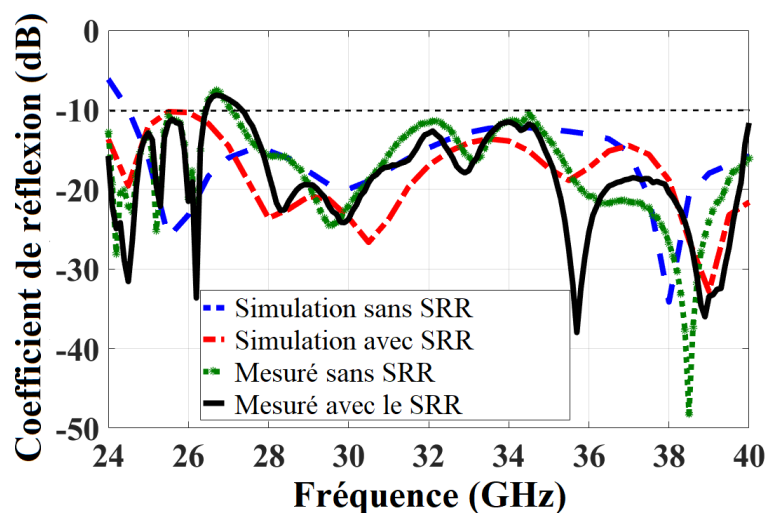


Fig. 6.16 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne dipôle DCS-ME avec et sans les couches SRR.

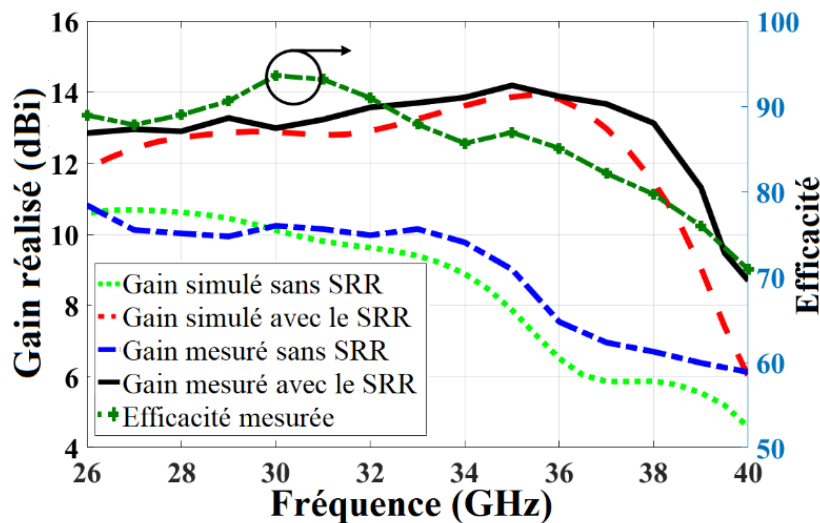


Fig. 6.17 : Gain réalisé mesuré et simulé ainsi que l'efficacité de rayonnement mesurée en fonction de la fréquence de l'antenne dipôle DCS-ME

La performance de l'antenne dipôle DCS-ME présentée est comparée aux antennes mises en œuvre par différentes technologies dans le tableau 6.1. On peut voir que l'antenne dipôle DCS-ME a une largeur de bande de gain de 3 dB de 40% et une largeur de bande d'impédance de 50%, ce qui est supérieur aux largeurs de bande d'impédance et de gain de 3 dB de toutes les antennes présentées dans le tableau 6.1. Plus important encore, la hauteur totale de l'antenne dipôle DCS-ME correspond à $0,58\lambda$ à 30 GHz, ce qui est inférieur à la hauteur de l'antenne à fente PRGW basée sur le PRS avec $1,6\lambda$ à 60 GHz [79]. En outre, le dipôle DCS-ME a un gain de 3 dB et une bande passante d'impédance plus importants que le réflecteur quasi-courbe basé sur le PRS, qui a un gain de 12 % et une bande passante d'impédance de 24 %, respectivement [80].

Table 6.1: comparaison de l'antenne proposée avec d'autres études

Réf. (Année)	Fréq. (GHz)	Tech.	Type d'antenne	Impédance de la largeur de bande	Pic de Gain (dBi)	3-dB Gain largeur de bande	SLL plan H (dB)	Efficacité maximum de radiation	Aire	Hauteur
[43] (2016)	28	PRGW	Dipole ME chargé avec SRR à 3 couches	34%	11.8	24.2%	-15	90%	$0.7 \times 1 \lambda^2$	0.58λ
[79] (2017)	60	PRGW	Antenne à fente chargée de 2-couche PRS	20.4%	15.6	12.2%	-7	98%	$1.6 \times 1.4 \lambda^2$	1.6λ
[80] (2019)	60	SIW	Quasi-courbe réflecteur basé sur le PRS	24%	17.6	12%	-5	76%	$4.6 \times 4.6 \lambda^2$	1λ
[87] (2016)	28	SIW	Antenne réseau 2×2	14.28%	13.5	6.89%	-10	92%	$2.19 \times 1.3 \lambda^2$	0.05λ
[88] (2018)	26	SIGW	ME dipôle	29%	10	17.14%	-15	NA	$1.1 \times 1.1 \lambda^2$	0.14λ
[89] (2018)	60	SIGW	Antenne linéaire 1×4 fentes array	20.34%	10.8	17%	-15	90%	$4.47 \times 2.4 \lambda^2$	0.2λ
[90] (2008)	30	Conical horn	Antenne EBG excitée par corne	1.68%	NA	4%	-45	81%	$7.05 \times 7.05 \lambda^2$	0.58λ
[91] (2017)	60	Ligne à microbandes	Antenne patch chargé de PRS	13%	16.4	8%	-15	NA	$2.8 \times 2.8 \lambda^2$	0.6λ
[92] (2016)	11	Ligne à microbandes	Antenne patch chargée avec correction de phase surface	8%	20.7	6.4%	-22.4	NA	$6 \times 6 \lambda^2$	0.75λ
Ce travail	30	PRGW	DCS-ME dipôle chargé avec SRR à 3 couches	> 50%	14.2	40%	-12	93%	$1.1 \times 1 \lambda^2$	0.58λ

6.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une antenne dipôle magnéto-électrique à double source complémentaire (DCS-ME) excitée par un guide d'ondes à fente de crête imprimée (PRGW) a été présentée pour les applications en ondes millimétriques à large bande et à haut gain dans la bande Ka. Il a été démontré qu'en appliquant la technique DCS, l'antenne dipôle ME peut obtenir de meilleures caractéristiques de rayonnement que les dipôles ME classiques. En outre, pour améliorer le gain de l'antenne pour le fonctionnement sur la bande Ka, des superstrates SRR ont été utilisés. Une série d'études a été menée pour optimiser la taille du superstrat et la hauteur de l'entrefer de séparation. L'antenne dipôle DCS-ME fabriquée, fonctionnant à une fréquence nominale de 30 GHz, présente un profil bas et d'excellentes performances, notamment une bande passante d'impédance supérieure à 50 %, de 24 à 40 GHz, une bande passante à gain de 3 dB de 40 %, avec un gain de crête mesuré de 14,2 dBi à 35 GHz, et des diagrammes de rayonnement cardioïde symétriques avec de faibles niveaux de polarisation croisée. L'antenne proposée est une bonne candidate pour les applications 5G, car elle peut répondre aux futures demandes croissantes des consommateurs et aux exigences techniques pour des antennes à large bande passante, à gain élevé, à faible perte, de taille compacte et faciles à fabriquer.

CHAPITRE. 7.

Antennes dipôles magnéto-électriques chargées avec une méta-lentille pour les applications MIMO 5G à diversité de formes

7.1 Introduction

Les antennes à commutation de faisceaux ont récemment fait l'objet d'une grande attention pour améliorer la couverture du système et réduire le taux d'interférence des systèmes de communication, dans les communications sans fil. Ces antennes confinent la puissance rayonnée vers la zone appropriée au lieu de transmettre le signal dans toutes les directions [1]. Diverses techniques de commutation de faisceau ont été introduites avec différentes configurations, telles que les matrices Butler [93], les réseaux d'antennes à commande de phase [94], les matrices Blass [95] et les lentilles Rotman [96].

Une matrice Butler est une structure plane ; cependant, il est difficile de concevoir une matrice Butler à large bande car le circuit se compose de composants dépendant de la fréquence tels que des lignes à retard, des coupleurs de lignes secondaires et des croisements. En outre, l'intégration des matrices Butler à un réseau d'antennes est complexe et nécessite un grand espace. Dans la bande des ondes millimétriques, les antennes réseau à commande de phase sont un système de commutation électronique de faisceau très répandu. Cependant, des déphaseurs et des réseaux de distribution d'énergie sont nécessaires mais résultent en de grandes pertes d'énergie et une augmentation de la complexité, du coût et de la taille de la conception [97].

Compte tenu de la grande surface occupée et des pertes des circuits d'alimentation dans les conceptions susmentionnées, une alternative viable peut être réalisée en concevant une simple antenne à commutation de faisceau, composée de plusieurs antennes indépendantes avec différentes directions de faisceau. Ainsi, il est possible d'obtenir une solution d'antenne à balayage électronique du faisceau qui a une structure simple, présente de faibles pertes et est peu coûteuse. En outre, elle ne nécessite pas de circuits d'alimentation spéciaux. Récemment, les structures périodiques (telles que les métamatériaux) ont fait l'objet d'une attention considérable pour les applications dans les réseaux de formation de faisceaux qui entraînent également une amélioration du gain de l'antenne. Par exemple, les auteurs de [83] ont chargé 10

couches de résonateurs à anneau fendu (SRR) devant une antenne dipôle à 4 ports dans la direction de la fin du tir pour dévier le faisceau principal dans les plans E et H à 60 GHz. Cependant, le chargement vertical de 10 couches rend l'antenne complexe et subit plus de pertes en raison de l'utilisation de cellules unitaires plus nombreuses. De plus, la largeur de bande de l'antenne est d'environ 10 %, ce qui ne convient pas aux applications 5G à large bande. Plus important encore, une ligne microbande a été utilisée pour alimenter l'antenne, qui souffre d'une propagation et de pertes matérielles élevées, et qui limite grandement son utilisation aux bandes de fréquence des ondes millimétriques. Pour contourner ce problème et obtenir un meilleur rendement, une ligne d'alimentation en guide d'ondes à fente de crête avec des propriétés remarquables de faible perte aux fréquences des ondes millimétriques a été introduite dans [59]. Le guide d'ondes à fente de crête imprimée (PRGW) est une technologie légère et peu coûteuse, de format planaire similaire aux lignes à microbandes, qui a été récemment utilisée pour améliorer les performances des antennes à ondes millimétriques. En effet, cette structure de guidage peut contrôler la propagation des ondes dans des plaques parallèles dans une direction souhaitée en fonction des conditions aux limites des surfaces dures/molles et des fréquences de coupure des guides d'ondes PEC/PMC parallèles.

Pour tirer parti de cette propriété, différentes approches ont été précédemment proposées pour concevoir une antenne à commutation de faisceau alimentée par la PRGW en ondes millimétriques [98-99]. Dans [98], un réseau 3×5 de cellules unitaires de métamatériaux ENZ a été intégré verticalement sur une antenne à double fente alimentée par PRGW. Cette technique a permis d'obtenir une déviation de faisceau de 30° dans les plans E et H, avec un gain de crête maximal de 10,8 dBi à 60 GHz. Cependant, cette conception rend la fabrication et les mesures complexes en termes de placement précis des dalles et de maintien d'un écart précis entre elles. De plus, l'inclinaison du faisceau est limitée à une largeur de bande de 10 %.

La recherche sur les systèmes sans fil à ondes millimétriques à 60 GHz est intéressante pour les communications à haut débit. Toutefois, les applications à 60 GHz sont limitées aux scénarios d'intérieur à intérieur en raison du taux d'absorption élevé de l'oxygène dans cette gamme de fréquences. Par conséquent, la bande Ka (26,5 à 40 GHz) est une bande plus adaptée aux communications entre l'extérieur et l'intérieur du spectre. Dans [99], deux couches de cellules unitaires FSS servant de réflecteur sont situées au milieu d'une antenne à double résonateur diélectrique (DRA) alimentée par une PRGW pour incliner le faisceau vers $\pm 77^\circ$ dans le plan H à 28 GHz. Toutefois, l'approche proposée présente une impédance et une bande passante de gain étroites.

Ce chapitre présente une technique de commutation passive du faisceau utilisant des cellules unitaires SRR ajoutées dans le champ proche et décentré de plusieurs antennes dipôles magnéto-électriques (ME),

alimentées par PRGW pour des applications de diversité de diagramme MIMO dans la bande Ka. Pour mettre en œuvre cette technique, une antenne dipôle ME, qui présente une large bande passante d'impédance et une bande passante de gain de 3 dB de 40 % sur 24 à 36 GHz avec un gain stable de $9,5 \pm 1$ dBi, est considérée comme l'antenne élémentaire. Pour dévier le faisceau rayonné de pointe et augmenter le gain, des superstrates multicouches sont ajoutés dans le désaxage de l'antenne dipôle. Ceux-ci consistent en des réseaux de résonateurs à anneau fendu à polarisation unique agissant comme des plaques de métamatériau μ -près de zéro (MNZ), et ensemble les superstrates SRR multicouches forment une méta-lentille.

Pour mettre en œuvre des réseaux de commutation de faisceaux passifs, la technique proposée est appliquée à un double dipôle ME en ajoutant trois plaques de SRR 5×10 dans le plan E, excentrées par rapport à chaque dipôle ME. Le faisceau est ainsi dirigé de $+25^\circ$ à 25° sur la largeur de bande opérationnelle, en raison du déphasage introduit par l'interaction du faisceau avec les dalles de métamatériaux. De plus, pour obtenir une déviation du faisceau dans chaque quadrant, une antenne ME-dipôle à quatre ports chargée de trois couches d'inclusions SRR 12×12 à double polarisation dans le désaxage de chaque antenne dans le plan E est proposée. L'excitation séquentielle de chaque port (en l'activant) et la terminaison des autres ports par 50 charges Ω correspondantes (en les désactivant) donnent quatre faisceaux fixes distincts, un dans chaque quadrant à un angle d'élévation de 40° par rapport à la direction du côté large de l'axe du réseau sur la largeur de bande de fonctionnement avec une polarisation orthogonale. De plus, contrairement aux antennes à diversité de formes conventionnelles qui souffrent d'un couplage mutuel, une isolation élevée entre les ports est formée en raison de la structure orthogonale et des cellules unitaires de la bande interdite électromagnétique. Pour vérifier la technique proposée, des prototypes d'antennes ME-dipôle à deux et quatre ports incorporant des réseaux de cellules unitaires SRR dans le plan d'élévation ont été fabriqués et leurs performances en matière de diagramme de rayonnement et de gain ont été mesurées. Les résultats des mesures montrent un bon accord avec les résultats simulés. Le gain d'antenne mesuré pour le prototype à deux ports varie entre 11,1 et 12,8 dBi sur la gamme de fréquences de 24 à 36 GHz, tandis que pour le prototype à quatre ports, il varie entre 11,3 et 13,42 dBi sur la largeur de bande mesurée de 26,5 à 36 GHz. Grâce à l'utilisation du guide d'ondes à fente de crête imprimée et d'une lentille faite de Metamateriaux, une efficacité de rayonnement de plus de 85% a été obtenue sur toute la largeur de bande opérationnelle. De plus, la performance d'isolation obtenue est supérieure à 30 dB. Par conséquent, l'antenne à commutation de faisceaux proposée constitue une solution réalisable pour l'intégration planaire de la configuration MIMO PRGW qui offre à la fois une diversité spatiale et de diagramme avec une grande efficacité de rayonnement, une isolation élevée du signal entre plusieurs ports et une largeur de bande adéquate.

7.2 Conception des antennes à commutation de faisceaux

L'approche classique pour dévier les ondes rayonnées d'une antenne consiste à ajouter une lentille diélectrique dans son axe. Cependant, l'antenne doit être située au point focal de la lentille diélectrique, ce qui signifie que la dimension totale de la structure devient encombrante, ce qui n'est pas adapté aux applications pratiques. Par exemple, les auteurs de [100] ont intégré une lentille diélectrique devant un réseau d'antennes pour mettre en œuvre le guidage du faisceau dans la bande de fréquence des 60 GHz. Cependant, la technique décrite rend l'antenne globale trop lourde et trop encombrante pour des dispositifs sans fil compacts de 60 GHz. Afin de remplacer la lentille diélectrique par une autre technique de focalisation, une dalle en métamatériau anisotrope a été choisie. En raison de ses caractéristiques anisotropes avec des valeurs différentes dans son tenseur de permittivité ou de perméabilité, les plaques de métamatériaux peuvent être ajoutées dans le champ proche de l'antenne sans affecter l'adaptation d'impédance.

Pour bénéficier de ce phénomène, une source quasi TE est nécessaire comme antenne élémentaire. Par conséquent, dans ce travail, une antenne ME-dipôle est considérée comme l'élément rayonnant en raison de ses caractéristiques uniques, telles qu'une large bande passante d'impédance, un rapport avant-arrière élevé et de faibles niveaux de polarisation croisée. La figure 7.1 montre la configuration détaillée de l'antenne ME-dipôle proposée, alimentée par une ligne de transmission en forme de fourche et sortant par une structure PRGW qui est une forme améliorée de la conception du chapitre 6. La PRGW est une structure de guidage prometteuse pour la bande de fréquence des ondes millimétriques par opposition aux lignes à microbandes et aux lignes à guides d'ondes intégrés au substrat (SIW). La PRGW est basée sur des structures périodiques en forme de champignon agissant comme des cellules de bande interdite électromagnétique (EBG) entourant le guide d'ondes imprimé de la crête, comme le montre la figure 7.1, qui atténuent la propagation des ondes de surface dans des directions non souhaitées. Ainsi, les ondes se propagent uniquement le long de la ligne de transmission de la crête et sont inhibées au-dessus de la structure EBG. Les caractéristiques et les dimensions de la ligne PRGW et de la cellule unitaire EBG sont déjà bien traitées dans la littérature pour obtenir une certaine largeur de bande [101], [43]. L'antenne proposée est constituée de quatre couches de substrat empilées les unes sur les autres, les détails de chaque couche, c'est-à-dire son matériau, son épaisseur et sa constante diélectrique relative étant présentés sur la figure 7.1. Un réseau de cellules EBG unitaires en forme de champignon, conçues pour posséder un arrêt de bande sur la bande Ka, est placé dans la première couche et relié au plan de masse par des vias métalliques. La deuxième couche est constituée d'une ligne microbande en forme de fourchette qui est reliée à l'entrée de l'antenne par une ligne de transmission microbande de 50Ω située au bas de la troisième couche. En fait, la troisième couche est utilisée comme espaceur pour maintenir un entrefer constant afin

d'aider à la propagation du mode quasi-TEM. La plaque parallèle est le plan de base de la quatrième couche, dans laquelle sont gravées deux fentes rectangulaires de $4 \times 1,6 \text{ mm}^2$, qui servent de deux sources dipolaires magnétiques avec une séparation donnée de 3,2 mm. Les ondes électromagnétiques se propagent dans le sens de la largeur à travers ces fentes. En outre, quatre plaques horizontales de $4,4 \times 1,6 \text{ mm}^2$ sont imprimées sur la face supérieure de la quatrième couche. Chaque patch est relié à la terre par un via métallique vertical d'un rayon de 0,546 mm, comme le montre la figure 7.1. Cette configuration est décrite plus en détail dans le sixième chapitre. Le coefficient de réflexion simulé et le gain réalisé de l'antenne proposée sont présentés sur la Fig. 7.2. En considérant un niveau d'adaptation de -10 dB, l'antenne proposée atteint une largeur de bande de 40% (24 - 36 GHz) avec un gain réalisé stable de $9,5 \pm 1 \text{ dBi}$ sur la largeur de bande d'exploitation.

Comme le dipôle ME est une source TE, le champ H est normal à l'axe de l'antenne et se propage dans le sens de la largeur. Par conséquent, dans cet article, on utilise des résonateurs en anneau fendu (SRR) qui ont un tenseur de perméabilité anisotrope pour les polarisations simples et doubles. En fait, ils ont une faible perméabilité dans la direction longitudinale sur une grande largeur de bande de fréquence et une perméabilité correspondant à celle de l'axe transversal. Comme ils ont une perméabilité inférieure à un, ils peuvent être considérés comme une lentille. En ajoutant des cellules SRR ayant des caractéristiques anisotropes qui ont une faible perméabilité dans le sens de la largeur, on obtient un petit déphasage sur l'ouverture de l'antenne ME-dipôle, ce qui convertit les ondes sphériques émises par l'antenne en ondes planes.

La technique proposée est appliquée à une antenne ME-dipôle à deux et quatre ports fonctionnant dans la bande Ka- en ajoutant un réseau de SRR dans le plan E, excentré par rapport à chaque antenne, pour dévier le faisceau. La procédure de conception est résumée et décrite dans les sections suivantes.

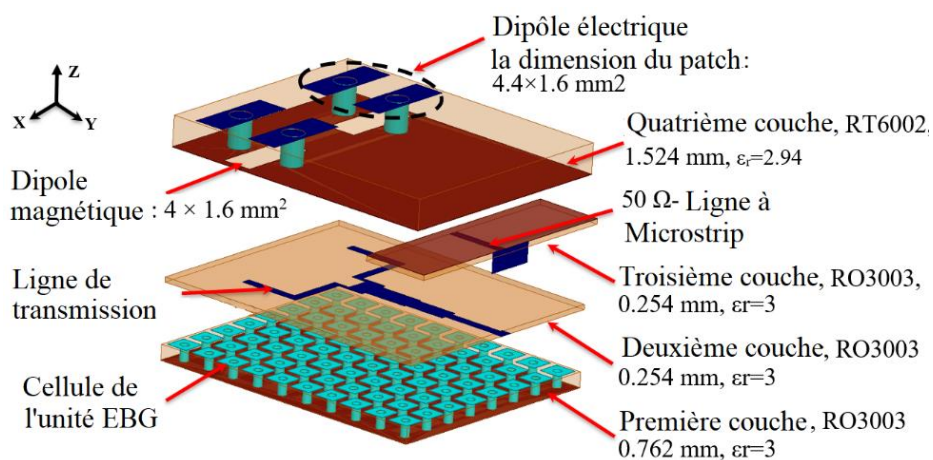


Fig. 7.1: Vue en 3D de l'antenne dipôle ME proposée, alimentée par une ligne PRWG.

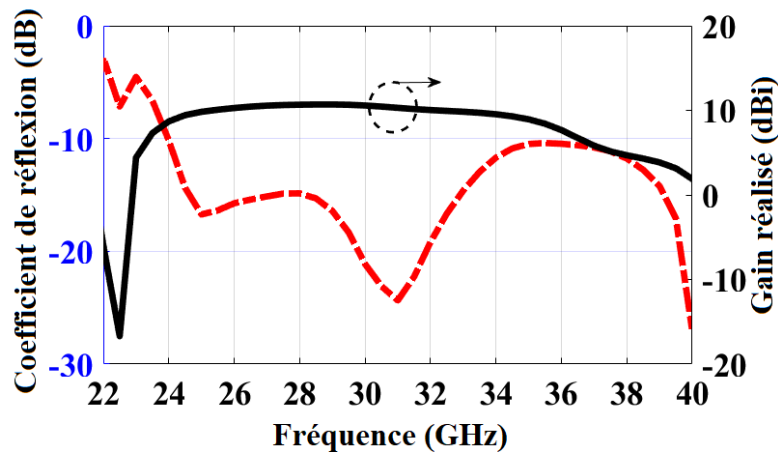


Fig. 7.2: Coefficient de réflexion et gain réalisé de l'antenne dipôle ME de la Fig. 7.1.

7.2.1. Antenne ME-dipôle à deux ports avec méta-lentille

La configuration du SRR proposé, qui est une forme modifiée du SRR en [100], est illustrée à la figure 7.3 avec ses dimensions. La structure est imprimée sur un substrat RT/duroïde 5870 avec une permittivité relative (ϵ_r) de 2,33, une épaisseur de 0,254 mm, et une tangente de perte (δ) de 0,0012. La figure 7.4 montre les coefficients de réflexion et de transmission du SRR proposé, qui ont été extraits à l'aide du HFSS Ansoft en appliquant des conditions limites PEC, et PMC dans les plans yz et xy de la cellule unitaire, respectivement. En outre, deux ports d'onde sont situés dans les plans xz avant et arrière. La perméabilité magnétique effective de la cellule unitaire SRR a été extraite des coefficients de transmission et de réflexion résultants à l'aide de l'algorithme présenté dans [102], qui utilise les relations de Kramers-Kronig pour estimer la partie réelle de l'indice de réfraction. Comme le montre la figure 7.4, lorsque le champ H est normal à l'axe de la cellule unitaire SRR, une résonance de type Lorentzien est générée, ce qui se traduit par une faible valeur de perméabilité (inférieure à 1) le long de la direction z . De plus, la perméabilité a une valeur de un le long des directions transversales (x et y). Par conséquent, en intégrant un réseau de cellules unitaires SRR au sommet du dipôle ME, on obtient une méta-lentille à faible indice, puisque la dalle SRR, qui a une faible perméabilité, crée un petit déphasage sur l'ouverture de l'antenne. C'est le double scénario de l'antenne présenté dans [86] où les auteurs utilisent un métamatériau epsilon proche de zéro (ENZ) devant une antenne à cornet.

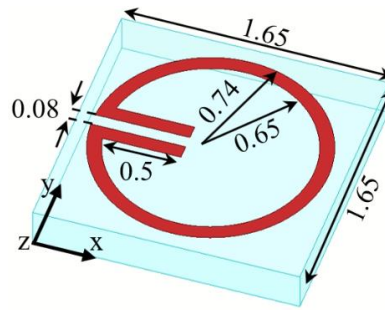


Fig. 7.3: Géométrie de la cellule-résonateur à anneau fendu proposée (les dimensions sont en mm).

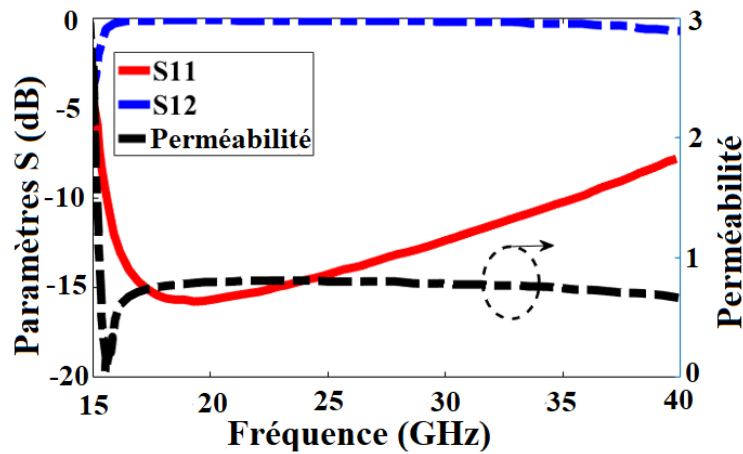


Fig. 7.4: Paramètres S, et perméabilité effective de la cellule unitaire proposée pour le SRR de la figure 7.3.

Ainsi, nous avons conçu une lentille rectangulaire en métamatériau qui est située dans le champ proche de l'antenne et n'a pas d'impact sur l'adaptation d'impédance de l'antenne. Pour dévier le pic du faisceau rayonné dans le plan E, trois couches de SRR, chacune constituée de cellules unitaires 5×10 , sont ajoutées dans le champ proche et excentrées du dipôle ME dans le plan E, comme le montre la figure 7.5. De plus, l'effet de l'augmentation du nombre de rangées de SRR vers la direction $-y$ sur le diagramme de rayonnement de l'antenne, lorsque trois couches de SRR sont ajoutées de façon décentrée par rapport à l'antenne dans le plan E (yz), est montré sur la Fig. 7.6 (a). Au départ, l'antenne était chargée de trois couches, chacune avec 2×10 rangées de cellules unitaires SRR. Cela permet de diriger le faisceau vers la direction $-y$ de -10° , comme le montre la Fig. 7.6 (a). En augmentant le nombre de rangées à 4×10 , le faisceau principal s'incline à -18.5° . Enfin, en ajoutant 5×10 rangées de SRR, on obtient une inclinaison du faisceau de -25° . Ainsi, les résultats montrent qu'en augmentant le nombre de rangées de SRR, cela a un effet considérable sur la déviation du faisceau, causée par une plus grande différence de phase sur l'ouverture [55].

Ce phénomène peut également être modélisé en considérant les deux trajectoires de rayon appelées a et b comme le montre la figure 7.6 (b), où $b = \sqrt{a^2 + L^2}$, et L représente la longueur des couches MNZ le long de la direction y . Par conséquent, l'augmentation de la longueur du milieu MNZ entraîne un différentiel de phase plus important sur l'ouverture, ce qui conduit à un angle de déviation plus important.

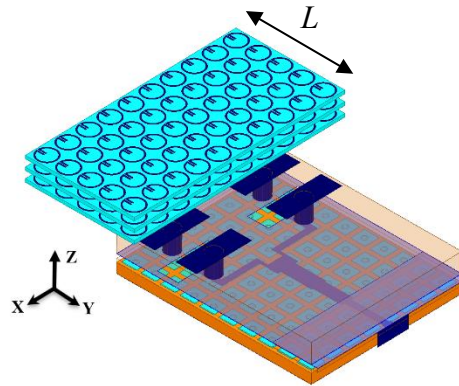
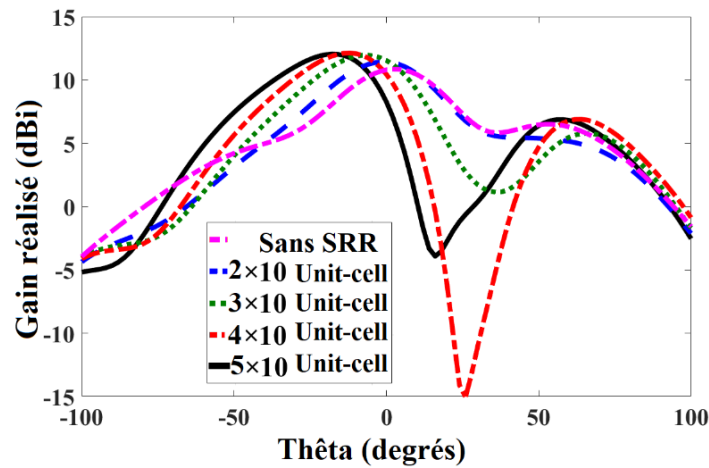
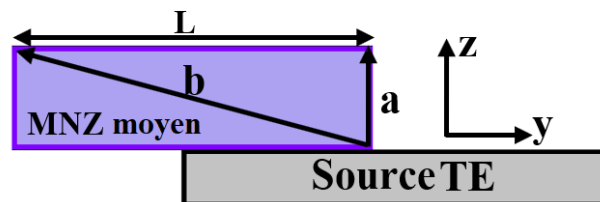


Fig. 7.5 : Antenne ME-dipôle chargée excentrée avec une méta-lentille constituée de trois couches de cellules unitaires 5×10 SRR dans le plan E (yz).



(a)



(b)

Fig. 7.6 : (a) Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne dipôle ME proposée de la Fig. 7.5 pour différents nombres de rangées de SRR sur chaque dalle à 30 GHz et (b) Disposition d'un milieu MNZ excentré au-dessus d'une antenne source TE.

Pour les applications dans un réseau de commutation de faisceau où le faisceau principal doit être balayé électroniquement, il est nécessaire d'inclure une autre antenne ME-dipôle du côté opposé à l'antenne initiale. La figure 7.7 montre l'antenne ME-dipôle à deux ports proposée lorsque trois dalles SRR sont intégrées dans le décentré de chaque élément rayonnant. Chaque panneau est constituée de cellules unitaires SRR 5×10 . Le diagramme de rayonnement normalisé résultant dans le plan E à 30 GHz est illustré à la Fig. 7.8 (a). Elle montre que lorsque le port 1 est activé et le port 2 désactivé, le faisceau est dévié à -25° par rapport à la direction du côté large (axe z). Inversement, lorsque le port 2 est activé et le port 1 désactivé, le diagramme de rayonnement s'incline à $+25^\circ$. En outre, cela s'accompagne d'une amélioration du gain de 2,2 dBi maximum par rapport à l'antenne sans charge SRR.

De plus, comme l'illustre la figure 7.8 (b), lorsque les deux ports sont excités simultanément et que les signaux d'entrée sont en phase, le diagramme de rayonnement total pointe vers la direction de la face visible à 0° . D'autre part, lorsque les signaux d'entrée sont déphasés, un double faisceau de rayonnement à $\pm 25^\circ$ est généré.

La figure 7.9 montre la distribution du courant de surface sur les cellules de l'unité SRR. Elle montre que l'intensité du courant dans les dalles extérieures du SRR est inférieure à celle des dalles intérieures en raison d'une plus grande interaction électromagnétique.

En intégrant les cellules unitaires des RRF, qui ont une perméabilité μ proche de zéro (MNZ) sur une large bande de fréquences, avec un dipôle ME qui propage les modes TE, cela permet au champ magnétique de se coupler aux RRF et d'induire un courant sur ses conducteurs, ce qui a un effet constructif sur le rayonnement. Par conséquent, l'interaction des cellules unitaires MNZ avec le rayonnement de l'antenne augmente effectivement la taille de l'ouverture de l'antenne, ce qui conduit à une amélioration de ses performances de gain.

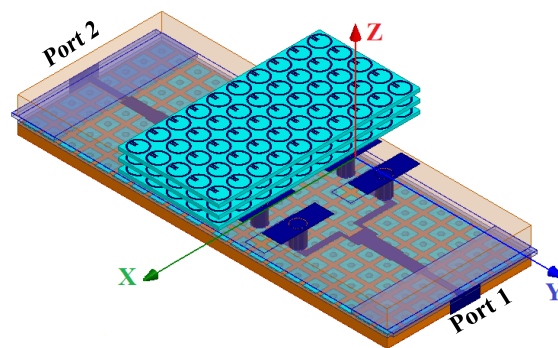


Fig. 7.7: Antenne ME-dipôle à deux ports chargées avec une méta-lentille SRR.

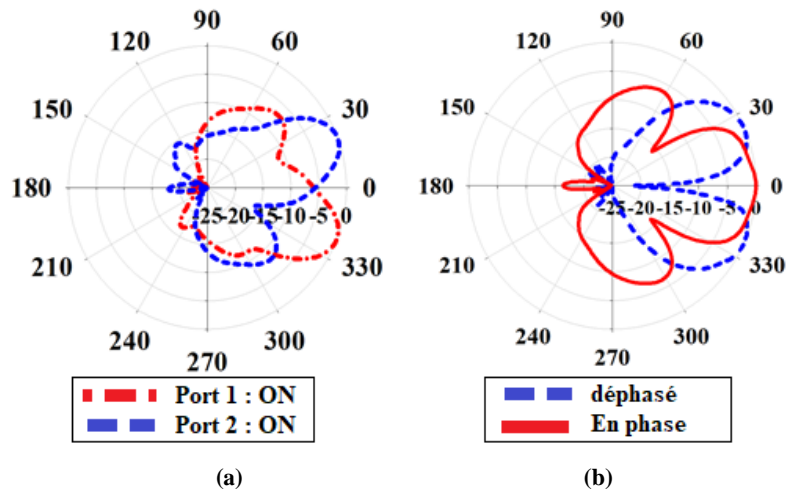


Fig. 7.8: Simulation des diagrammes de rayonnement normalisés du plan E de l'antenne dipôle ME à deux ports chargée avec une méta-lentille SRR à 30 GHz, (a) pour une excitation séquentielle du port, et (b) pour une excitation en phase et hors phase.

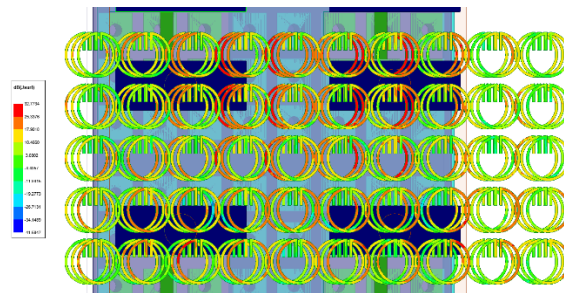


Fig. 7.9: Distribution du courant de surface sur les cellules de l'unité SRR à 30 GHz.

Il convient de mentionner que le superstrat du SRR est séparé du dipôle ME par un espace d'air de 2,8 mm et qu'une distance optimale de 0,8 mm est envisagée entre les couches du SRR. Par conséquent, la hauteur de l'antenne dans le sens de la largeur est de $0,5\lambda$, où λ est la longueur d'onde en espace libre à 30 GHz. En outre, la taille physique totale de l'antenne à double alimentation proposée est de $30,8 \times 16,8 \text{ mm}^2$, ce qui correspond approximativement à $3\lambda \times 1,6\lambda$. Une étude paramétrique a été entreprise pour trouver le nombre optimal de couches de SRR et pour maximiser l'angle d'inclinaison du faisceau, ainsi que le gain réalisé. Chaque dalle SRR est constituée de cellules unitaires de 5×10 . Le diagramme de rayonnement résultant en fonction du nombre de couches du RRF est illustré à la figure 7.10. Elle montre qu'en incorporant une seule couche de SRR devant l'antenne, on incline le faisceau principal de $-16,4^\circ$ par rapport à l'état non chargé. De plus, l'augmentation des couches SRR de 1 à 3 donne un angle d'inclinaison de -25° et un gain de 13 dBi à 30 GHz, soit 2,2 dBi de plus que le gain du cas sans charge. Le résultat montre que l'augmentation du nombre de dalles dans la direction z améliore le gain de l'antenne. Cependant, le fait de charger quatre couches ou plus augmente les niveaux des lobes latéraux (SLL), ce qui a été jugé désavantageux.

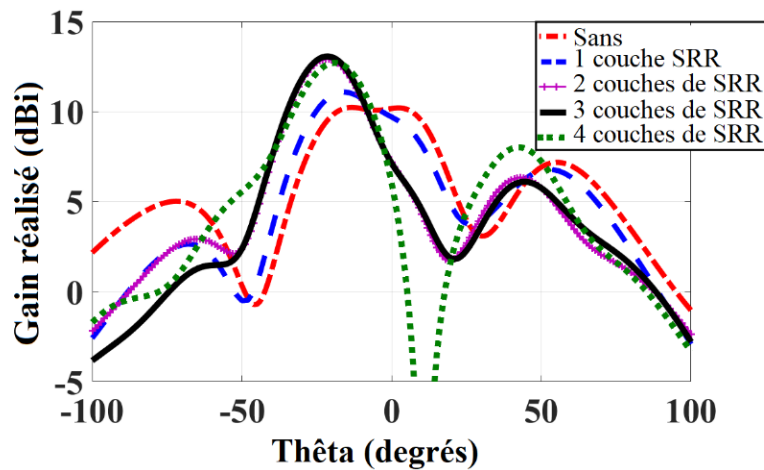


Fig. 7.10: Simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle ME à deux ports proposée, chargée avec une méta-lentille SRR pour différents nombres de couches SRR à 30 GHz.

7.2.2. Antenne ME-Dipole à quatre ports avec méta-lentille

Les antennes MIMO (Multiple-input-multiple-output) sont les plus adaptées aux systèmes de communication sans fil modernes, où la réduction des effets d'évanouissement par trajets multiples, l'amélioration du débit binaire et l'augmentation de la capacité sont simultanément nécessaires dans le cadre de contraintes strictes sur la largeur de bande et les niveaux de puissance du système. Pour les applications MIMO, il est nécessaire de disposer d'une diversité de motifs. Cependant, les antennes à diversité de formes souffrent d'un couplage mutuel. Par conséquent, l'idée proposée est étendue ici à une antenne ME-dipôle à quatre ports chargée de trois plaques SRR, comme le montre la figure 7.11. Il convient de noter que les plaques SRR sont situées au centre de chaque antenne pour assurer la déviation du faisceau. De plus, chaque dalle contient des cellules unitaires SRR de 12×12 . Dans cette configuration, deux dipôles ME sont situés le long de la direction x et les deux autres le long de la direction y et réalisent deux polarisations orthogonales résultant du découplage entre les ports. Ainsi, une isolation élevée peut être acquise entre eux. En effet, cette structure MIMO orthogonale basée sur PRGW et chargée avec SRR est proposée pour la première fois dans ce travail pour fournir une diversité spatiale et de diagramme avec une bonne performance d'isolation simultanément pour les applications en ondes millimétriques.

Puisque chaque paire de dipôles ME est orthogonale à l'autre et que la polarisation de chaque paire de dipôles ME est différente, les cellules unitaires SRR devraient supporter les deux polarisations. Pour ce faire, une double cellule unitaire SRR comme celle de la figure 7.12 est utilisée. Cette structure comporte un grand SRR sur le dessus du substrat, qui réagit à la polarisation dans la direction x , et un petit SRR sur la surface inférieure du substrat qui réagit à la polarisation dans la direction y . Il est imprimé sur un substrat RT5870, avec une permittivité relative de 2,3, et une épaisseur de 0,254 mm. La cellule unitaire SRR

proposée, telle que la perméabilité, a été extraite en appliquant les conditions limites PEC et PMC dans les plans yz et xy , respectivement, et deux ports d'onde dans les plans xz lorsque le champ électrique est polarisé dans la direction x . Inversement, lorsque le champ électrique est polarisé dans la direction y , les deux ports d'onde sont situés dans les plans yz et les conditions limites PEC et PMC sont considérées dans les plans xz et xy , respectivement. La figure 7.13 montre les paramètres S et la perméabilité extraite de la cellule unitaire double SRR proposée lorsque le champ électrique est polarisé dans les directions x et y . Elle montre que le coefficient de transmission du SRR est proche de zéro dB sur la bande Ka pour les deux polarisations, ce qui signifie que l'onde TE traverse complètement la dalle du SRR sans aucune réflexion. De plus, une perméabilité effective inférieure à un est générée sur la bande de fréquence Ka pour les polarisations dans les directions x et y lorsque le champ H est normal à l'axe de la cellule unitaire du SRR. Ainsi, nous pouvons considérer un ensemble de cellules unitaires proposées comme une méta-lentille à double polarisation et à faible indice.

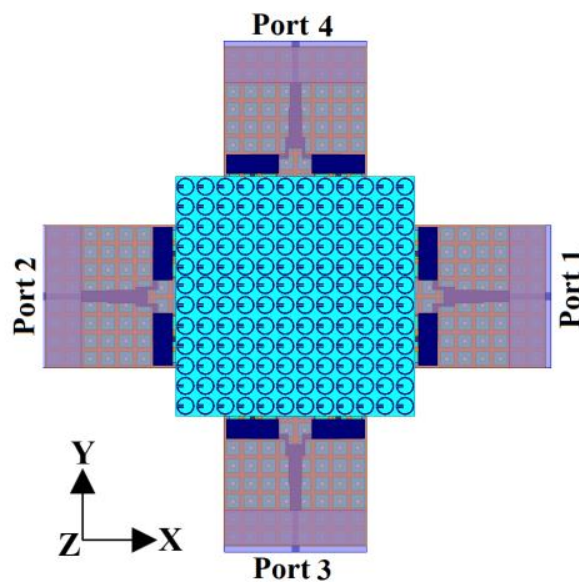


Fig. 7.11 : Antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec une méta-lentille SRR.

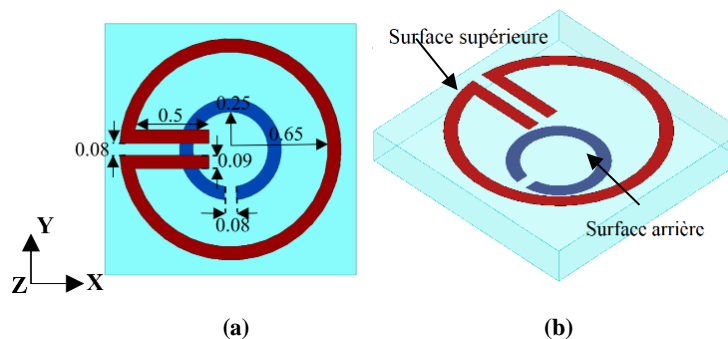


Fig. 7.12: Configuration de la cellule unitaire SRR à double polarisation proposée, (a) vue de dessus (les dimensions sont en mm), et (b) vue 3D.

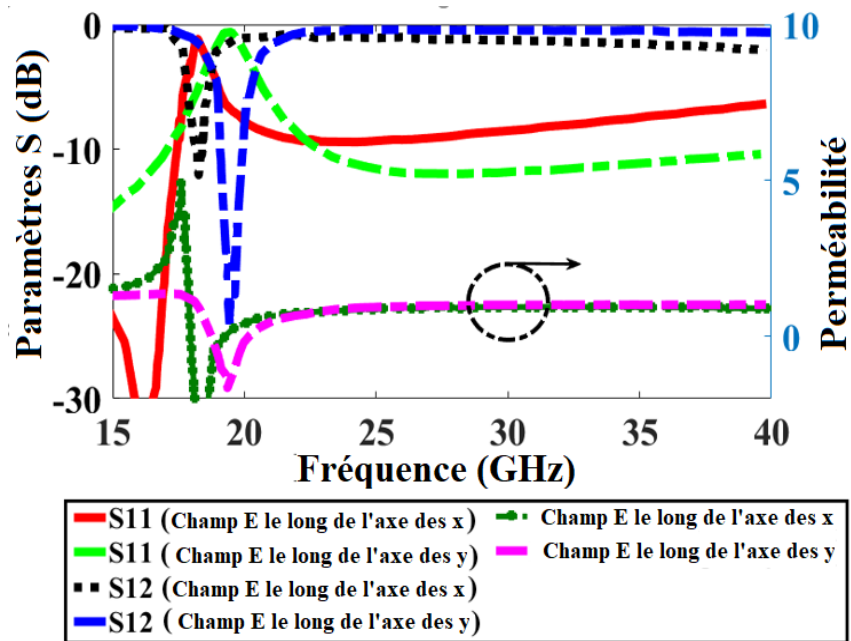


Fig. 7.13. Paramètres S et perméabilité effective de la cellule unitaire SRR à double polarisation proposée de la Fig. 7.12.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E à 30 GHz est illustré à la figure 7.14. On peut y voir qu'en activant un port et en désactivant les autres ports, le faisceau est dévié de 40 degrés par rapport à l'axe de l'antenne (direction z). Plus important encore, avec la structure proposée, quatre régions peuvent être couvertes et des diagrammes de rayonnement reconfigurables peuvent être obtenus. Les diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne dipôle ME à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR sont illustrés sur la figure 7.15 à 30 GHz. Les résultats montrent que le faisceau est dévié de $\pm 40^\circ$ dans chaque quadrant du plan d'élévation avec un gain de crête maximum simulé de 13,56 dBi à 29,5 GHz.

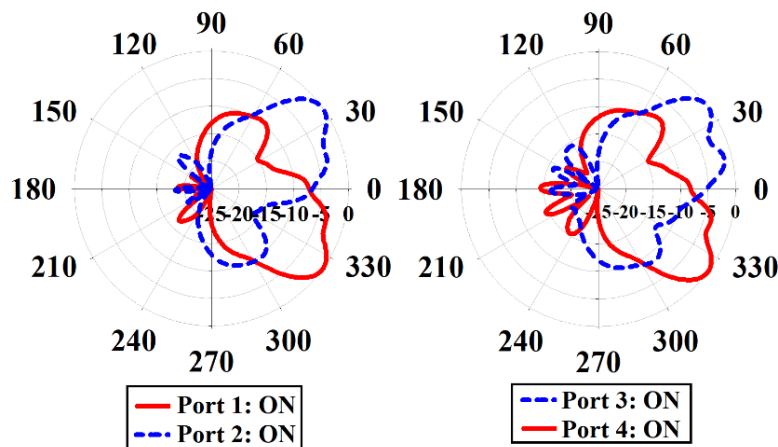


Fig. 7.14 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés du plan E de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR à 30 GHz, pour une excitation séquentielle des ports dans (a) le plan xz , et (b) le plan yz .

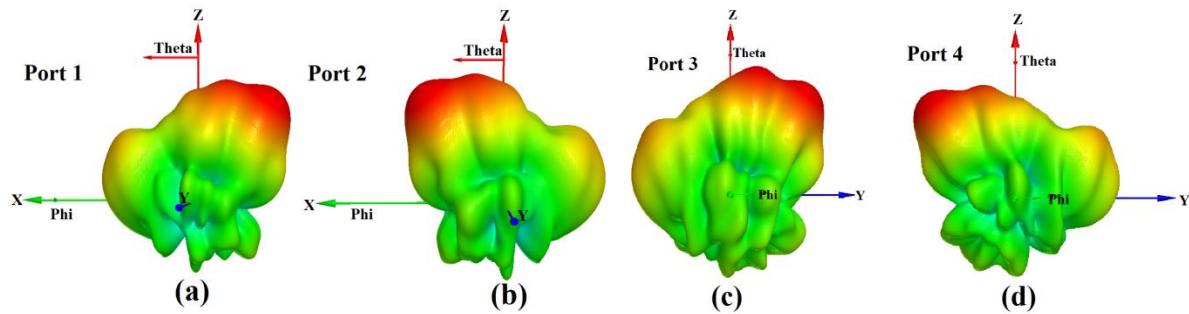


Fig. 7.15 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés à 30 GHz. (a) Port 1 excité, (b) Port 2 excité, (c) Port 3 excité, et (d) Port 4 excité.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne en fonction du nombre de couches SRR lorsque le port 1 est excité et que les autres ports sont fermés, est présenté à la figure 7.16. Elle montre qu'un angle de balayage plus important dans le plan E peut être réalisé en augmentant le nombre de dalles le long de la direction z . De plus, lorsque le faisceau de rayonnement est incliné, le gain de l'antenne s'améliore. Cette caractéristique est contraire à celle des antennes réseaux à déphasage, où le gain diminue à mesure que l'angle de balayage augmente.

L'espacement optimal entre les éléments des dalles SRR a été obtenu à $0,12\lambda$ où la distance entre l'antenne et la première dalle est de $0,18\lambda$ pour faciliter l'interaction mutuelle entre l'antenne et les dalles. Par conséquent, l'épaisseur de la méta-lentille MNZ dans le sens de la largeur est de $0,45\lambda$ à 30 GHz.

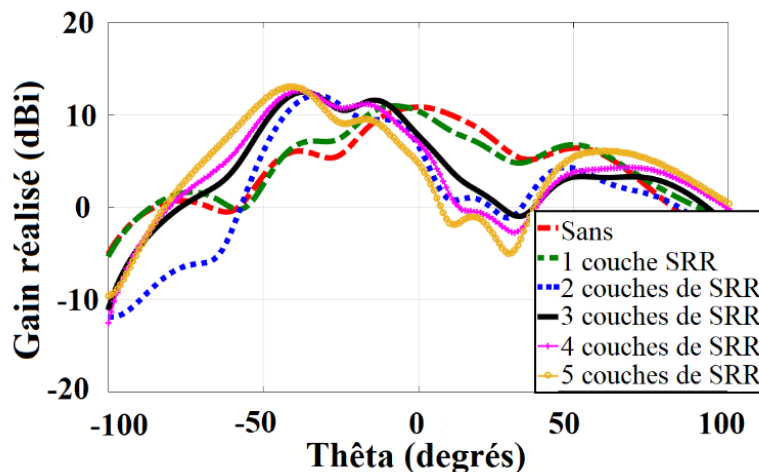


Fig. 7.16 : Diagramme de rayonnement simulé dans le plan E de l'antenne ME-dipôle à quatre ports proposée, chargée avec une méta-lentille SRR pour un nombre différent de couches SRR lorsque le port 1 est excité et que les autres ports sont terminés à 30 GHz.

7.3 Validation expérimentale

Pour valider les résultats de la simulation, deux prototypes ont été fabriqués et testés. Le premier est une antenne ME-dipôle à deux ports chargée avec une méta-lentille SRR composée de trois couches SRR décentrées, chacune avec des cellules unitaires 5×10 . Un connecteur de lancement de 2,92 mm a été utilisé pour alimenter la ligne microbande de 50Ω et mesurer les paramètres de l'antenne. La figure 7.17 montre une photographie de l'antenne dipôle ME à deux ports proposée, chargée avec la méta-lentille SRR. Les couches SRR sont maintenues sur le dessus de l'antenne en les insérant dans deux parois verticales de chaque côté de l'antenne. Des vis en plastique sur les bords des substrats de l'antenne sont utilisées pour aligner correctement les pièces fabriquées ensemble. Les mesures de gain et le diagramme de rayonnement ont été effectuées dans une chambre anéchoïque, comme le montre la figure 7.18. En raison des limites physiques du système de mesure, les mesures en champ lointain ont été effectuées en déplaçant l'antenne dipôle ME ainsi que l'antenne cornet émettrice dans une plage angulaire limitée de -90° à $+90^\circ$ dans l'hémisphère supérieur. Les diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés de l'antenne ME-dipôle à deux ports chargée avec la méta-lentille SRR aux fréquences de 26, 28, 30, 32 et 34 GHz sont présentés sur la figure.

7.19 (a)-(e), respectivement. Les résultats mesurés confirment que le faisceau principal de l'antenne dévie de -25° lorsque le port 1 est quitté et que le port 2 est chargé par 50Ω ; inversement, la direction du faisceau principal dévie de $+25^\circ$ lorsque le port 2 est excité et que le port 1 est chargé par 50Ω . La figure montre également une bonne corrélation entre les résultats mesurés et simulés. Les paramètres de diffusion mesurés et simulés de l'antenne dipôle ME à deux ports, avec et sans la méta-lentille SRR, sont représentés sur la figure 7.20. On peut observer qu'avec la présence de la méta-lentille SRR, les deux antennes présentent une large bande passante d'exploitation de $\sim 40\%$ de 24 GHz à 36 GHz. De plus, l'isolement entre deux ports est inférieur à 30 dB. L'écart entre les résultats simulés et mesurés peut être attribué aux tolérances de fabrication et d'assemblage, telles que les désalignements entre les différentes couches de substrat, et lors du placement des SRR sur le dessus de l'antenne. En outre, alors que les substrats de l'antenne étaient alignés à l'aide de vis en plastique, pour assurer la connexion entre les lignes de transmission situées sur les deuxième et troisième couches, celles-ci étaient soudées ensemble, ce qui a affecté les performances des antennes. La mesure du gain de l'antenne a été effectuée en utilisant la méthode de comparaison du gain avec une antenne à cornet à gain standard connue comme référence. Elle consiste à mesurer le signal reçu par l'antenne de référence et par l'antenne en test (AUT) et à déterminer la différence relative de gain des deux antennes lorsque toutes deux fonctionnent en mode réception. Nous avons également pris en compte l'effet de la perte du connecteur mesurée dans [43] pour calculer le gain mesuré. Cette perte passe de 1 à ~ 2

dB sur la gamme de fréquences de 26-40 GHz. Par conséquent, le gain d'antenne mesuré et simulé lorsque le port 1 est excité est indiqué dans le tableau 7.1. On peut voir que le gain maximum mesuré correspond à 12,8 dBi à 30 GHz, et que le gain réalisé est supérieur à 11 dBi sur la gamme de fréquences mesurée de 24-36 GHz.



Fig. 7.17: Photographies d'une antenne dipôle ME à deux ports chargée avec une méta-lentille SRR, (a) vue de dessus, et (b) vue 3D, où les 3 couches SRR sont clairement indiquées.

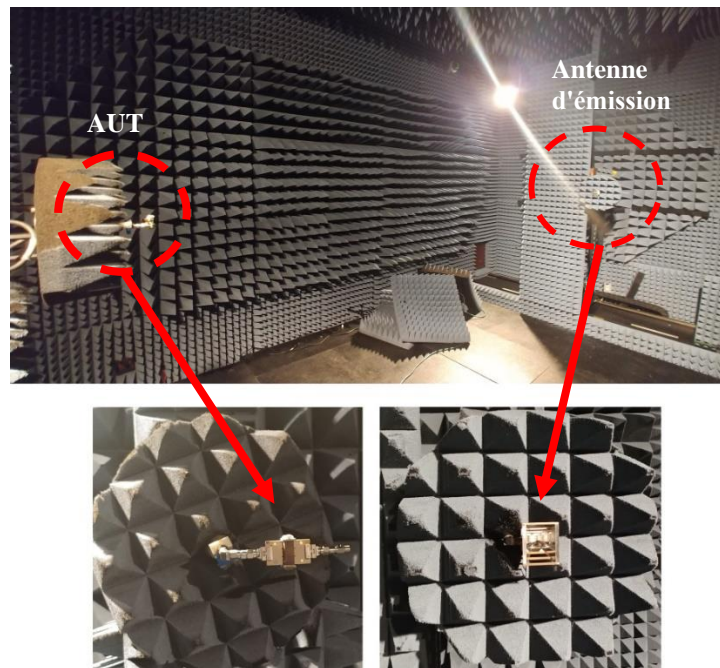


Fig. 7.18: Installation de mesure des diagrammes de rayonnement.

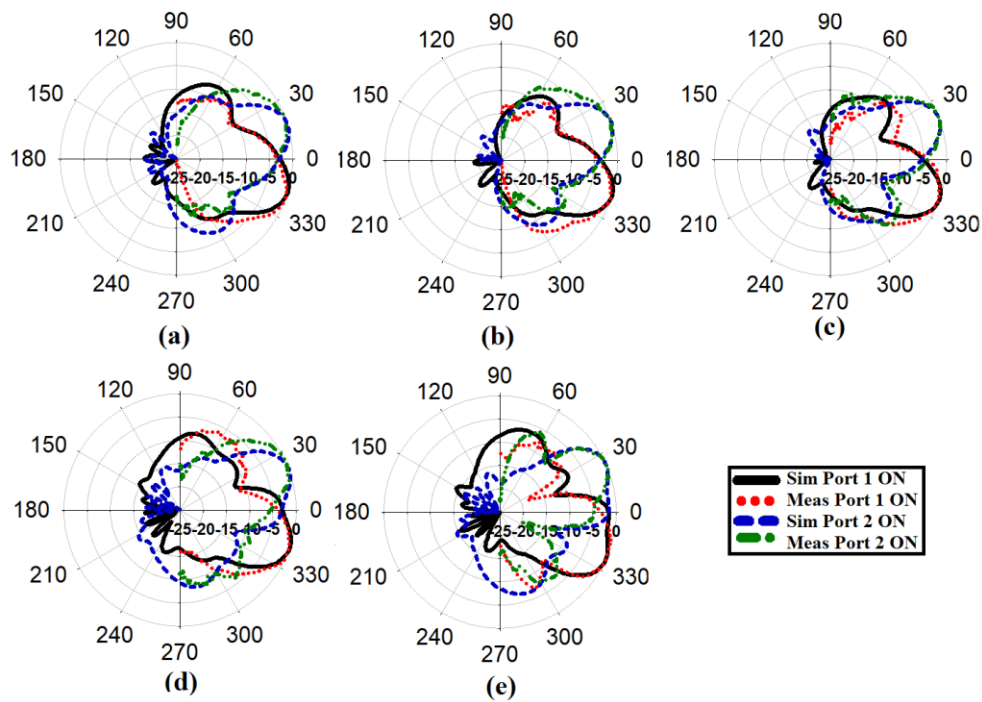


Fig. 7.19: Diagrammes de rayonnement normalisés, simulés et mesurés de l'antenne ME-dipôle à deux ports chargée avec la méta-lentille SRR, à (a) 26 GHz ; (b) 28 GHz ; (c) 30 GHz, (d) 32 GHz, et (e) 34 GHz.

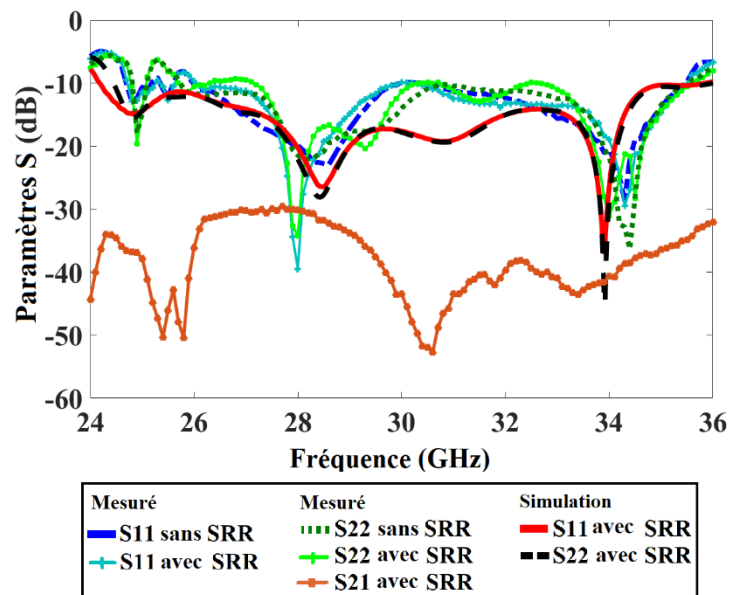


Fig. 7.20: Simulation et mesure des paramètres de diffusion de l'antenne dipôle ME à deux ports chargée avec et sans la méta-lentille SRR.

Table 7.1. Mesure et simulation du gain réalisé de l'antenne me-dipôle à deux ports proposée, chargée avec une méta-lentille SRR

Fréq. (GHz)	Gain de crête simulé (dBi)	Gain de crête mesuré (dBi)
24	11.6	11.5
26	13.1	11.8
28	12.8	11.3
30	13	12.8
32	13.4	11.1
34	12.6	12.2
36	13.3	12.5

Le deuxième prototype construit était l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée d'une méta-lentille SRR composée de trois couches SRR décentrées, chacune avec des cellules unitaires 12×12, comme le montre la figure 7.21. Pour obtenir des résultats plus précis, dans le processus de fabrication de ce prototype, les substrats de l'antenne ont été fixés ensemble à l'aide d'une fine couche de colle RF sous haute température et pression. La colle a été placée sur les parties latérales des circuits pour garantir le contact électrique entre les bandes métalliques des couches. Par conséquent, la soudure entre les lignes de transmission n'était plus nécessaire. Comme l'antenne ME-dipôle à quatre ports proposée est une structure symétrique, seules les performances de deux ports d'entrée (Port 1 et Port 3) sont indiquées dans cette section.

Les paramètres S du port 1 et du port 3 de l'antenne à quatre ports proposée ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel Agilent 8722ES, dont la configuration mesurée est illustrée à la figure 7.22. Le système a été étalonné selon une procédure standard d'étalonnage à charge ouverte courte. La Fig. 7.23 montre les coefficients de réflexion et de transmission mesurés et simulés au port 1 et au port 3, ce qui indique une bande passante d'impédance de ~40 % de 24-36 GHz. En outre, le couplage mutuel est inférieur à 30 dB sur toute la bande de fréquences.

La performance de diversité de l'antenne MIMO est évaluée à travers certains paramètres tels que le coefficient de corrélation de l'enveloppe (ECC), le gain de diversité (DG) et le coefficient de réflexion active totale (TARC) en utilisant les relations données dans les équations (1-3) et sont tracées sur la Fig. 7.23 [103, 104]. L'ECC est un paramètre significatif pour évaluer la corrélation entre deux canaux, et le TARC donne la correspondance globale du système MIMO. Les diagrammes de rayonnement du système d'antenne MIMO sont ceux utilisés dans l'évaluation de l'ECC (ρ_e) car ils affectent directement le canal entre l'émetteur et le récepteur. Dans un canal isotrope, ils peuvent être évalués selon [104] :

$$\rho_e(ECC) = \frac{\left| \iint_{4\pi} [E_1(\theta, \phi) * E_2(\theta, \phi)] d\Omega \right|^2}{\iint_{4\pi} |E_1(\theta, \phi)|^2 d\Omega \iint_{4\pi} |E_2(\theta, \phi)|^2 d\Omega} \quad (1)$$

où $E_i(\theta, \phi)$ est le diagramme de champ rayonné 3D complexe pour l'antenne i , Ω est l'angle solide et l'intégrale est évaluée sur la sphère 3D.

$$DG = 10\sqrt{1 - |ECC|^2} \quad (2)$$

$$TARC = \sqrt{\frac{|S_{11} + S_{12} + S_{13} + S_{14}|^2 + |S_{21} + S_{22} + S_{23} + S_{24}|^2 + |S_{31} + S_{32} + S_{33} + S_{34}|^2 + |S_{41} + S_{42} + S_{43} + S_{44}|^2}{4}} \quad (3)$$

Comme le montre la figure 7.23, l'ECC a une valeur inférieure à 0,2, le TARC est inférieur à -30 dB et la DG a une valeur supérieure à 9,8 sur toute la largeur de bande, ce qui démontre la bonne performance de diversité de l'antenne proposée.

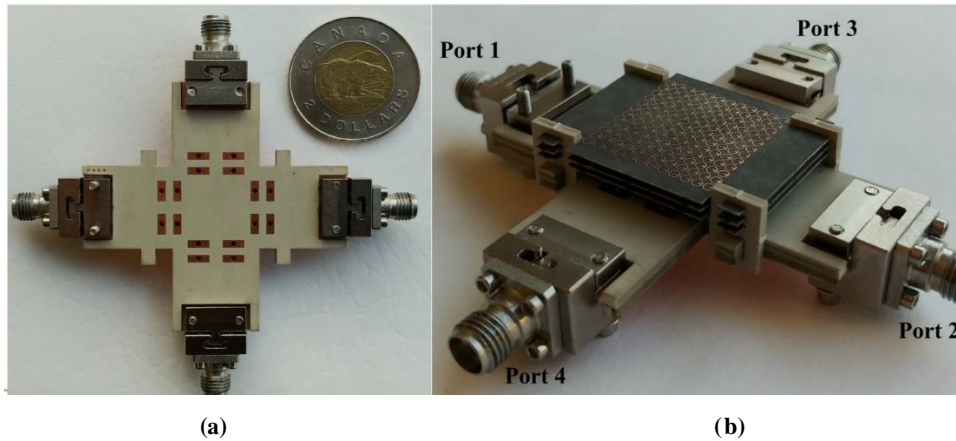


Fig. 7.21 : Photographie de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR, (a) vue de dessus avec la méta-lentille SRR enlevée, et (b) vue 3-D avec la méta-lentille SRR en place.

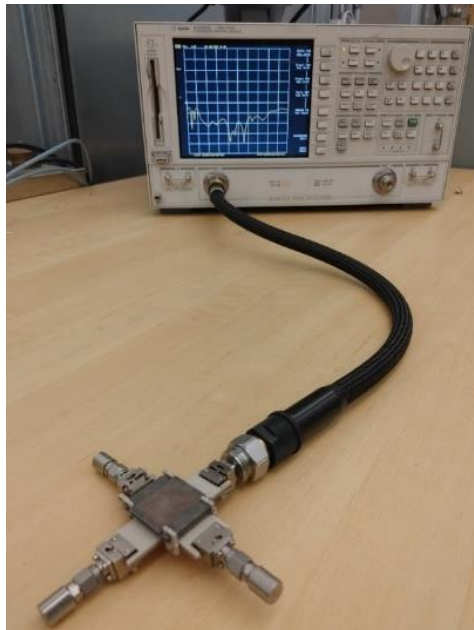


Fig. 7.22 : Dispositif de mesure des paramètres S.

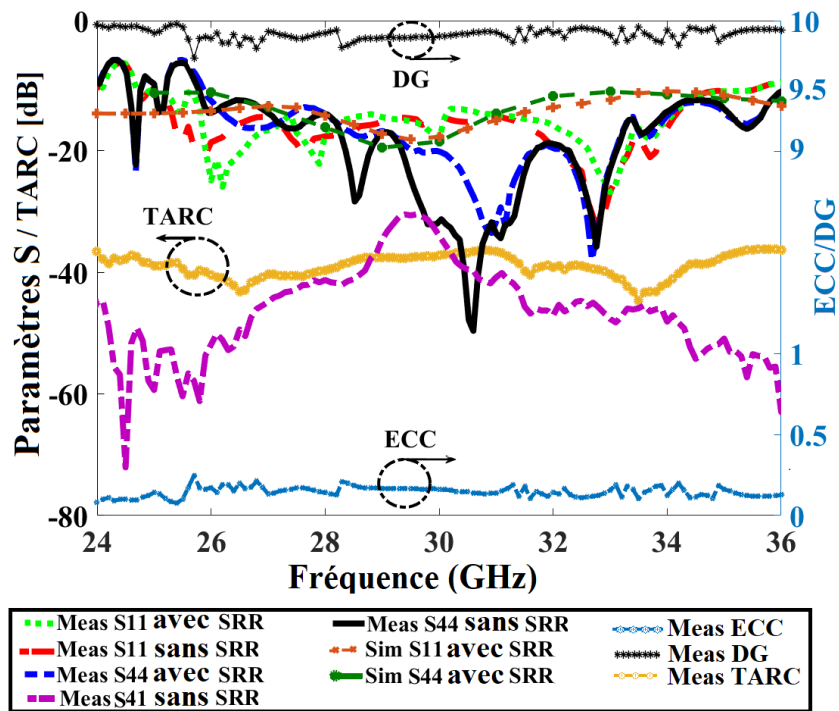


Fig. 7.23 : Simulation et mesure des paramètres S et des paramètres ECC, DG et TARC de l'antenne ME-dipôle à quatre ports.

Pour augmenter la plage angulaire de mesure du diagramme d'antenne à $\pm 120^\circ$, nous avons mesuré l'antenne ME-dipôle à quatre ports fabriquée dans une chambre anéchoïque à portée compacte différente de celle utilisée pour la mesure de l'antenne ME-dipôle à deux ports, comme le montre la figure 7.24. Dans le dispositif de mesure proposé, une antenne à cornet a été utilisée comme émetteur au point focal du réflecteur pour convertir les ondes sphériques en ondes planes vers l'antenne testée (AUT) en mode réception. La mesure a été effectuée dans la gamme de fréquences de fonctionnement de 26,5 à 40 GHz.

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés du port 1 et du port 3 dans le plan E sont représentés sur les figures 7.25 et 7.26, respectivement. Pendant les mesures, pour éviter de créer une diffusion indésirable à partir des connecteurs, les ports inutilisés ont été recouverts de matériaux absorbants, comme le montre la figure 7.24. Les résultats montrent que lorsque le port 1 est excité et que les autres ports sont fermés, la direction du faisceau principal dans le plan E est déviée d'environ -40° , comme le montre la figure 7.25. Inversement, la figure 7.26 montre que l'excitation du port 3 et la fermeture des autres ports entraînent une déviation du faisceau d'environ $+40^\circ$ dans le plan E. On peut observer que les résultats des mesures et des simulations sont en bon accord. En outre, les diagrammes de rayonnement mesurés sont stables sur la bande de fréquences de fonctionnement.

Le gain réalisé simulé et mesuré et l'efficacité de rayonnement mesurée de l'antenne en tenant compte des pertes de la transition de la ligne microbande lorsque le port 1 est excité sont présentés à la figure 7.27. On peut observer que le gain mesuré varie de 11,3 à 13,4 dBi sur la gamme de fréquences de 26,5 à 36 GHz. De plus, l'efficacité de rayonnement est supérieure à 85% sur la même bande de fréquences. Les faibles écarts entre le gain simulé et le gain mesuré peuvent être attribués aux tolérances de fabrication et au mauvais alignement du SRR dans l'assemblage de l'antenne. L'efficacité mesurée (eff) a été calculée par les équations suivantes :

$$\text{eff} = \frac{G(\text{gain mesuré})}{D(\text{La directivité théorique})} \times 100\% \quad (4)$$

$$D = \frac{4\pi}{\theta_{1r}\theta_{2r}} = \frac{32400}{\theta_{1d}\theta_{2d}} \quad (5)$$

$(\theta_{1r}\theta_{2r})$: HPBW dans deux plans perpendiculaires en radians ou $(\theta_{1d}\theta_{2d})$ en degré

Le gain réalisé mesuré ainsi que l'angle d'inclinaison du faisceau de l'antenne MIMO fabriquée sont donnés dans le tableau 7.2 en fonction de la fréquence pour les ports 1 et 3. Les résultats montrent clairement que, contrairement aux méthodes classiques d'inclinaison du faisceau, la technique d'inclinaison du faisceau proposée s'accompagne d'une augmentation du gain de l'antenne en raison de l'effet parasite des cellules

unitaires qui agissent comme des directeurs parasites. Plus important encore, le balayage de faisceau bas atteint avec la fréquence est bénéfique pour les applications MIMO à faisceau fixe.

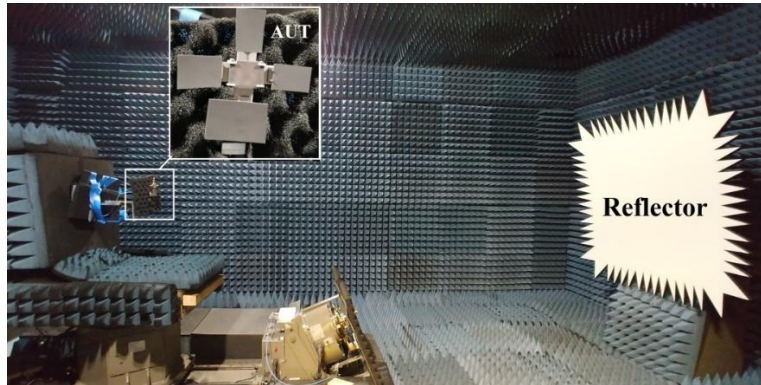


Fig. 7.24 : Configuration pour la mesure des diagrammes de rayonnement, lorsque l'AUT est en mode de réception.

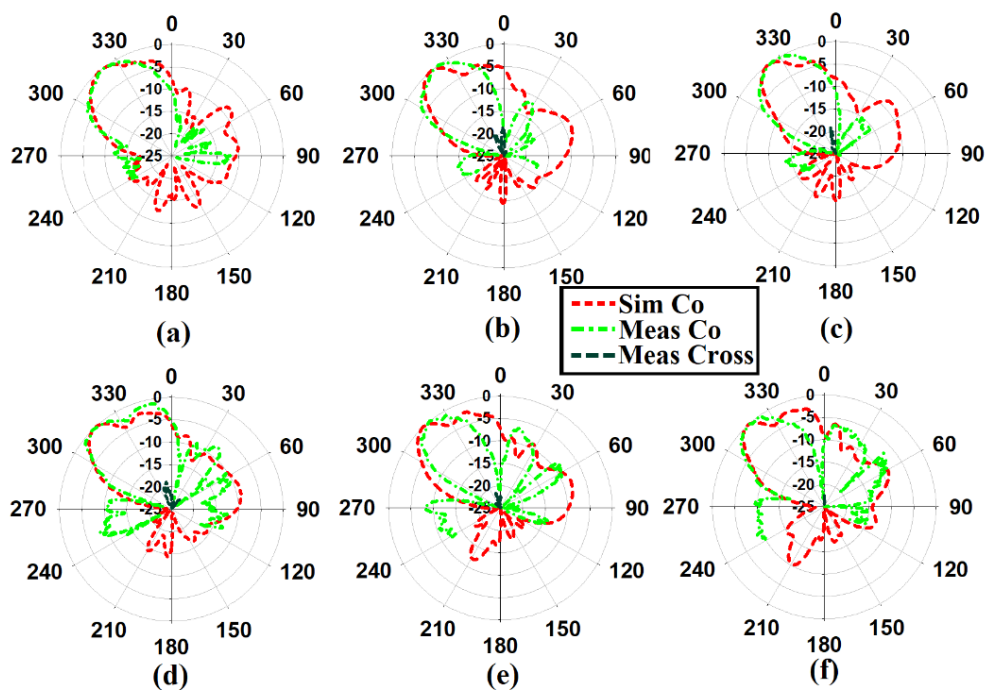


Fig. 7.25 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR lorsque le port 1 est excité et que les autres ports sont terminés à (a) 27 GHz; (b) 28 GHz; (c) 30 GHz, (d) 32 GHz, and (e) 34 GHz, et (f) 36 GHz.

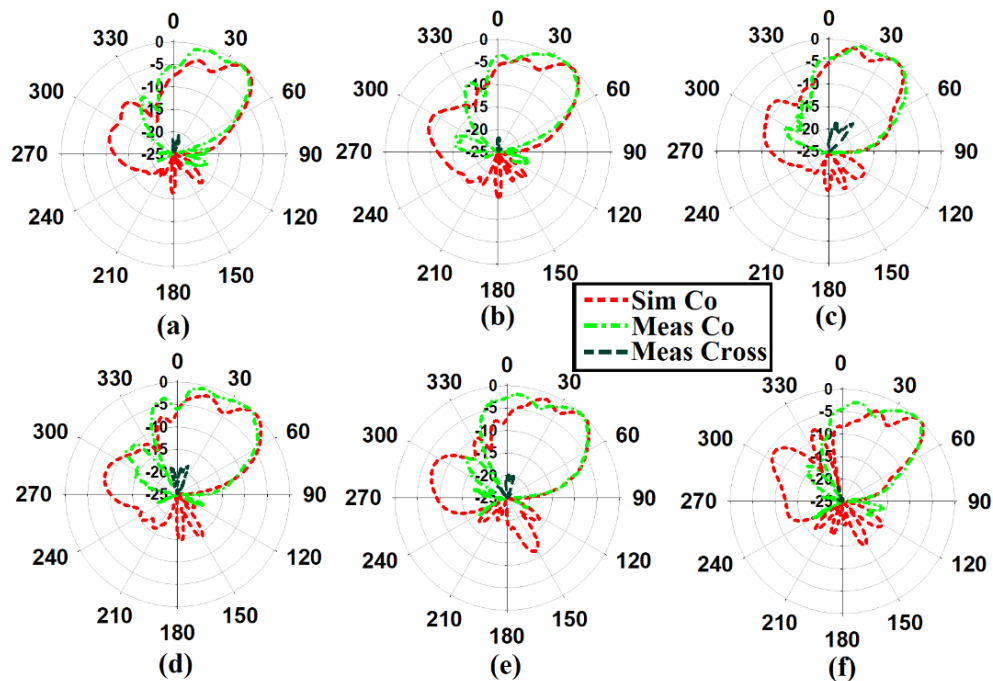


Fig. 7.26 : Simulation normalisée et diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR lorsque le port 3 est excité et que les autres ports sont terminés à (a) 27 GHz; (b) 28 GHz; (c) 30 GHz, (d) 32 GHz, and (e) 34 GHz, et (f) 36 GHz.

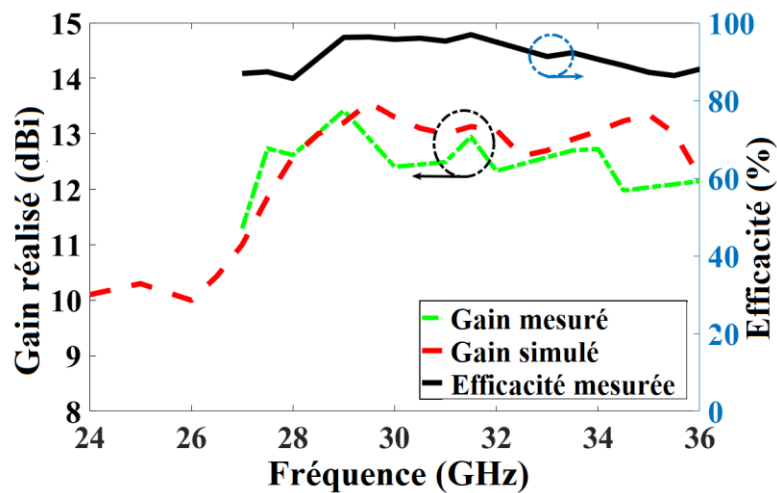


Fig. 7.27 : Gain mesuré et simulé et efficacité de rayonnement mesurée de l'antenne ME-dipôle à quatre ports chargée avec la méta-lentille SRR lorsque le port 1 est excité et que les autres ports sont fermés.

Tableau 7.2 : Paramètres mesurés de l'antenne à commutation de faisceau à quatre ports avec cellules SRR

Fréquence (GHz)	27	28	30	32	34	36
Gain réalisé pour le Port1 (dBi)	11.3	12.6	12.4	12.33	12.8	12.2
Gain réalisé pour le Port3 (dBi)	11.5	12.3	12.2	12.5	13.1	12.6
Angle d'inclinaison du faisceau du port 1 (degrés)	-38	-39	-40	-43	-45	-45
Angle d'inclinaison du faisceau à bâbord 3 (degrés)	+38	+39	+41	+44	+45	+46

7.4 Conclusion

Une antenne dipôle ME passive à commutation de faisceau à large bande alimentée par PRGW a été présentée pour fonctionner dans la gamme de fréquences 24-36 GHz. La déviation du faisceau a été réalisée en intégrant un réseau de dalles SRR comme lentille de métamatériau MNZ dans le plan d'élévation et décalé par rapport au centre de l'antenne. La technique proposée a été appliquée à deux prototypes. Dans le premier prototype, trois couches d'inclusions de SRR 5×10 situées dans le désaxage d'un double dipôle ME dans le plan E. Par conséquent, une déviation de faisceau de $\pm 25^\circ$ a été obtenue sur une large bande passante de 24-36 GHz dans le plan E en excitant chaque port tandis que l'autre est terminé. Pour approfondir la technique proposée, dans le second prototype trois couches de SRR 12×12 à double polarisation ont été intégrées, décalées par rapport au centre d'un dipôle ME à quatre ports. En activant chaque port alors que les autres ports sont désactivés, on obtient une réfraction du faisceau de 40° dans chaque quadrant de la direction de la largeur vers les SRR sur la même bande de fréquences. Les deux prototypes proposés ont été fabriqués et mesurés ; dans des cas, une largeur de bande mesurée de 40 % et un gain de pointe de 12,8 dBi à 30 GHz ont été obtenus. En outre, une efficacité de rayonnement élevée mesurée de plus de 85% sur les 26,5-36 GHz a été atteinte pour la structure quadruple alimentation. Il existe un bon accord entre les résultats simulés et mesurés, ce qui fait de l'antenne à formation de faisceaux proposée un candidat intéressant pour les applications pratiques de diversité de diagramme dans les systèmes MIMO en ondes millimétriques.

Chapitre. 8.

Conclusions et Travaux Futurs

Au fil des ans, la demande de trafic des utilisateurs augmente de façon spectaculaire, ce qui est dû à l'apparition d'un large éventail d'applications gourmandes en bande passante. Il est donc nécessaire d'explorer des régions du spectre appropriées pour répondre aux besoins estimés, non seulement pour les communications humaines, mais aussi pour les communications machine. Le spectre de fréquences en ondes millimétriques est une technologie prometteuse pour les communications mobiles de la cinquième génération (5G), car il peut offrir des débits de transmission de l'ordre de plusieurs gigabits par seconde (Gb/s) et prendre en charge un plus grand nombre d'utilisateurs, grâce à la grande largeur de bande. Cependant, la 5G présente de plus en plus de nouvelles exigences en termes d'antenne, comme le fait de rassembler plusieurs antennes dans un espace limité en vue de produire des faisceaux multiples, un gain élevé, une large bande passante et un haut rendement. Dans cette thèse, les efforts de recherche se concentrent sur le développement et la conception de nouvelles antennes à commutation de faisceaux pour répondre aux exigences strictes de la 5G. Par conséquent, une analyse, une recherche, une conception et un développement complets d'antennes à commutation de faisceaux à ondes millimétriques innovantes basées sur des cellules unitaires de métamatériaux ont été présentés [105-110]. Toutes les conceptions ont été fabriquées et leur fonctionnalité a été validée expérimentalement.

Tout d'abord, une nouvelle antenne compacte à commutation de faisceau a été proposée avec succès pour une application dans les stations de base mobiles afin de créer des cellules plus petites et d'augmenter la capacité du système sur la bande Ka. À cette fin, des surfaces multicouches sélectives en fréquence ont été intégrées sous une antenne Vivaldi à large bande à rayonnement longitudinal pour incliner le faisceau et augmenter le gain. L'intégration de deux réseaux de FSS de taille inégale comme émetteur, qui ont été tournés à 45° et fixés sous l'antenne Vivaldi, a permis d'obtenir un angle d'inclinaison maximal du faisceau de 38° , un gain réalisé de 9 dBi et un SLL de -8 dB à 28 GHz.

Deuxièmement, pour faire face aux pertes de propagation élevées des lignes à microbandes dans les bandes de fréquences millimétriques et dévier simultanément le faisceau principal des antennes, une antenne à double résonateur diélectrique (DRA) alimentée par un guide d'ondes à fente de crête imprimée (PRGW) basé sur les FSS a été présentée. Dans cette conception, deux couches de cellules unitaires FSS imprimées 3×3 double face comme réflecteur sont chargées au-dessus et au milieu des deux antennes

PRGW-DRA. L'excitation de chaque port alors que l'autre port est chargé de $50\text{-}\Omega$ a permis une commutation de faisceau de $\pm 77^\circ$ et une amélioration du gain de 3,16 dBi à 28 GHz.

Comme l'utilisation de la technologie MIMO (multiple-input-multiple-output) dans l'émetteur et les récepteurs est l'une des approches essentielles pour obtenir une plus grande capacité et une meilleure fiabilité de la liaison, nous avons cherché à concevoir une structure à large bande et à haut gain pour la diversité de diagramme pour les systèmes MIMO. Par conséquent, une antenne dipôle magnéto-électrique à double source complémentaire (DCS-ME) excitée par PRGW est conçue pour fonctionner dans la bande Ka qui présente une large bande passante d'impédance de 40 % (24,5 à 40 GHz) avec un gain stable de 10 ± 1 dBi sur la bande 25-35 GHz. De plus, en intégrant horizontalement trois couches de cellules unitaires de résonateur à anneau divisé (SRR) 4×10 en tant que métamatériaux MNZ sur l'antenne dipôle DCS-ME, le gain réalisé est augmenté jusqu'à 14,2 dBi avec une efficacité de rayonnement mesurée de 93% à 30 GHz. Par conséquent, pour proposer une structure de commutation passive du faisceau, les multiples couches de SRR ont été intégrées dans le désaxage de l'antenne dipôle ME proposée dans le plan E, formant ainsi une méta-lentille. La technique proposée est étendue à une antenne ME dipôle à deux ports et à quatre ports, où les SRR étaient situés de manière décalée par rapport au centre de chaque antenne dans le plan E. L'excitation de chaque port alors que les autres se terminent en 50 ohms, permet une déviation du faisceau de $\pm 25^\circ$ et une amélioration du gain jusqu'à 2,3 dB pour la structure à double port et 40° dans chaque quadrant avec une amélioration du gain maximale de 2,9 pour les antennes à quadruple port dans le plan d'élévation par rapport à la direction de la largeur de bande sans affecter la largeur de bande en termes d'impédance. En outre, une efficacité de rayonnement mesurée supérieure à 85 % est obtenue sur la largeur de bande d'exploitation, grâce à l'utilisation de la technologie d'alimentation des antennes par guide d'ondes en technologie PRGW.

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ouvrent le domaine des antennes à formation de faisceaux alimentées par des guides d'ondes PRGW utilisant des métamatériaux pour les bandes de fréquences des ondes millimétriques. Mais il est évident qu'il reste encore d'autres sujets à explorer dans ce domaine.

L'utilisation de la technologie MIMO pour l'émission et la réception est l'une des approches essentielles pour atteindre une capacité plus élevée et une meilleure fiabilité des liaisons. Cependant, avec l'augmentation du trafic de données mobiles, il est nécessaire de remplacer une autre technique plutôt que les systèmes MIMO existants. Le concept MIMO évolue du multi-utilisateur au MIMO massif, où des centaines ou des milliers d'éléments d'antenne peuvent être atteints à la station de base. Le MIMO massif est essentiel dans les bandes d'ondes millimétriques, car à ces fréquences, la forte perte de trajet en espace libre nécessite de grands gains de réseau pour obtenir un rapport signal/bruit (SNR) suffisant. En outre, ces

systèmes peuvent permettre d'améliorer la capacité et l'efficacité spectrale. Toutefois, aux fréquences prévues, les antennes à gain élevé nécessitent des techniques de formation de faisceau par lesquelles les signaux générés par un réseau d'antennes d'émission s'orientent vers un angle prédéterminé au lieu d'être transmis dans toutes les directions. Compte tenu de l'importance des systèmes MIMO massifs en ondes millimétriques pour les futures applications 5G et des défis que pose la formation numérique de faisceaux pour les MIMO massifs, qui la rendent pratiquement irréalisable, l'amélioration des performances des systèmes MIMO massifs en ondes millimétriques à l'aide d'une architecture hybride (analogique et numérique) de formation de faisceaux et d'une structure de guide d'ondes PRGW pourrait être une solution prometteuse pour répondre aux exigences prévues de la cinquième génération de communications sans fil.

Références

- [1] M. Borhani Kakhki, M. Mantash, A. Kesavan, M. M. Tahseen, & T. A. Denidni (2018) Millimeter-wave beam-tilting Vivaldi antenna with gain enhancement using multi-layer FSS. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17 (12): 2279-2283.
- [2] E. Pucci (2013). Gap waveguide technology for millimeter wave applications and integration with antennas, *Ph.D. Dissertation*, Antenna Group Department of Signals and Systems Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden.
- [3] W. Kim, M. F. Iskander & W. D. Palmer (2006) An integrated phased array antenna design using ferroelectric materials and the continuous transverse stub technology. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54 (11): 3095-3105.
- [4] R. R. Romanofsky (2007) Advances in scanning reflectarray antennas based on ferroelectric thin-film phase shifters for deep-space communications. *IEEE Proceedings*, 95 (10): 1968-1975.
- [5] S. L. Preston, D. V. Thiel, J. W. Lu, S. G. O'Keefe & T. S. Bird (1997) Electronic beam steering using switched parasitic patch elements. *Electronics Letters*. 33 (1): 7-8.
- [6] M. Sharifi, A. Dadgarpour, & A.A. Kishk (2017) Planar high-efficiency antenna array using new printed ridge gap waveguide technology, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 65(7): 3772- 3776.
- [7] M. Borhani Kakhki & P. Rezaei (2017) Compact reconfigurable monopole antenna with DGS for UWB application, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies (Cambridge)*, 9(7): 1517-1522.
- [8] M. Borhani Kakhki, P. Rezaei, V. Sharbati & M. M. Fakharian (2016) Small square reconfigurable antenna with switchable single /triple-band functions, *Radioengineering Journal*, 25(1):40-45.
- [9] M. Borhani Kakhki, P. Rezaei & A. Valizade (2015) Design of a reconfigurable miniaturized Microstrip slot antenna for switchable multiband systems, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15(99): 822 – 825.
- [10] M. S. Alam & A. M. Abbosh (2016) Beam-steerable planar antenna using circular disc and four PIN-controlled tapered stubs for WiMAX and WLAN applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15: 980-983.
- [11] J. R. Costa, E. B. Lima, & C. A. Fernandes (2009) Compact beam-steerable lens antenna for 60-GHz wireless communications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(10): 2926–2933.
- [12] A. Dadgarpour, B. Zarghooni, B.S. Virdee, & T. A. Denidni (2016) Improvement of gain and elevation tilt angle using metamaterial loading for millimeterwave applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15: 418–420.

- [13] V. Pacheco-Peña, V. Torres, B. Orazbayev, M. Beruete, M. Navarro-Cía, M. Sorolla, & N. Engheta (2014) Mechanical 144 GHz beam steering with all metallic epsilon-near-zero lens antenna, *Applied Physics Letters*. 105, 243503.
- [14] R. W. Ziolkowski (2004) Propagation and scattering from a matched metamaterials having a zero index of refraction, *Phys. Rev. E*, 70: 046608.
- [15] M. A. Habib, M. N. Jazi, A. Djaiz, M. Nedil & T. A. Denidni (2009) Switched-beam antenna based on EBG periodic structures, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, MA, pp: 813-816.
- [16] R. Dewan, M.K.A. Rahim, M.R. Hamid, M.F.M. Yusoff, N.A. Samsuri, N.A. Murad, & K. Kamardin (2017) Artificial magnetic conductor for various antenna applications: an overview, *Wiley International Journal of RF & Microwave Computer Aided Engineering*.27(6).
- [17] D. Sievenpiper (1999) High-impedance electromagnetic surfaces, *Ph.D. Dissertation*, Univ. California, Dept. Elect. Eng., Los Angeles, CA.
- [18] J. L. Volakis (2008) Antenna Engineering Handbook, page (Chapter 56: Frequency Selective Surfaces). McGraw-Hill.
- [19] R.S. Anwar, L. Mao, & H. Ning (2018) Frequency selective surfaces: a review. *Applied Sciences*. 8(9): 1689.
- [20] M. Niroo-Jazi (2012) Nimble radiation-pattern antennas using agile frequency selective surfaces, *Ph.D. Dissertation*, Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique.
- [21] B. A. Munk (2000) Frequency selective surfaces: theory and design, *Wiley*, New York, NY, USA.
- [22] J. Arnaud & F. Pelow (1975) Resonant-grid quasi-optical diplexers. *The Bell System Technical Journal*, 54(2): 263–283.
- [23] F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio, & G. Manara (2015) A robust differential-amplitude codification for chipless RFID. *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, 25: 832–834.
- [24] D. Pozar (1996) Flat lens antenna concept using aperture coupled Microstrip patches. *Electronics Letters*. 32: 2109–2111.
- [25] A. Edalati & T. A. Denidni (2013) Frequency selective surfaces for beam switching applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61, (1): 195-200.
- [26] W. Pan, C. Huang, P. Chen, M. Pu, X. Ma, & X. Luo (2013) A beam steering horn antenna using active frequency selective surface, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61 (12): 6218–6223.
- [27] M. Mantash, A. Kesavan, & T. A. Denidni (2018) Beam-tilting end-fire antenna using a single-layer fss for 5G communication networks, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(1): 29 – 33.

- [28] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, & W. J. Stewart (1999) Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11): 2075-2084.
- [29] N. Reddy, & S. Raghava (2013) Split ring resonator and its evolved structures over the past decade, *IEEE International Conference ON Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology (ICECCN)*, pp: 25-26.
- [30] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, & F. Medina (2003) Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design-theory and experiments, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10): 2572–2581.
- [31] R. Shelby, D. Smith, & S. Schultz (2001) Experimental verification of a negative index of refraction, *Science*, 292: 77–79.
- [32] M. M. I. Saadoun & N. Engheta (1992) A reciprocal phase shifter using novel pseudo-chiral or omega medium, *Microwave and Optical Technology Letters*, 5: 184–188.
- [33] H. Chen, L. Ran, J. Huangfu, X. Zhang, K. Chen, T. M. Grzegorzcyk, & J. A. Kong (2004) Left-handed metamaterials composed of only S-shaped resonators,” *Phys. Rev. E*, 70: 057605.
- [34] B. Zarghooni (2015) Reconfigurable Metamaterial-based Antenna Using a Novel class of Miniaturized Agile Unit-cells, *Ph.D. Dissertation*, Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique.
- [35] A. Dadgarpour, M. S. Sorkherizi, A. Kishk, & T. Denidni (2016) Single element antenna loaded with artificial mu-near-zero structure for 60 GHz MIMO applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(12): 5012-5019.
- [36] E. Rajo-Iglesias, M.Ferrando-Rocher, & A.Uz Zaman (2018), Gap Waveguide Technology for Millimeter-Wave Antenna Systems, *IEEE Communications Magazine*. 56(7): 14-20.
- [37] M. G. Silveirinha, C. A. Fernandes, & J. R. Costa (2008) Electromagnetic characterization of textured surfaces formed by metallic pins, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(2): 405–415.
- [38] D. Sievenpiper, Z. Lijun, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, & E. Yablonovitch (1999) High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11): 2059–2074.
- [39] M. G. Silveirinha, C. A. Fernandes, & J. R. Costa (2008) Electromagnetic characterization of textured surfaces formed by metallic pins, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(2): 405–415.
- [40] E. Pucci, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, & P. S. Kildal (2011) New low loss inverted Microstrip line using gap waveguide technology for slot antenna applications, in *Proceedings of the Fifth European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, pp. 979–982.

- [41] H. Raza, J. Yang, P.-S. Kildal, & E.A. Alós: (2014) Microstrip-ridge gap waveguide—study of losses, bends, and transition to WR-15, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62, (9): 1943-1952
- [42] M. S. Sorkherizi & A. A. Kishk (2016) Fully printed gap waveguide with facilitated design properties, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(9): 657–659.
- [43] A. Dadgarpour, M. S. Sorkherizi & A. A. Kishk (2016) Wideband, low loss magneto-electric dipole antenna for 5G wireless network with gain enhancement using meta lens and gap waveguide technology feed, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(12): 5094-5101.
- [44] H. Boutayeb & T. A. Denidni (2007) Gain enhancement of a Microstrip patch antenna using a cylindrical electromagnetic crystal substrate, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(11): 3140-3145.
- [45] Z. Cao, X. Zhao, F. M. Soares, N. Tessema, & A. M. J. Koonen (2017) 38-GHz millimeter wave beam steered fiber wireless systems for 5G indoor coverage: architectures, devices, and links, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 53(2): 8000109-8000109.
- [46] A. Dadgarpour, B. Zarghooni, B. S. Virdee, & T. A. Denidni (2015) Enhancement of tilted beam in elevation plane for planar end-fire antennas using artificial dielectric medium, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(10): 6218-6223.
- [47] I. Kim & Y. R. Samii (2014) Electromagnetic band gap-dipole sub-array antennas creating an enhanced tilted beam for future base station, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 9(4): 319-327.
- [48] S. Fujio, C. Koike & D. Kimura (2015) Energy-efficient hybrid beamforming in millimeter-wave communications using FDMA, *IEEE PIMRC 2015*, China, 30 Aug.-2 Sept. 2015.
- [49] Y. P. Selvam, L. Elumalai, M. Gulam Nabi Alsath, M. Kanagasabai, S. Subbaraj, & S. Kingsly (2017) Novel frequency- and pattern-reconfigurable rhombic patch antenna with switchable polarization, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16: 1639-1642.
- [50] S. Cheng, P. Rantakari, R. Malmqvist, C. Samuelsson, T. Vähä-Heikkilä, A. Rydberg, & J. Varis (2009) Switched beam antenna based on RF MEMS SPDT switch on quartz substrate, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8: 383–386.
- [51] J. J. Luther, S. Ebadi, & X. Gong (2012) A Microstrip patch electronically steerable parasitic array radiator (ESPAR) antenna with reactance-tuned coupling and maintained resonance, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(4): 1803-1813.
- [52] A. Dadgarpour, B. Zarghooni, B. S. Virdee, & T. A. Denidni (2014) Beam tilting antenna using integrated metamaterial loading, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(5): 2874–2879.
- [53] Y. Yang, Y. Wang, & A. E. Fathy (2008) Design of compact Vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications, *Progress in Electromagnetics Research*, 82: 401-418.
- [54] J. Li, Q. Zeng, R. Liu, & T. A. Denidni (2017) Beam-tilting antenna with negative refractive index metamaterial loading, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16: 2030-2033.

- [55] A. Dadgarpour, M. S. Sorkherizi, T. A. Denidni, & A. A. Kishk (2017) Passive beam switching and dual-beam radiation slot antenna loaded with ENZ medium and excited through ridge gap waveguide at millimeter-waves, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(1): 92-102.
- [56] Y. Bai, S. Xiao, C. Liu, X. Shuai, & B. Z. Wang (2013) Design of pattern reconfigurable antennas based on a two-element dipole array model, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61, (9): 4867-4871
- [57] J. Li, Q. Zeng, R. Liu, & T. A. Denidni (2018) A gain enhancement and flexible control of beam numbers antenna based on frequency selective surfaces, *IEEE Access*, 6: 6082-6091.
- [58] A. Kesavan, B. P. Chacko, & T. A. Denidni (2016) Beam-tilting Vivaldi antenna using cantilever based-frequency selective surfaces, *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, PR, USA*, pp. 961-962.
- [59] P.-S. Kildal (1990) Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 38, (10): 1537-1544.
- [60] I. Kim, Y. Rahmat-Samii (2015) Electromagnetic band gap-dipole sub-array antennas creating an enhanced tilted beam for future base station, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 9(4): 319-327.
- [61] M. M. M. Ali, S. I. Shams, & A.-R. Sebak (2019) Ultra-wideband printed ridge gap waveguide hybrid directional coupler for millimetre wave applications, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 13(8): 1181-1187.
- [62] Z. Wani, M. P. Abegaonkar, & S. K. Koul (2018) A 28-GHz Antenna for 5G MIMO applications, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 78: 73-79.
- [63] H. Attia, & A. A. Kishk (2017) Wideband self-sustained DRA fed by printed ridge gap waveguide at 60 GHz, *2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1-3.
- [64] M. S. Sorkherizi, & A. A. Kishk (2017) Self-packaged, low-loss, planar bandpass filters for millimeter-wave application based on printed gap waveguide technology, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 7(9):1419-1431.
- [65] Ö. Sağlam (2009) Design, fabrication and measurement of hybrid frequency selective surface (FSS) radomes, *Master thesis*, Bilkent University.
- [66] B. Liang, B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, & J. C. Batchelor (2015) Cylindrical slot FSS configuration for beam-switching applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(1): 166-173.
- [67] A. Dadgarpour, B. Zarghooni, B. S. Virdee, & T. A. Denidni (2015) High gain end-fire bow-tie antenna using artificial dielectric layers', *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 9(12): 1254-1259.

- [68] M. Farahani, J. Pourahmadazar, M. Akbari, M. Nedil, A. R. Sebak, & T. A. Denidni (2017) Mutual coupling reduction in millimeter-wave MIMO antenna array using a metamaterial polarization-rotator wall, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16: 2324-2327.
- [69] Y. Li & K.-M. Luk (2016) 60-GHz dual-polarized two-dimensional switch beam wideband antenna array of aperture-coupled magneto-electric dipoles, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(2): 554–563.
- [70] Y. Li & K. W. Luk (2016) A 60-GHz wideband circularly polarized aperture coupled magneto-electric dipole antenna array, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(4): 1325–1333.
- [71] L. Lu, K. Ma, F. Meng, & K. S. Yeo (2016) Design of a 60-GHz quasi-yagi antenna with novel ladder-like directors for gain and bandwidth enhancements, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15: 682–685.
- [72] M. Asaadi & A. Sebak, “Gain and bandwidth enhancement of 2×2 square dense dielectric patch antenna array using a holey superstrate,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1808–1811, March. 2017.
- [73] H. Vettikalladi, O. Lafond, & M. Himdi (2009) High-efficient and high-gain superstrate antenna for 60-GHz indoor communication, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8: 1422–1425.
- [74] J. Puskely, J. Lacik, Z. Raida, & H. Arthaber (2016) High-gain dielectric-loaded Vivaldi antenna for ka-band application, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15: 2004–2007.
- [75] A. Zaman & P.-S. Kildal (2014) Wide-band slot antenna arrays with single layer corporate-feed network in ridge gap waveguide technology, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(6): 2992-3001.
- [76] E. Rajo-Iglesias & P.-S. Kildal (2011) Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 5(3): 282–289.
- [77] E. Rajo-Iglesias, M. Ebrahimpouri, & O. Quevedo-Teruel (2018) Wideband phase shifter in groove gap waveguide technology implemented with glidesymmetric holey EBG, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(6): 476–478.
- [78] M. Vukomanovic, J.-L. Vazquez-Roy, O. Quevedo-Teruel, E. Rajo-Iglesias, & Z. Sipus (2016) Gap waveguide leaky-wave antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(5): 2055-2060.
- [79] H. Attia, M. L. Abdelghani, & T. A. Denidni (2017) Wideband and high-gain millimeter-wave antenna based on FSS Fabry-Perot cavity, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(10): 5589-5594.
- [80] Q. -Y, Guo & H. Wong (2019) Wide band and high gain fabry-perot cavity antenna with switched beam for millimeter-wave application, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(7): 4339 - 4347.

- [81] H. W. Lai, K. K. So, H. Wong, C. H. Chan, & K. M. Luk (2016) Magnetolectric dipole antennas with dual open-ended slots excitation, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(8): 3338–3346.
- [82] M. M. M. Ali & A.-R. Sebak (2018) 2-D scanning magnetolectric dipole antenna array fed by RGW butler matrix, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(11): 6313–6321.
- [83] A. Dadgarpour, B. Zarghooni, B. S. Virdee, & T. A. Denidni (2016) One- and two-dimensional beam-switching antenna for millimeter-wave MIMO applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(2): 564-573.
- [84] A. Dadgarpour, A.A. Kishk, & T.A. Denidni (2016) Gain enhancement of planar antenna enabled by array of split-ring resonators, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(8): 3682–3687.
- [85] A. Dadgarpour, M. S. Sorkherizi, & A. A. Kishk (2017) High-efficient circularly polarized magnetolectric dipole antenna for 5G applications using dual-polarized split-ring resonator lens, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(8): 4263–4267.
- [86] D. Ramaccia, F. Scattone, F. Bilotti, & A. Toscano (2013) Broadband compact horn antennas by using EPS-ENZ metamaterial lens, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(6): 2929–2937.
- [87] P.-N. Choubey, W. Hong, Z.-C. Hao, P. Chen, T.-V. Duong, & J. Mei (2016) A wideband dual-mode SIW cavity-backed triangular-complimentary split-ring-slot (TCSRS) antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(6): 2541–2545.
- [88] D. Shen, C. Ma, W. Ren, X. Zhang, Z. Ma, & R. Qian (2018) A low-profile substrate-integrated-gap-waveguide-fed magnetolectric dipole, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(8): 1373–1376.
- [89] J. Zhang, X. Zhang, & A. A. Kishk (2018) Broadband 60 GHz antennas fed by substrate integrated gap waveguides,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(7): 3261–3270.
- [90] R. Chantalat, C. Menudier, T. Monediere, M. Thevenot, P. Dumon, & B. Jecko (2008) Enhanced EBG resonator antenna to feed a reflector antenna in Ka band, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7: 349–353.
- [91] D. Abbou, T. P. Vuong, R. Touhami, F. Ferrero, D. Hamzaoui, & M. C. E. Yagoub (2017) High-gain wideband partially reflecting surface antenna for 60 GHz systems, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16: 2704-2707.
- [92] M. U. Afzal & K. P. Esselle (2016) A low-profile printed planar phase correcting surface to improve directive radiation characteristics of electromagnetic band gap resonator antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(2): 276–280.
- [93] Q. L. Yang, Y. L. Ban, K. Kang, C. Y. D. Sim & G. Wu (2016) SIW multibeam array for 5G mobile devices, *IEEE Access*, 4: 2788-2796.

- [94] S. Yoshida, Y. Suzuki, T. Thanh Ta, S. Kameda, N. Suematsu, T. Takagi, & K. Tsubouchi (2013) A 60- GHz band planar dipole array antenna using 3-D SiP structure in small wireless terminals for beamforming applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(7): 3502–3510.
- [95] P. Chen, W. Hong, Z. Kuai & J. Xu (2009) A double layer substrate integrated waveguide blas matrix for beamforming applications, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(6): 374-376.
- [96] Y. Gao, M. Khaliel, F. Zheng & T. Kaiser (2017) Rotman lens based hybrid analog-digital beamforming in massive MIMO systems: array architectures, beam selection algorithms and experiments, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(10): 9134-9148.
- [97] J. Pourahmadazar, & T. A. Denidni (2018) V-band printed ridge gap waveguide phased array antenna with $\pm 40^\circ$ scanning angular sector and ETSI class II radiation pattern, *2018 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Waterloo, ON, Canada.
- [98] A. Dadgarpour, M. S. Sorkherizi, T. A. Denidni, & A. A. Kishk (2016) Ridge-gap waveguide slot antenna with ENZ medium for millimeter-wave MIMO applications, *2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Montreal, QC, Canada, pp. 1–2.
- [99] M. Borhani Kakhki, A. Dadgarpour, A. R. Sebak, & T. A. Denidni (2020) A twenty eight GHz beam-switching ridge gap dielectric resonator antenna based on FSS for 5G applications, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 14(15): 397-402.
- [100] A. Artemenko, A. Maltsev, A. Mozharovskiy, A. Sevastyanov, V. Ssorin, & R. Maslennikov (2013) Millimeter-wave electronically steerable integrated lens antennas for WLAN/WPAN applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(4): 1665–1671.
- [101] M. Borhani Kakhki, A. Dadgarpour, M. A. Antoniadis, A. Sebak, & T. A. Denidni, (2020) Dual complementary source magneto-electric dipole antenna loaded with split ring resonators, *IEEE Access*, 8: 59351 – 59361
- [102] Z. Szabó, P. G. Ho, R. Hedge, & E. P. Li (2010) A unique extraction of metamaterial parameters based on Kramers-Kronig relationship, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(10): 2646–2653.
- [103] R. Chandel, A.K. Gautam, K. Rambabu (2018) Tapered fed compact UWB-MIMO-diversity antenna with dual band-notched characteristics. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 66: 1677-1684.
- [104] SharawiMS. (2018) Advancements in MIMO antenna systems. In: Mitra R, editor. Developments in antenna analysis and synthesis. Chapter-4. *IET*; DOI:10.1049/SBEW543F_ch4.
- [105] M. Borhani Kakhki, A. Dadgarpour, M. A. Antoniadis, A. R. Sebak, & T. A. Denidni (2020) Magneto-electric dipole antenna loaded with meta-lens for beamforming and dual-beam radiation applications, *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Montréal, Québec, Canada, 5-10 July 2020.

- [106] M. Borhani Kakhki, Z. Mousavirazi, & T. A. Denidni, (2019) High gain ridge gap dielectric resonator antenna using FSS superstrates, *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Atlanta, Georgia, USA, 7-12 July 2019.
- [107] Z. Mousavirazi, M. Borhani Kakhki, V. Rafii and T. A. Denidni. (2019) MM-wave beam steering slot antenna using gradient relative permittivity of FSS superstrate, *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Atlanta, Georgia, USA, 7-12 July 2019.
- [108] M. Borhani Kakhki, & T. A. Denidni, (2018) Beam Tilting Antenna Using FSS Layer for 5G Applications, *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Boston, Massachusetts, 8-13 July 2018.
- [109] M. Borhani Kakhki, M. Mantash, & T. A. Denidni, (2018) Gain Enhancement of Colinear Antenna-Array Using a Frequency Selective Surface, *18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Waterloo, ON, Canada, 19-22 August 2018.
- [110] M. Mantash, M. Borhani Kakhki, & T. A. Denidni, (2018) Millimeter-Wave Circularly Polarized Vivaldi Antenna using Simple Single Layer 2D FSS Polarizer, *18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, Waterloo, ON, Canada, 19 - 22 August 2018.