جامعة سيدي محمد بن عبد الله بفاس
UNIVERSITÉ SIDI MOHAMED BEN ABDELLAH DE FES

كلية العلوم والتقنيات فاس
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE FÈS

N° d'ordre : 41/2024

Centre des Etudes Doctorales : Sciences et Techniques et Sciences Médicales
Formation Doctorale : Science de l'ingénieur, Sciences Physiques, Mathématiques et Informatique
Discipline : Science de l'ingénieur
Spécialité* : Electronique et Télécommunication
Laboratoire : Signaux, Système et composants

Résumé de thèse pour l'obtention de DOCTORAT

Circularly Polarized Planar Antennas & AMC Metasurfaces For 5G-IoT and CubeSat applications

Préparée par : Mr Mohamed El Hammoumi

Soutenue le 15/07/2024 devant le jury :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
ZOUAK MOHCINE	PES	FST-USMBA	Président
GUENNOUN ZOUHAIR	PES	EMI-RABAT	Rapporteur & examinateur
BENBRAHIM MOHAMMED	PES	FSDM-USMBA	Rapporteur & examinateur
ALAMI HASSANI AICHA	PH	FST-USMBA	Rapporteur & examinateur
TUBBAL FAISEL	PH	Faculty of engineering & Information Sciences-University of Wollongong NSW 2522 Australia	Examinateur
ZARED KAMAL	PH	FST-USMBA	Examinateur
EL AMRANI EL IDIRISSI NAJIBA	PES	FST-USMBA	Directeur de thèse

Résumé

Dans cette thèse, il a été conçu au départ, deux antennes patch micro-ruban conçues pour obtenir des résultats captivants et compétitifs. La première antenne est polarisée linéairement et offre un gain élevé et une large bande à la fréquence de résonance de 28 GHz. Cependant, la seconde est plus importante car elle fournit une double bande ultra-large avec une double polarisation circulaire. De plus, un gain élevé est obtenu simultanément dans la bande inférieure (la bande X à 10 GHz) et dans la bande supérieure (la bande K à 25,6 GHz). Il a été procédé ensuite à la conception et l'étude de différentes antenne monopole imprimée (PMA) alimenté par un guide d'onde coplanaire (CPW) chargée d'une métasurface AMC comme réflecteur. La première, est polarisée linéairement et fournit un gain élevé avec une ultra-large bande d'impédance IBW qui atteint 193,1% à la fréquence opérationnelle de 5,8 GHz. Cependant, les deux autres fournissent un rayonnement de polarisation circulaire avec des performances élevées en termes de gain, de la largeur de bande de gain (gain BW), de la largeur de bande du rapport axial (ARBW) et d'IBW. Elles fonctionnent respectivement à 8,5 et 8 GHz. La dernière antenne proposée dans cette thèse présente un très haut niveau de performance permettant d'obtenir un résultat sans précédent d'ARBW d'environ 98,75 % avec une structure assez simple (très peu de complexité). Il convient de noter qu'une autre caractéristique importante de l'utilisation de l'AMC comme réflecteur, est sa capacité à protéger les composants électroniques à l'intérieur du corps du CubeSat contre les ondes électromagnétiques. Cela est dû au fait qu'elle réfléchit le lobe arrière du radiateur vers l'avant dans la direction de l'axe de visée de l'antenne.

Enfin, les résultats de simulation des paramètres de nos antennes conçues et fabriquées ont été validés avec ceux des mesures à l'intérieur d'une chambre anéchoïque située au laboratoire de l'École d'ingénierie électrique, informatique et des télécommunications, université de Wollongong, Nouvelle-Galles du Sud, Australie.

Table des matières

Chapitre 1 : **Introduction Générale** 1
1.1. CubeSat et la technologie 5G 1
1.2. Plan de thèse 3
Chapitre 2 : **Antenne planaire à polarisation circulaire** 5
2.1. Introduction 5
2.2. Polarisation des ondes électromagnétiques : polarisation linéaire, elliptique et circulaire 5
2.3. Antennes planes et à polarisation circulaire 6
2.3.1. Antennes planes à polarisation circulaire 6
2.3.2. Antenne patch microruban 6
2.4. S11, vswr et IBW 7
2.5. Techniques de polarisation circulaire 10
2.5.1. Antenne patch à polarisation circulaire à double alimentation orthogonale 10
2.5.2. Patch à polarisation circulaire et à alimentation unique 10
2.6. Conclusion 11
Chapitre 3 : **AMC metasurface** 12
Chapitre 4: **Antennes patches micro-ruban** 14
4.1. Antenna patch micro-ruban à large bande chargée de fentes circulaires et élément parasite 14
4.1.1. Introduction 14
4.1.2. Configuration de l'antenne 14
4.1.3. Résultats et discussion 15
4.1.3.1. Etude paramétrique 15
4.1.3.2. Effet de l'élément parasite sur la largeur de la bande d'impédance 16
4.1.3.3. Effet de l'écart de couplage sur la largeur de la bande 17
4.1.3.4. Effet du nombre de fentes circulaires 19
4.1.4. Vérification expérimentale 20
4.1.5. Conclusion 22
4.2. Antenne microruban à bande ultra-large et double polarization circulaire 22
4.2.1. Introduction 22
4.2.2. Géométrie de l'antenne 23

4.2.3. Analyse paramétrique 24
4.2.3.1. Effet de la troncation sur la polarisation circulaire et la largeur de bande d'impédance 24
4.2.3.2. Effet des fentes circulaires périodiques dans le plan de masse sur la largeur de la bande d'impédance 25
4.2.3.4. Effect de la fente diagonale en T sur la polarisation circulaire et rapport axial 27
4.2.4. Résultats et discussion 28
4.2.5. Conclusion 29
Chapitre 5 : Antenne monopole imprimée & AMC métasurface 30
5.1. Antenne monopole imprimé à bande ultra-large alimenté par CPW 30
5.1.1. Introduction 30
5.1.2. Configuration de l'antenne 30
5.1.3. Résultats et discussion 32
5.1.4. Réflecteur AMC 34
5.1.5. Conclusion 36
5.2 . Antenne monopole imprimé à polarisation circulaire à large bande soutenue par une métasuface AMC miniaturisée 36
5.2.1. Introduction 36
5.2.2. Conception et analyse d'antennes 36
5.2.3. Conception de l'élément rayonnant 39
5.2.4. Conception de l'AMC 41
5.2.5. Expérimentation et comparaison 42
5.3. Antenne monopole imprimée à large bande et à polarisation circulaire alimentée par CPW pour application CPW pour application CubeSat dans la bande X 44
5.3.1. Configuration de l'antenne 44
5.3.2. Conception du monopole imprimée 46
5.3.3. La métasurface AMC 48
5.3.4. Experiment and comparison 49
Chapitre 6 : Conclusion générale 50
REFERENCES 51

Chapitre 1 : Introduction Générale

1.1. CubeSat et technologie 5G

L'unité de base du satellite CubeSat a été définie comme un cube 1U avec des dimensions de 10 cm×10 cm×10 cm, comme illustré sur la Fig. 1. A noter que, la structure cubique de ce type de satellite donne plus d'espace pour les panneaux solaires, ce qui permet de maximiser la captation de l'énergie solaire, en particulier lors du plein soleil. Ainsi, la puissance électrique produite est de 20 à 60 W [1]. Les missions CubeSat bien connues sont généralement classées en trois domaines captivants: arrimage, biologie et télédétection terrestre[2]. De plus, grâce à la capacité de méga-constellation en orbite terrestre basse (LEO) de CubeSats, la connectivité mondiale aux utilisateurs ou même aux différentes choses (IoT) du monde entier devient une réalité[3]. D'autre part, le système de communication CubeSat fait l'objet de recherches récentes qui tentent de le développer, notamment en termes de réseau intersatellite, de réseau tolérant au retard et de conception d'antenne[4]. Dans notre travail nous nous intéressons au troisième car les autres sont hors du champ de cette thèse. Ainsi, l'antenne est un élément clé du sous-système de communication CubeSat pour créer la connectivité souhaitée avec d'autres appareils. Il est intéressant de comprendre que les méga-constellations de CubeSats en LEO font partie d'autres plates-formes spatiales, y compris les autres types de satellites (par exemple, Sat MEO et Sat GEO) en plus des véhicules aéroportés (UAS et HAPS). Dans ce réseau global appelé réseau non terrestre NTN, chaque satellite ou véhicule peut jouer un rôle de nœud relais ou de station de base, distinguant ainsi les architectures de satellites transparentes et régénératives. Fig. 2 [5] en donne une illustration.



(a) (b)

Figure 1: (a) Basic CubeSat (1U) with CAD, (b) CubeSat in LEO

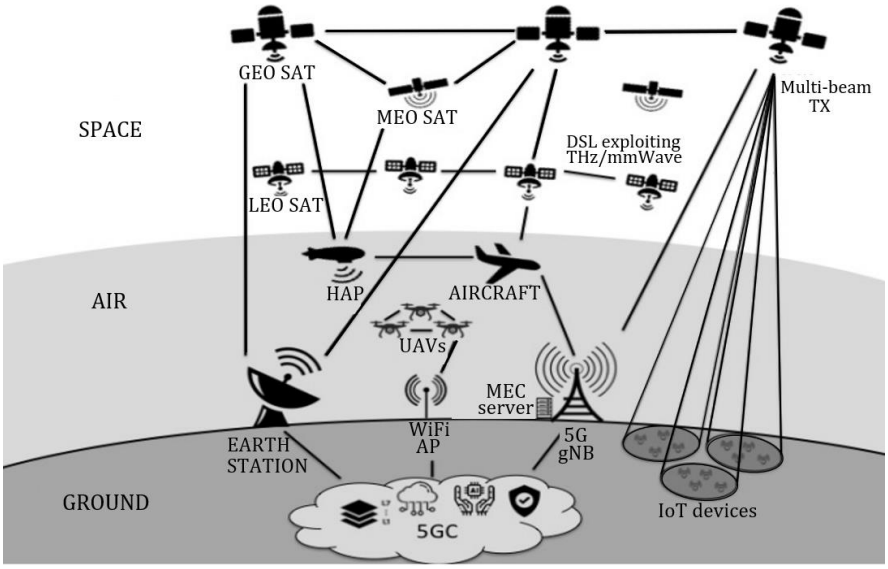


***Figure 2**: TN & NTN in synergy to support the 5G concept around the world [5]*

L'un des principaux défis pour les systèmes de télécommunication actuels et futurs est de fournir la qualité de service (QoS) souhaitée quelles que soient les circonstances (comme dans les cas des trains à grande vitesse, les avions, etc.) à tout moment et en tout lieu. Par conséquent, la technologie 5G et la méga-constellation de CubeSats sont parmi les principales clés pour fournir une interconnectivité entre les appareils tout en satisfaisant les performances recherchées telles que le débit de données élevé, la faible latence (moins de 1 ms), la communication massive de type machine, la couverture à 100 %, la disponibilité, la fiabilité, l'amélioration de la qualité de service et des services économiquement abordables [5]. En conséquence, il ouvrira la porte à de nouvelles applications plus sophistiquées et conduisant ainsi par exemple à généraliser le concept des villes intelligentes à l'échelle mondiale. De plus, la 5G est principalement destinée à fournir simultanément les trois performances suivantes :

- Haut débit mobile amélioré (eMBB) ;
- Communication ultra-fiable à faible latence (URLLC) ;
- Communication massive de type machine (mMTC).

Il apprait clairement que le défi est de concevoir une antenne qui répond à toutes les exigences, en particulier dans les gammes de micro-ondes et d'ondes millimétriques pour satisfaire les demandes des utilisateurs, comme suit :

- Poids léger, taille compacte, faible coût de fabrication (moins de complexité) ;
- bande passante, qui est directement liée à un débit de données élevé, devient plus importante dans les gammes de micro-ondes et d'ondes millimétriques. Par exemple, à 30 GHz (ondes millimétriques), une bande passante de 1 % est de 300 MHz, ce qui permet un débit de données de 300 Mbps (mégabits par seconde) [6]
- Valeurs élevées de gain, de directivité et de rapport avant/arrière (FBR) simultanément, en particulier pour une telle liaison de communication point à point entre CubeSats (liaison croisée) ou entre CubeSat et station au sol ou terminaux au sol (liaison montante/ liaison descendante)
- rayonnement de polarisation circulaire qui est une caractéristique très recherchée dans le cas des satellites ou des dispositifs modernes pour maintenir l'adaptation de la polarisation entre les antennes de l'émetteur et du récepteur, et également pour éviter à la fois l'effet de rotation de Faraday et l'évanouissement par trajets multiples qui participent tous deux aux pertes de signal.

Notre contribution dans cette perspective tout au long de cette thèse, est de concevoir des antennes planaires miniaturisées très compatibles avec le facteur de forme du CubeSat, et répondant aux exigences mentionnées précédemment, en particulier celle de la polarisation circulaire ainsi que des résultats nouveaux et compétitifs. En outre, toutes les antennes conçues sont destinées à prendre en charge la technologie sans fil 5G fournie depuis l'espace en plus de celle existant dans le réseau terrestre. Une telle performance est exigée par la version 16 et 17 du projet de partenariat de troisième génération (3GPP)[4]

1.2. Plan de thèse

Le chapitre 1 représente une introduction générale montrant l'importance de CubeSat et 5G technologie dans la réalisation de la connexion omniprésente de tous les coins du monde.

Le chapitre 2 illustre la notion de la polarisation circulaire, la définition des antennes planaires ainsi que deux principales techniques pour générer une polarisation circulaire.

Le chapitre 3 se concentre sur l'illustration du comportement du réflecteur AMC en tant que métasurface qui réfléchit les ondes électromagnétiques vers l'avant dans la direction de l'axe de visée avec un déphasage de 0° tout en maintenant le profil bas de l'antenne. Il a mis en lumière les méthodes numériques utilisées, par exemple dans les logiciels HFSS.

Le chapitre 4 propose deux antennes patch micro-ruban avec des structures d'alimentation différentes. La première est une antenne patch rectangulaire, alimentée par ligne micro-ruban avec encoches, et qui fonctionne à 28 GHz. En ajoutant un élément parasite de forme rectangulaire à proximité du bord supérieur de l'élément rayonnant principal, on remarque une amélioration significative du gain et de la largeur de bande d'impédance (IBW). Les résultats obtenus sont principalement dus au couplage électromagnétique entre l'élément principal et l'élément parasite. De plus, l'insertion de fentes périodiques dans l'élément rayonnant principal conduit à une amélioration supplémentaire du gain et de l'IBW. La deuxième antenne est un carré opposé tronqué en arc et chargé d'une fente diagonale en T et alimenté par un câble coaxial en un point approprié. Il fournit une ultra-large bande et une double polarisation circulaire à deux fréquences de résonance 10 et 26 GHz, simultanément. En utilisant principalement deux techniques, le rayonnement à double polarisation circulaire peut être obtenu avec de grandes performances. Il s'agit à notre connaissance d'une nouvelle façon d'atteindre un objectif similaire. En effet, la troncature génère la première polarisation circulaire avec de bonnes performances en termes d'IBW, de la largeur de bande du rapport axial ARBW et de pureté de CP. L'emplacement en diagonale T génère le second à 25,6 GHz avec une amélioration significative des résultats de l'IBW et de l'ARBW. Enfin, en adoptant un plan de masse périodiquement défectueux avec des fentes circulaires, les ondes surfaciques sont supprimées et donc l'impact sur l'IBW et le gain devient plus important dans la bande basse (bande X) et dans la bande supérieure (bande K), simultanément. L'antenne proposée est un candidat idéal pour les applications 5G et CubeSat.

Le chapitre 5 propose trois configurations d'antenne monopole imprimée (PMA) alimentée par un guide d'ondes coplanaires (CPW) et chargée d'une métasurface AMC comme réflecteur. La première est une antenne à polarisation linéaire. Il offre des performances très intéressantes notamment en termes d'IBW qui atteint 193,1% (4,8-16GHz) et un gain total de 8,9dBi dans le sens de l'axe de visée. En effet, la PMA alimentée par CPW a un impact direct sur l'obtention de la caractéristique de bande ultra-large. Grâce à la réflexion multiphase de la cellule unitaire AMC proposée, le diagramme de rayonnement devient unidirectionnel et le gain est considérablement amélioré d'environ 6 dBi. La deuxième antenne offre une large bande de polarisation circulaire et un gain élevé. La polarisation circulaire est générée au moyen de plans de masse asymétriques du PMA alimenté par CPW et par l'ajout d'une bobine rectangulaire à l'extrémité du monopole. La métasurface AMC est miniaturisée en utilisant une structure préfractale de type Minkowski du

patch de cellule unitaire. Il améliore considérablement le gain et la directivité lorsqu'il est placé à une distance très proche du PMA alimenté par CPW, assurant le profil bas de l'antenne. La troisième antenne représente un très haut niveau de performance, comme mentionné précédemment. En fait, une structure simple et compacte avec moins de complexité qui offre des performances exceptionnelles peut être qualifié comme un résultat sans précèdant dans la largeur de bande du rapport axial ARBW et qui présentait un défi difficile à relever. Par conséquent, il est crucial de comprendre le mécanisme de génération de PC pour atteindre cet objectif. Par ailleurs, les antennes monopoles imprimées alimentées par CPW sont réputées pour leur capacité à générer une large ARBW. De plus, la métasurface AMC doit être correctement conçue pour éviter au moins la dégradation des performances de l'antenne, notamment en termes de rayonnement de polarisation circulaire. En tenant compte de tous ces points, l'antenne que nous proposons fournit un rayonnement CP avec une ARBW d'environ 98,75 % et un gain élevé.

Le chapitre 6 présente une conclusion générale et la portée future de cette thèse de doctorat.

Chapitre 2 : Antenne planaire à polarisation circulaire

2.1.Introduction

En général, les antennes à polarisation circulaire offrent des capacités de réception idéal, minimisent les pertes due aux trajets multiples, maximisent l'efficacité de la polarisation et éliminent le besoin d'alignement continu. Ces avantages en font un choix privilégié dans divers systèmes de communication y compris celui du CubeSat.

2.2.Polarisation des ondes électromagnétiques : polarisation linéaire, elliptique et circulaire

La polarisation dans les ondes électromagnétiques décrit l'orientation des oscillations de leur champ électrique. La polarisation linéaire se caractérise par des oscillations en ligne droite, semblables à une corde tendue se déplaçant dans une direction spécifique. La polarisation circulaire, quant à elle, implique des vecteurs de champ électrique tournant selon un schéma circulaire, dans le sens des aiguilles d'une montre ou dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, lorsque l'onde se déplace comme illustré sur la figure **3**. La polarisation elliptique combine des composants polarisés linéairement avec différentes amplitudes et phases, créant des motifs elliptiques. La compréhension de ces types de polarisation est cruciale dans des domaines tels que l'optique, les télécommunications et l'astronomie pour contrôler et analyser les ondes électromagnétiques.

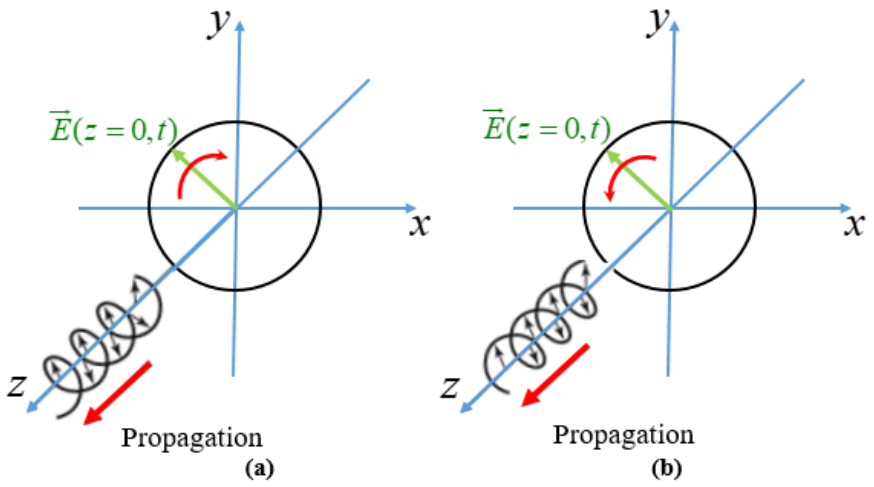


***Figure 3*: LHCP(a) & RHCP(b) waves**

2.3.Antennes planes à polarisation circulaire

Les antennes patch microruban (MPAs) ainsi que les antennes monopoles imprimées alimentées par des guides d'ondes coplanaires CPWs sont réputées pour leur capacité à produire une polarisation circulaire. Cependant, ils sont intrinsèquement capables de générer un rayonnement de polarisation linéaire.

Pour obtenir la polarisation circulaire du rayonnement, deux stratégies sont les plus utilisées : l'introduction d'un segment de perturbation dans une antenne planaire à alimentation unique, ou la mise en place d'une double alimentation d'amplitude égale mais présentant un déphasage physique de 90°.

2.3.1. Antenne patch microruban

L'antenne patch microruban est un résonateur planaire. Il contient principalement trois parties. La première représente un substrat diélectrique, qui se caractérise généralement par sa constante diélectrique ε_r et sa tangente de perte tanδ. Il convient de noter qu'un substrat plus épais avec une faible constante diélectrique améliore considérablement la largeur d'impédance (IBW). Le patch et le plan de masse représentent les deux parties métalliques, généralement en cuivre, et ils sont gravés sur les deux côtés du substrat diélectrique. Le patch peut prendre différentes formes géométriques. Un patch rectangulaire et le plus vu dans la littérature avec différentes structures d'alimentations. Par exemple, Fig.**4** et Fig.**5** montrent deux différentes structures d'alimentations : la ligne de transmission micro-ruban et le câble coaxial.

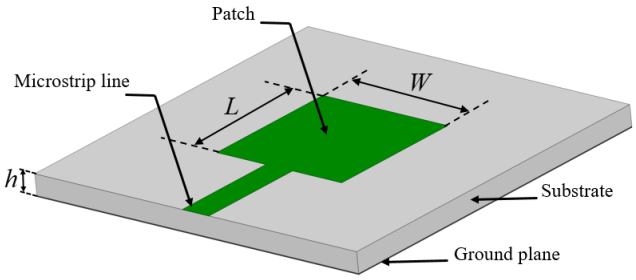


Figure 4: Patch microstrip avec son alimentation de ligne de transmission

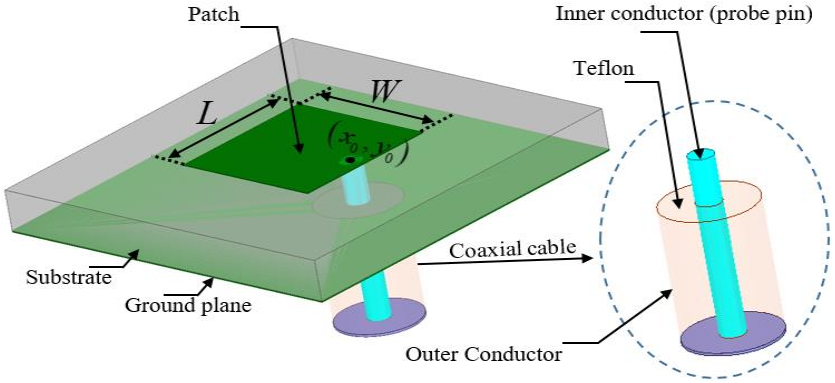


Figure 5: Patch microstrip avec son alimentation de câble coaxial

2.4.S11, VSWR et IBW

Le coefficient de réflexion Γ est le rapport entre la tension de l'onde réfléchie et la tension de l'onde incidente. Sa relation avec l'impédance d'entrée du patch et celle de l'alimentation est exprimée par la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (1)$$

Où Z_{in} et Z_0 sont l'impédance d'entrée du patch et l'impédance caractéristique Z_0 de la structure d'alimentation, respectivement.

Le coefficient de réflexion exprimé en décibels (dB) est noté $|S_{11}|$ ou perte de retour RL, qui est défini comme suit :

$$S_{11} = -20\log_{10}|\Gamma| \quad (2)$$

Le rapport d'onde stationnaire de tension $(VSWR)$ est le rapport entre la tension maximale $V_{\max}$ et la tension minimale $V_{\min}$. Il est défini comme suit :

$$VSWR = \left|\frac{V_{max}}{V_{\min}}\right| = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (3)$$

La largeur de la bande d'impédance à -10dB (-10FIBW) est définie comme suit :

$$-10FIBW = \frac{\Delta f}{f_r} = \frac{\left(f_{up} - f_{lw}\right)}{f_r} \quad (4)$$

La forme générale qui prend en compte l'adaptation d'impédance est définie comme suit :

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{VSWR-1}{Q_t\sqrt{VSWR}} \quad (5)$$

Où,

f_r : Fréquence de résonance ou fréquence centrale ;

f_{lw} : Fréquence inférieure ;

f_{up} : Fréquence supérieure ;

Q_t : Facteur de qualité totale, qui est un facteur de mérite représentatif des pertes d'antenne, et qui est donné par,

$$Q_t = \left[\frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_{con}} + \frac{1}{Q_{dlc}} + \frac{1}{Q_{sw}}\right]^{-1} \quad (6)$$

Où $Q_{rad}, Q_{con}, Q_{dlc},$ et Q_{sw} sont des facteurs de qualité correspondant respectivement aux pertes causées par le rayonnement, la conductivité du patch, le diélectrique du substrat et l'onde de surface, [7] .

Il convient de noter que la mesure du coefficient de réflexion S11 est réalisée à l'aide de l'analyseur de réseau (VNA) comme indiqué à la Fig.6. Il s'agit d'un type d'analyseur qui atteint 18 GHz et peut être utilisé pour mesurer les performances des antennes 5G à l'intérieur d'une chambre

anéchoïque, comme le montre la Fig.7. Alors que, la simulation S 11 est déterminé en utilisant par exemple un logiciel de simulation comme HFSS.

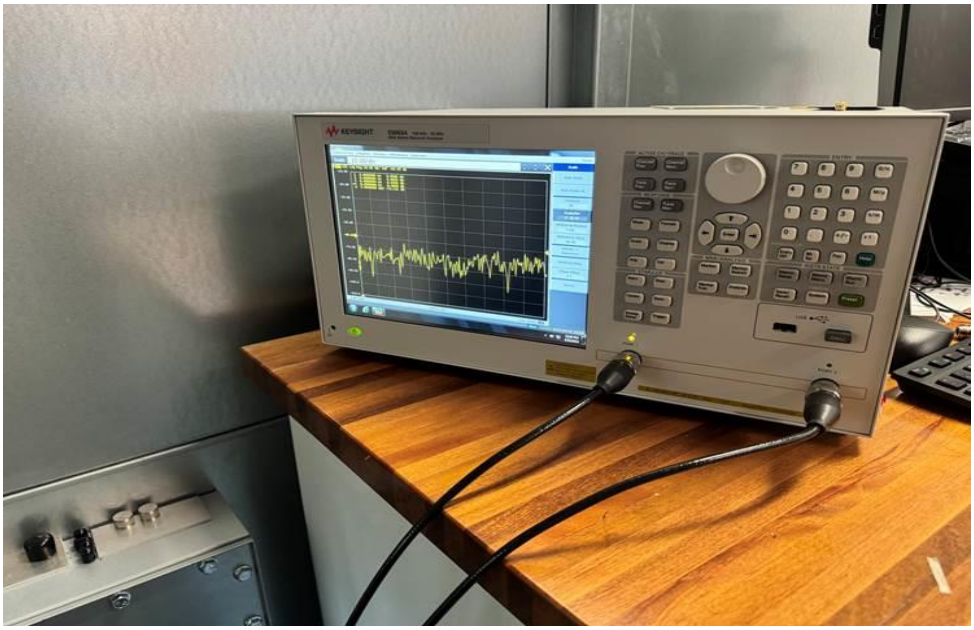


***Figure 6**: Photograph of Keysight's E5063A Vector Network Analyzer (VNA) at University of Wollongong's laboratory*



***Figure 7**: An anechoic chamber located at the University of Wollongong's laboratory*

2.5.Techniques de polarisation circulaire

Une seule antenne patch microruban peut générer un rayonnement polarisé circulairement si les deux composants du champ électrique ont la même amplitude et en quadrature de phase. Pour obtenir la caractéristique de la polarisation circulaire (PC) du rayonnement, plusieurs techniques sont rapportées dans la littérature, parmi lesquelles nous avons :

2.5.1. Antenne patch à polarisation circulaire à double alimentation orthogonale

Dans le but d'exciter simultanément les deux modes orthogonaux, un diviseur de puissance externe est utilisé comme indiqué à la Fig. 22, plusieurs circuits diviseurs de puissance ont été utilisés pour la génération de (PC), les plus célèbres d'entre eux sont :

- diviseur de puissance de Wilkinson ;
- Hybride en quadrature ;
- Anneau hybride ;
- Répartiteur de puissance à jonction en T.

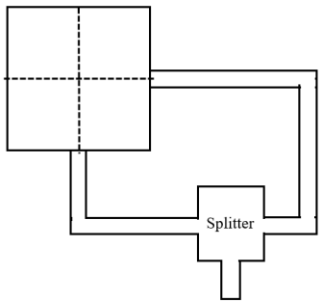


Figure 8: External power divider

2.5.2. Patch à polarisation circulaire et à alimentation unique

Afin de rayonner de la PC, une légère perturbation aux endroits appropriés par rapport au point l'alimentation peut exciter deux modes orthogonaux d'amplitude égale et de quadrature en phase d'un tel patch.

Il existe plusieurs structures d'une antenne à polarisation circulaire. L'une des configurations célèbres est la forme carrée avec des types spécifiques de perturbations, comme le montre la Fig. 9. Cette technique de perturbation est rapportée dans[8]. Dans lequel l'auteur a donné une méthode théorique pratique pour concevoir une antenne micro-ruban à polarisation circulaire. Dans la configuration proposée le patch est d'une forme carrée avec deux types de perturbations :

- Troncation droite aux deux coins opposés comme le montre la Fig.**9** Type A.
- Et perturbation de type B comme le montre la Fig .**9.** Type B.

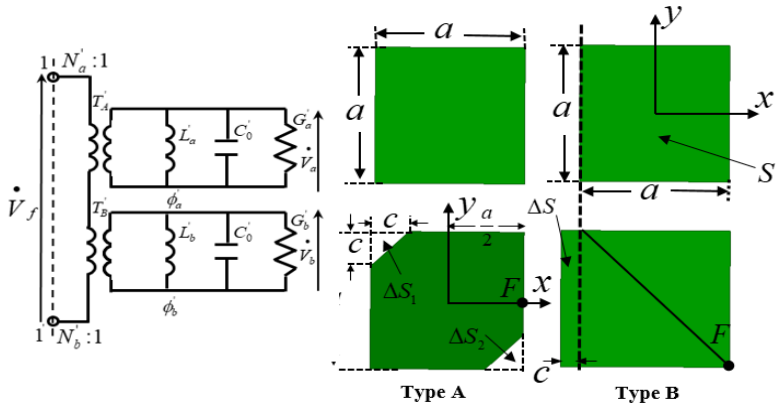


***Figure 9*: Square radiating element with perturbations: Type A & Type B**

L'auteur démontre que la quantité de perturbation qui génère la polarisation circulaire est définie comme :

$|\Delta s / S|Q_0 = 1/2$ pour la perturbation du type A ; (51)

$\Delta s / S|Q_0 = 1$ pour la perturbation du type B. (52)

Où

$\Delta s = \Delta s_1 + \Delta s_2$ le degré de perturbation ;

$S = a \times a$ l'air de la place ;

Q_0 est déterminé une fois que la fréquence de conception et l'épaisseur du substrat sont données.

2.6. Conclusion

Bien qu'elle fournisse une radiation de polarisation PC avec moins de complexité et moins d'espace, la technique à alimentation unique souffre d'ARBW étroite, qui est généralement inférieure à 2 %. Il est clair que le défi étant de concevoir une antenne aussi similaire avec une large largeur de bande du rapport axial à 3 dB, c'est pourquoi dans les prochains chapitres, nous étudierons deux antennes planes à polarisation circulaire et à alimentations uniques. La première est une antenne patch micro-ruban alimenté par un câble coaxial (voir chapitre 4, S 4.2). La seconde représente une antenne monopole imprimée alimentée par CPW (voir chapitre 5 S 5.2 et 5.3).

Chapitre 3 : AMC metasurface

Le rayonnement unidirectionnel à profil bas d'une telle antenne est une caractéristique très recherchée dans de nombreux systèmes actuels. Afin d'obtenir un rayonnement dirigé à partir d'un élément rayonnant omnidirectionnel, des surfaces métalliques hautement réfléchissantes ont généralement été utilisées. Leur effet réfléchissant est dû à des courants électriques de surface induits qui fournissent un coefficient de réflexion R égal à -1. Lorsque l'entrefer de distance entre l'élément rayonnant et la surface réfléchissante (bon conducteur) devient petite par rapport au quart de longueur d'onde, les ondes réfléchissantes électromagnétiques EM deviennent destructrices avec les ondes EM incidentes. Elles entraînent donc une diminution significative du gain, de la directivité et du rapport avant/arrière FBR. Par conséquent, un conducteur électrique aussi parfait a besoin d'une distance minimale d'entrefer d'un quart de longueur d'onde qui peut être prohibitivement loin au micro-ondes. Ils prennent également en charge la propagation des ondes surfaciques, qui peuvent produire des effets indésirables sur les performances de l'antenne.

Pour surmonter ce problème, la surface du conducteur magnétique artificiel (AMC), qui représente une sorte de métasurface, constitue une solution de premier plan[9]. En fait, il peut être utilisé comme plan de masse ou même comme réflecteur derrière un tel élément rayonnant pour de nouvelles antennes à profil bas. Cette métasurface, également connue sous le nom de surface à haute impédance, qui imite le comportement d'un conducteur magnétique parfait (PMC) dans une petite gamme de fréquences. Elle présente une caractéristique artificielle exotique qui est la réflexion en phase. Ce qui signifie qu'elle réfléchit totalement l'onde électromagnétique du plan incident avec un déphasage nul et conduit ainsi à l'interférence constructive qui améliore considérablement les performances du rayonnement dans une gamme de fréquences généralement étroite. De plus, les ondes de surface propagées (SW) ne sont pas prises en charge. Ces types d'ondes sont des ondes électromagnétiques liées à l'interface entre le métal et l'espace libre. Elles sont également appelées plasmons de surface à des fréquences optiques et rien d'autre que les courants normaux qui apparaissent sur tout conducteur électrique à des fréquences micro-ondes. À moins qu'il ne s'agisse d'une surface métallique lisse et plane, ils rayonneront verticalement si elles sont dispersées par des courbures, des discontinuités ou une texture de surface. Il en résulte des interférences par trajets multiples, qui peuvent être vu comme des ondulations dans le diagramme de rayonnement. Une autre limitation réside dans le couplage mutuel indésirable entre plusieurs éléments rayonnants qui partagent le même plan de masse[10]. D'autre part, une telle métasurface

AMC est une structure plane avec des motifs de cellules unitaires se répétant périodiquement. Il s'agit d'un réseau périodique d'inclusions imprimées avec ou sans dalle diélectrique mise à la terre. Trois configurations célèbres de métasurfaces AMC sont représentées dans la Fig. 10. La première (Fig. 10 (a)) est principalement rapportée dans [11] et représente une réalisation de champignon. La troisième (Fig. 3 (c)) est plus pratique que la précédente. c'est une configuration uniplanaire qui ne nécessite pas de plan de masse ce qui facilite son intégration avec des appareils compacts modernes[12]. De plus, la présence d'un plan de masse peut produire un courant image sur celui-ci et peut entraîner des interférences destructrices. Cela pourrait avoir un impact indésirable sur les performances de l'antenne, en particulier en termes de gain, de directivité et de rapport avant/arrière. De plus, cette structure est facile à simuler et à fabriquer. Certaines méthodes analytiques existent dans la littérature pour prédire son impédance surfacique.

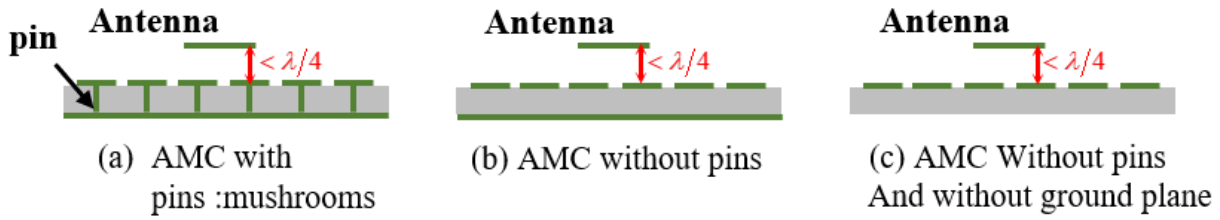


Figure 10: Three possible configuration of AMC metasurface: (a) , (b) and (c) respectively

Les modèles qui décrivent le comportement des réseaux planaires d'éléments métalliques excités par des ondes planes peuvent être divisés en deux catégories: les computationnelles et analytiques. Les méthodes computationnelles sont généralement basées sur le développement de Floquet du champ diffusé[13]. Ce dernier représente une méthode modale de Fourier, appelée résultats de Fourier. Dans les simulations numériques, les structures périodiques étaient considérées comme infinies. La périodicité du champ total dans des directions tangentielles conduit à considérer l'impact de l'onde plane sur une grille plane ou sur une surface à haute impédance comme un problème de cellule unitaire. Le problème électromagnétique de cette cellule unitaire peut être résolu en utilisant des méthodes de calcul telles que la méthode du moment ou même la méthode des éléments finis. Comme le but de la surface AMC port sur les propriétés de réflexion, les caractéristiques de la structure sont conventionnellement présentées en termes de phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, pour différents angles d'incidence d'ondes planes et pour les polarisations électriques (TE) et magnétiques (TM). L'objectif est d'obtenir une courbe phase/fréquence qui soit autant que possible plate autour de la phase de zéro degré, et

invariante par rapport à l'angle d'incident. De plus, lorsque l'accent est mis sur la suppression de l'onde de surface (SW) dans une certaine gamme de fréquences d'intérêt, l'analyse conduit au diagramme de dispersion, et l'objectif est d'élargir la bande interdite SW. Habituellement, la méthode de calcul est réalisée par le biais d'un logiciel commercial. Dans notre cas, nous utiliserons le logiciel HFSS.

Chapitre 4: Antennes patches micro-rubans

4.1. Antenna patch micro-ruban à large bande chargée de fentes circulaires et élément parasite

4.1.1. Introduction

Dans notre travail [14], nous avons proposé une antenne patch microruban (MPA) à large bande pour les applications 5G et CubeSat. L'antenne est légère et de très petite taille, n'occupant que 0,72 % de la surface du CubeSat 1U, fournissant environ 99,28 % de la surface pour les cellules solaires. Elle fonctionne en bande Ka et offre de bonnes performances de rayonnement. Une caractéristique clé consiste en l'utilisation d'un élément parasite pour améliorer la largeur de bande et de fentes circulaires pour améliorer le gain de l'antenne patch proposée. Pour élargir davantage la largeur de l'IBW, il a été choisi un substrat relativement épais. L'effet d'élément parasite et celui des fentes circulaires sur les performances de l'antenne ont étudiés et analysés.

4.1.2. Configuration de l'antenne

La Figure. 11 montre la géométrie de l'antenne proposée qui fonctionne à une fréquence de résonance de 28 GHz (bande Ka). Elle se compose d'un élément principat et d'un élément parasite de dimensions L×W et Lp×Wp, respectivement. Comme le montre la Fig. 11(c), l'élément principal possède 10 et 11 fentes sur ses bords droit et gauche. L'antenne est alimentée par une ligne microruban de 50Ω avec une largeur de la ligne de Wf = 0,5 mm pour obtenir une bonne adaptation d'impédance. De plus, le parasite est situé à proximité du bord du patch principal et couplé à celui-ci à une distance *de. Le patch principal, l'élément parasite et le* plan de masse sont en cuivre d'une épaisseur T de 0,035 mm. Un substrat FR4 mis au-dessus d'un plan de masse avec une constante diélectrique de 4,4 et une épaisseur h=0,8 mm est utilisé.

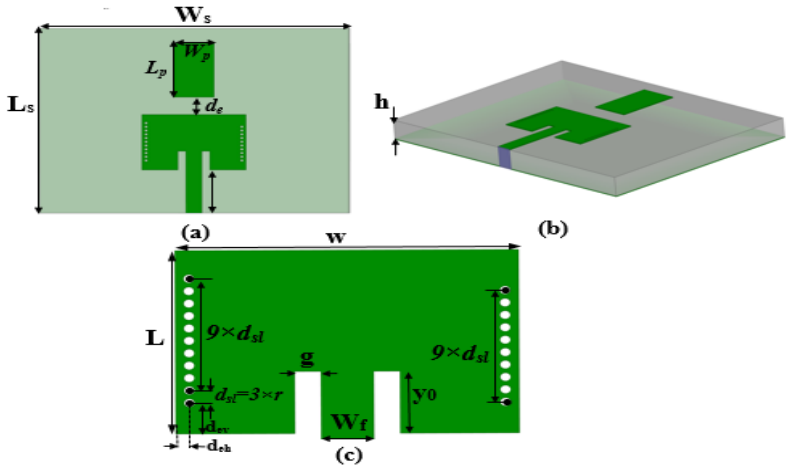


***Figure 11**: The proposed antenna design ((a) & (b)) and the radiating patch element with slots*

4.1.3. Résultats et discussion

4.1.3.1. Etude paramétrique

Cette section présente une étude paramétrique utilisant un simulateur de structure à haute fréquence (HFSS) pour identifier l'effet du parasite, du couplage et des fentes sur la qualité de fonctionnement de l'antenne, c'est-à-dire le coefficient de réflexion (|S11|), la largeur de la bande d'impédance (IBW) à −10 dB et un gain total. L'objectif est d'obtenir une large bande à -10 dB et un gain élevé à une fréquence de fonctionnement de 28 GHz. Le Tableau 1 consigne les paramètres optimaux de l'antenne proposée.

***Tableau 1**: OPTIMAL PARAMETERS OF THE PROPOSED ANTENNA*

	Variable	Dimensions (mm)	Material
Radiator	L	2.215	Copper (PEC)
	W	3.26	
	y_0	0.75	
	g_0	0.25	
Substrate	Ls	7.4	FR4
	Ws	9.7	
Ground	Lg	7.4	Copper (PEC)
	Wg	9.7	
Feed	Lf	0.4387	

	Wf	1.6448	
Slot	r_{sl}	1.2225	Air
	Dsl	3.75	
Parasitic Element	Lp	2.15	Copper (PEC)
	Wp	1.26	
	d_e	0.7	

Initialement, nous avons conçu une antenne patch (sans élément parasite) pour fonctionner à 26 GHz. La longueur L et la largeur W de l'élément principal du patch rayonnant affectent respectivement la fréquence de fonctionnement et la bande passante d'impédance à -10 dB. La méthode Quasi-Newton disponible en HFSS a été utilisée pour optimiser la longueur (L) et la largeur (W) afin d'obtenir une bonne adaptation d'impédance. Les paramètres optimaux, y compris L et W, sont consignées dans le tableau 1. Comme le montre la Fig. 12, la largeur de bande d'impédance à -10 dB d'une antenne patch unique est de 17 %, avec un faible coefficient de réflexion de -20,6 dB à 26,4 GHz.

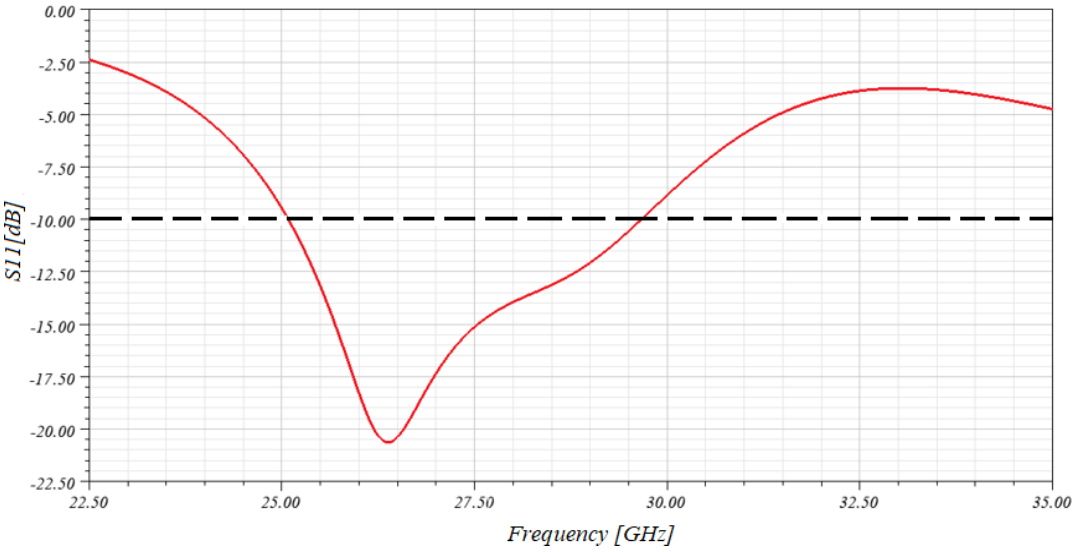


Figure 12: Reflection coefficient |S11| of a single patch antenna

4.1.3.2.Effet de l'élément parasite sur la largeur de la bande d'impédance

Pour améliorer la bande passante d'impédance à -10 dB du patch unique, un élément parasite carré est ajouté. En plaçant l'élément parasite à proximité de l'élément rayonnant du patch, une

deuxième fréquence de fonctionnement de 28 GHz est générée et donc la largeur de bande d'impédance est augmentée, voir la Fig. 13. La combinaison de la deuxième fréquence de résonance introduite avec la fondamentale TM01 d'un seul patch améliore la bande passante d'impédance d'environ 3,3 % (BW = 18,6 %).

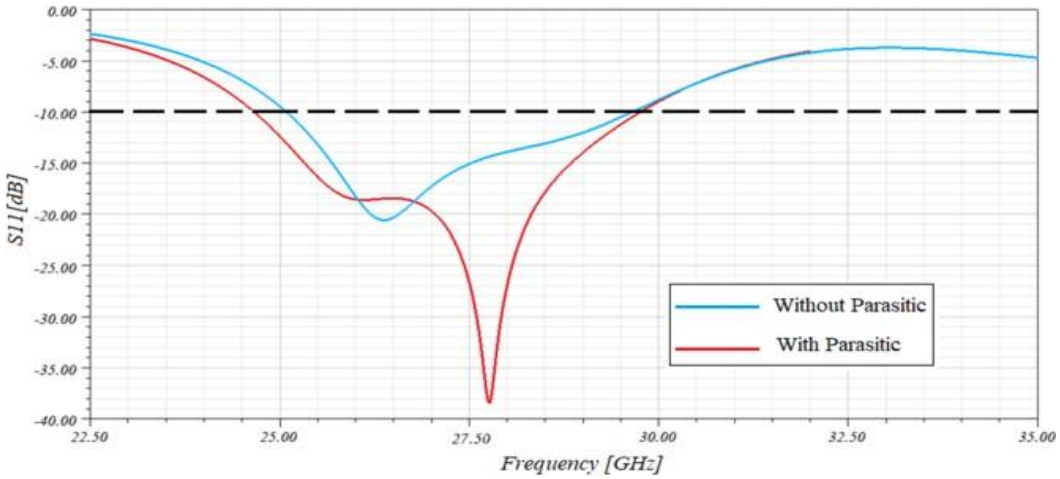


Figure 13: Reflection coefficient |S11| of proposed antenna with and without parasitic element.

4.1.3.3.Effet de l'écart de couplage sur la largeur de la bande

L'idée principale de l'écart *de* consiste à réaliser un couplage électromagnétique entre l'élément parasite et le patch principal. La Fig.14 illustre le coefficient de réflexion avec les écarts (*de)* suivants *: 0,6, 0,7, 0,8, 0,9 et 1 mm.* Nous pouvons constater que l'écart affecte l'adaptation d'impédance, la fréquence de fonctionnement et l'IBW. Lorsque *de* augmente, dépasse par exemple 0,6 mm, le coefficient de réflexion diminue, la fréquence de résonance se déplace vers des fréquences plus basses et la largeur de bande d'impédance à -10 dB diminue légèrement. La valeur optimale *de* est 0,6 mm, ce qui donne un faible coefficient de réflexion de -43,5 dB et une large adaptation d'impédance de 19,3 % (25-30,5 GHz) à 28,5 GHz.

Les figures 15 et 16 montrent les distributions de courant de surface sur l'antenne proposée à 26 et 28 GHz, respectivement. Nous voyons qu'à une fréquence de fonctionnement de 26 GHz, l'élément parasite a un effet plus faible sur l'énergie rayonnante tandis qu'à 28 GHz, la distribution du courant sur l'élément parasite est plus prononcée. De plus, on peut voir qu'une plus grande quantité d'énergie est couplée à l'élément parasite et rayonnée dans l'espace via l'intervalle de couplage *de à* 28 GHz.

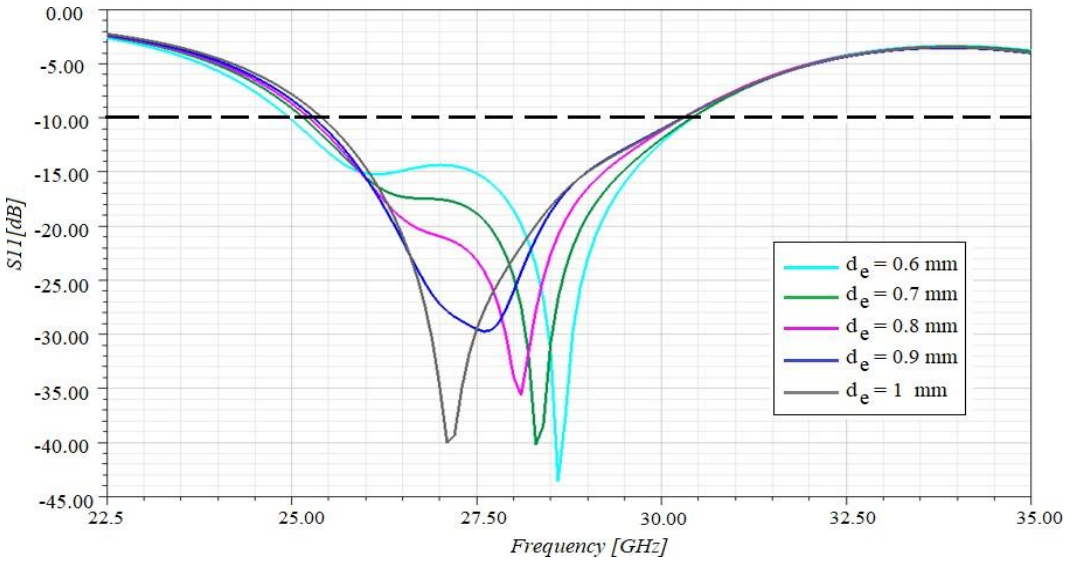


***Figure 14**: Variation of reflection coefficient |S11| with respect to the coupling gap de*

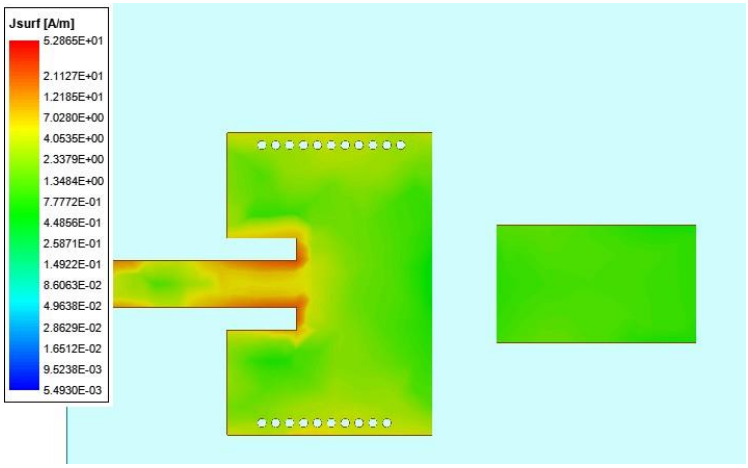


***Figure 16**: Current distribution on the patch and parasitic at 26 GHz*

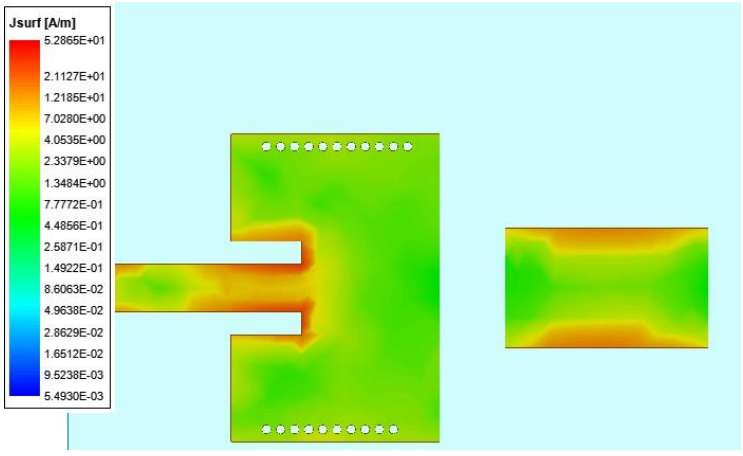


***Figure 15**: Current distribution on the patch and parasitic at 28 GHz*

4.1.3.4.Effet du nombre de fentes circulaires

En se référant à la Fig. 17, le nombre de fentes a un effet significatif sur la fréquence de fonctionnement lorsqu'il dépasse 11 slots. Cependant, il n'a qu'un léger impact sur le coefficient de réflexion et n'a aucun effet sur la largeur de la bande d'impédance. Lorsque le nombre de fentes passe de 3 à 11, le S11 passe de – 44 à – 38 dB et lorsque le nombre de fente augmente de 3 à 21, la fréquence de fonctionnement s'accroit de 28 GHz à 28,6 GHz avec une légère augmentation de S11 de 1 dB.

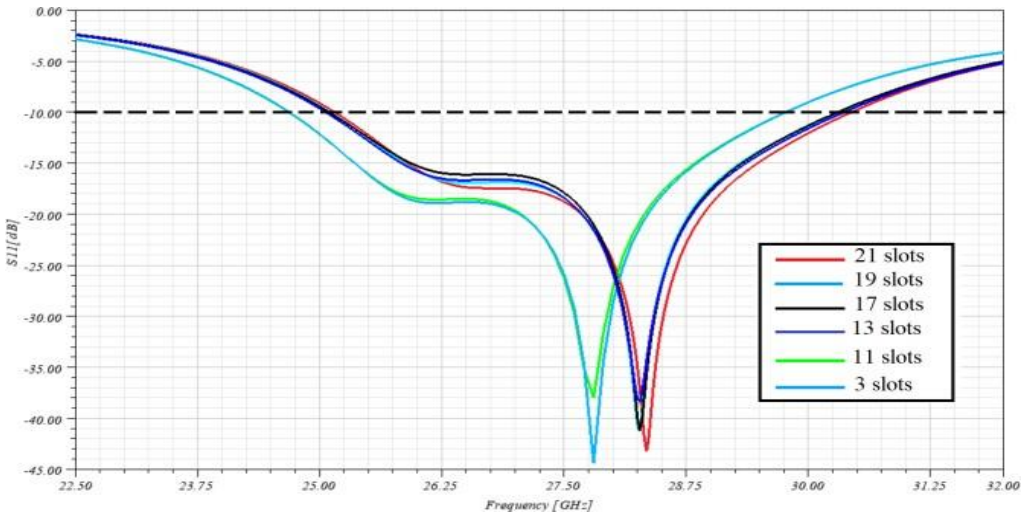


Figure 17: Variation of reflection coefficient |S11| with respect to the number of slots

Il est clairement illustré par la Fig.18 que l'utilisation de parasites et de fentes a considérablement amélioré les performances de l'antenne (S11, BW).

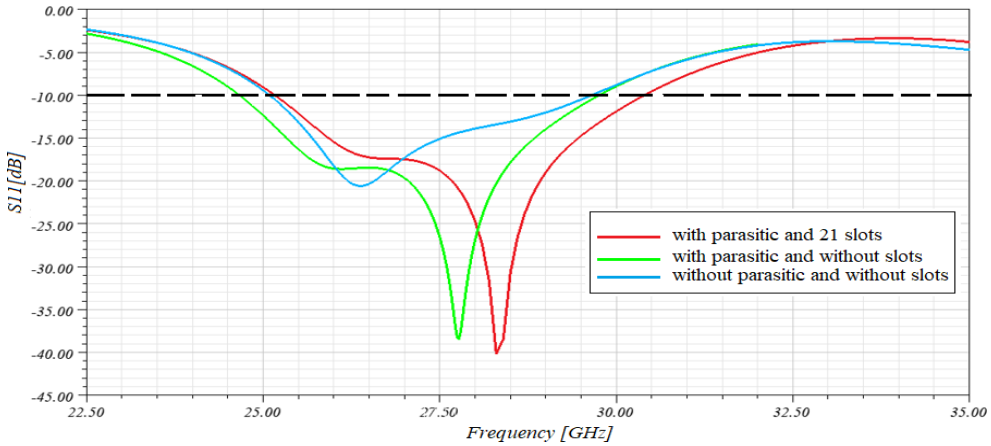


Figure 18: The effect of slots and parasitic element reflection coefficient |S11|

4.1.4. Vérification expérimentale

Pour vérifier les résultats de la simulation et l'approche proposée, l'antenne a été fabriquée et testée. La Fig. 12 (a), montre le prototype fabriqué de l'antenne avec ses 21 fentes, l'élément parasite et le point d'alimentation. Par ailleurs la Fig. 12(b) montre le dispositif expérimental mis en place pour les mesures en champ lointain à 28 GHz à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

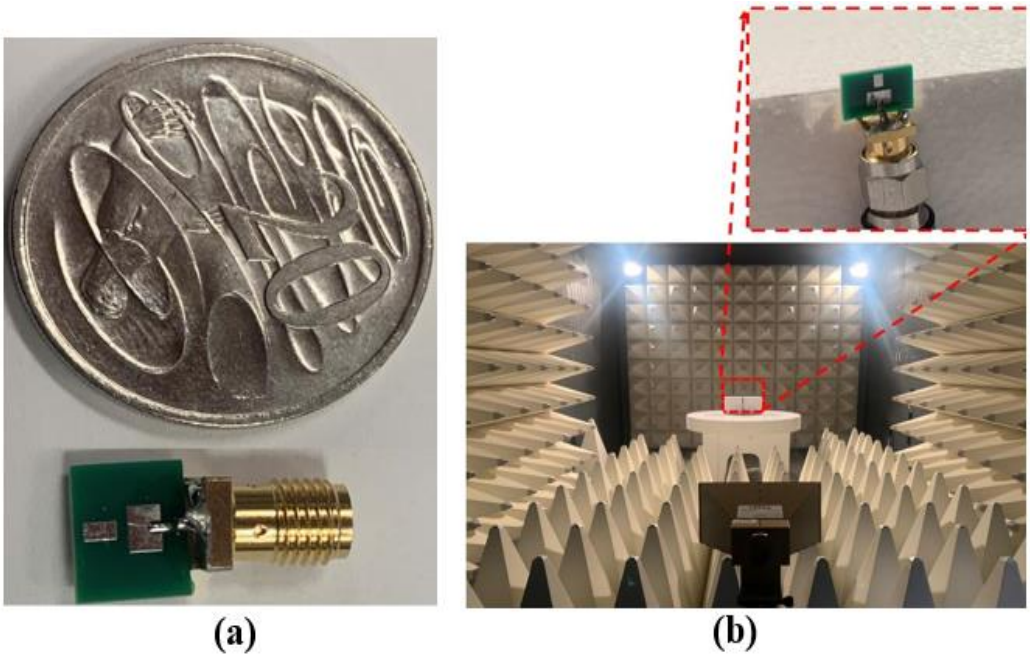


Figure 19: Fabricated prototype of the proposed patch antenna (a) and. Experimental set up inside the anechoic chamber (b)

La figure 20 montre les coefficients de réflexion mesurés et simulés en fonction de la fréquence de l'antenne patch proposée. On peut observer que les mesures concordent assez étroitement avec les simulations. Les résultats mesurés de |S11| < -10 dB est d'environ 20,2 % (25,5-31,2 GHz) avec un faible coefficient de réflexion de -45 dB à 28,2 GHz par rapport à la valeur simulée de 18,7 % (25,1-30,4 GHz) avec un coefficient de réflexion de -43 dB à 28,3 GHz. Une légère différence entre les résultats mesurés et simulés est causée par les imprécisions de soudure et de fabrication. Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans le plan H (plan y-z) et le plan E (plan x-z) de l'antenne proposée à 28 GHz sont présentés à la Fig. 21 a) et b). Nous voyons que les diagrammes de rayonnement mesurés sont en accord avec les résultats simulés. Le rapport arrière-avant mesuré est supérieur à 24 dB et l'ouverture du faisceau à mi-puissance mesurée (HPBW) est de 32^0.

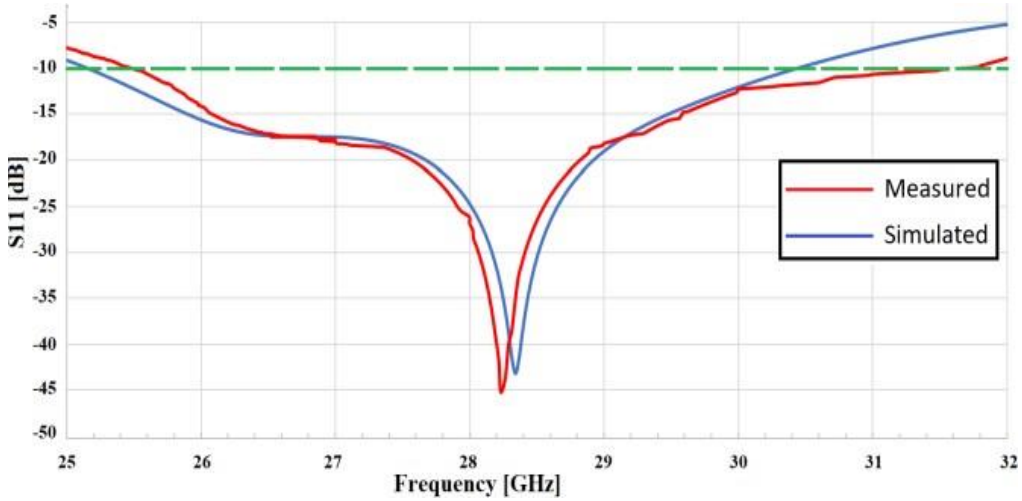


***Figure 20:* Simulated and measured reflection coefficient (S11)**

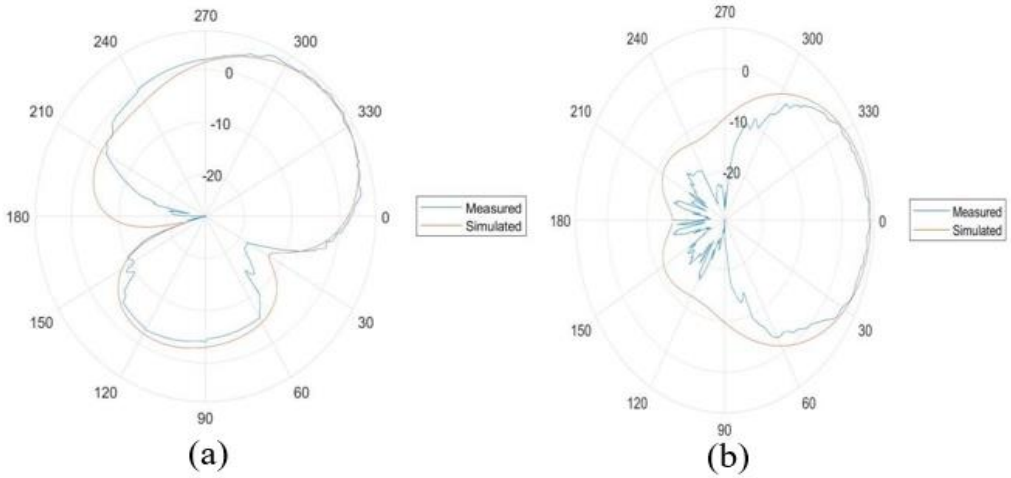


***Figure 21*: Simulated and measured radiation pattern at 28GHz, (a) E-Plane, (b) H-plane**

La Figure. 22 montre une bonne concordance entre les gains mesurés et simulés par rapport aux fréquences variables de l'antenne proposée. Il y a un accord raisonnable sur l'ensemble du groupe. Les gains de crête mesurés et simulés sont respectivement de 6,9 et 6,8 dB à 28 GHz. Sur la même figure sont illustrés Les caractéristiques gain-largeur de bande de l'antenne proposée où l'antenne fournit une largeur de bande de gain mesurée de 8,9 % à -1 dB. Cela prouve que l'antenne patch proposée permet d'obtenir un gain satisfaisant dans la gamme de 26,2 à 28,7 GHz tout en maintenant une largeur de bande d'impédance de -10 dB dans cette gamme.

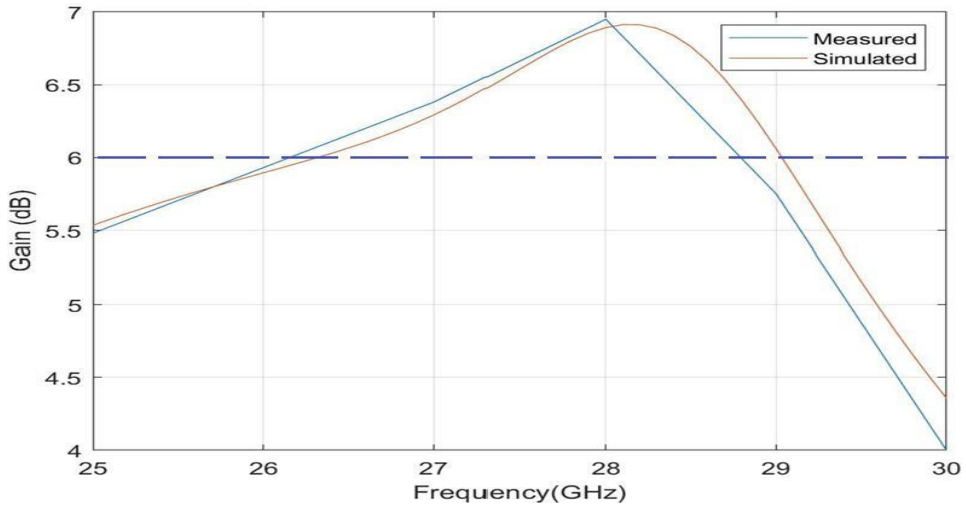


Figure 22: Measured and simulated gains of the proposed antenna

4.1.5. Conclusion

Une antenne patch à micro-ruban à large bande pour les applications de 5G CubeSat est démontrée dans ce travail. Une large largeur de bande d'impédance est obtenue en utilisant un élément parasite. Cela conduit à la génération d'une deuxième fréquence de fonctionnement, améliorant la largeur de bande d'impédance. De plus, 21 fentes sont chargées sur le patch rayonnant principal pour améliorer le gain de l'antenne patch proposée. L'antenne proposée offre une large largeur de bande mesurée de 20,2 %, un faible coefficient de réflexion mesuré de -45 dB et un gain mesuré de 6,9 dB à 28 GHz. Les résultats des mesures montrent une bonne concordance avec les résultats de simulation.

4.2.Antenne microruban à bande ultra-large et double polarization circulaire

4.2.1. Introduction

Nous proposons une antenne patch carrée compacte tronquée et qui contient une fente diagonale sous la forme de la lettre T[15]. Ce radiateur est imprimé sur un diélectrique qui lui-même déposé sur un plan de masse déformé par des fentes circulaires et périodiques. Les coins sont tronqués en forme d'arcs pour améliorer la largeur de la bande et générer une polarisation circulaire (CP) à 10 et 25,6 GHz, tandis que la déformation du plan de masse est utilisée périodiquement pour améliorer la largeur de la bande d'impédance et obtenir des performances à bande ultra-large. De plus, une fente T diagonale est chargée dans le patch d'angle tronqué pour améliorer sa largeur de la bande AR de 3 dB à deux fréquences de résonance respectivement de 10 et 25,6 GHz.

4.2.2. Géométrie de l'antenne

L'antenne patch proposée a une forme carré tronquée, avec une fente diagonale en T, imprimée sur un substrat diélectrique mis sur un plan de masse comme le montre la Fig.23. Le plan de masse est déformé par des fentes circulaires et périodiques. Le matériau utilisé pour le patch rayonnant et le plan de masse est du cuivre d'une épaisseur de 0,035mm. Le matériau FR4 comme substrat diélectrique est considéré comme le meilleur choix commercial avec un faible coût, une constante diélectrique εr de 4,4 et une tangente de perte de 0,02. L'épaisseur du substrat est de $0{,}058\lambda_0$ à une fréquence de fonctionnement de 10 GHz. L'élément rayonnant est alimenté par un câble coaxial, qui s'étend jusqu'au patch au point (Xf,Yf). Les dimensions et les matériaux utilisés lors des simulations sont indiqués dans le tableau 2.

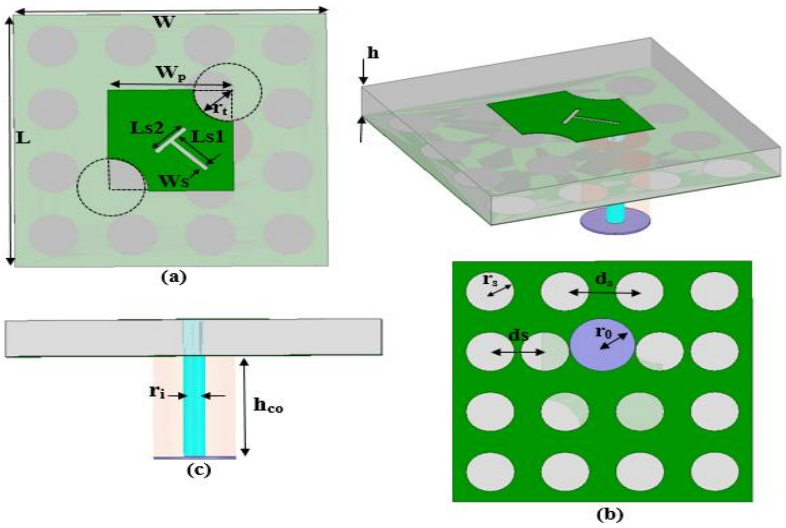


***Figure 23**: Geometry of proposed microstrip patch antenna (a) top view, (b) bottom view and (c) sideview*

***Tableau 2**: OPTIMAL PARAMETERS OF THE PROPOSED ANTENNA*

Variable		Dimensions (mm)	Material
Radiator	Lp	6.017	Copper (PEC)
	Wp	6.017	
	r_{trc}	1.926	
	Lslot1	2	
	Lslot2	2.338	
	Wslot1,slot2	0.243	
Substrate	L	15	FR4
	W	15	
Ground	Lgd	15	Copper (PEC)
	Wgd	15	
Feed	Rinnercoax	0.4387	
	Routercoax	1.6448	Teflon
	Hcoax	5	
	(Xf,Yf)	(0 , 2.299)	
Slot Ground	r_{gd}	1.2225	Air
	Dsl	3.75	
	dsl1	2.75	
	Deg	1.875	

4.2.3. Analyse paramétrique

4.2.3.1. Effet de la troncation sur la polarisation circulaire et la largeur de bande d'impédance

La longueur L et la largeur W ainsi que le point d'alimentation (Xf,Yf) du câble coaxiale ont été optimisés à l'aide de la méthode du quasi newton disponible en HFSS pour améliorer l'adaptation de l'impédance du patch. Les valeurs optimales de la longueur et la largeur du patch

ainsi que les dimensions de l'alimentation du câble coaxial sont indiquées dans le tableau 2. L'effet du rayon de troncature sur le S11 de l'antenne proposée est illustré à la Fig. 24. Lorsque la valeur augmente de 0,926 à 1,1926 mm, le coefficient de réflexion diminue et trois fréquences de résonance de 10, 19,6 et 24,9 GHz sont introduites, ce qui améliore considérablement la largeur de la bande d'impédance. De plus, dans le cas du patch carré tronqué en arc, une nouvelle fréquence de résonance est générée à environ 25 GHz, ce qui permettra à la conception proposée de fonctionner en mode dual fréquence.

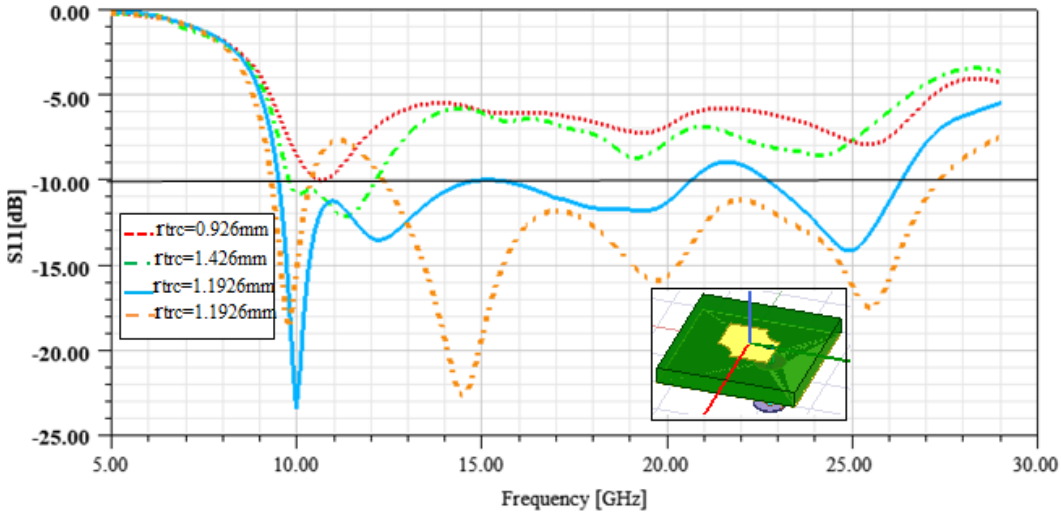


Figure 24: The effect of the arc-truncation r_trc on S11.

4.2.3.2. Effet des fentes circulaires périodiques dans le plan de masse sur la largeur de la bande d'impédance

Pour obtenir l'UWB, le plan de masse a été chargé avec des fentes circulaires de rayon r_{gd} . Ces fentes perturbent le courant de surface dans le plan de masse et créent une bande d'arrêt qui élimine les ondes de surface et améliore ainsi l'IBW. Comme le montre la Fig.25, et avec l'incorporation du PDGS comme plan de masse, la largeur de la bande d'impédance IBW à -10 dB a augmentée de 42,6 % à 104,05 % à une fréquence de résonance de 10 GHz. De plus, la résonance de la bande supérieure est passée de 24,9 à 24,2 GHz et IBW à -10 dB a augmentée de 13,65 % à 15,78 %, respectivement sans et avec le PDGS.

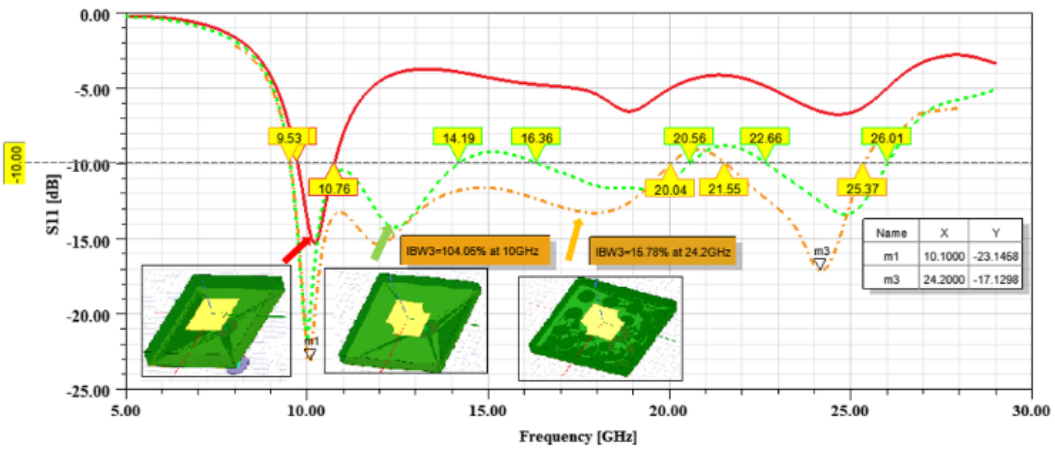


***Figure 25**: Impedance bandwidth comparison between the square, the arc-truncated patch without PDGS and the arc-truncated patch with PDGS.*

4.2.3.3.Effet de l'emplacement en diagonale T sur la largeur de la bande d'impédance

Comme le montre la Fig.26, l'antenne proposée présente de très bonnes performances car elle offre une double résonance avec une ultra-large bande d'impédance pour les résonances respectivement inférieures et supérieures à 10 et 25,6 GHz. En conséquence, en incluant la fente diagonale en T, IBW à -10 dB est améliorée de 104,05 % à 109 % à 10 GHz. De plus, il y a une augmentation de 15,78 % à 22,6 % à 25,6 GHz. En termes de coefficient de réflexion, l'antenne proposée présente un S11 de -20,87 et -46 dB respectivement à 10 et 25,6 GHz.

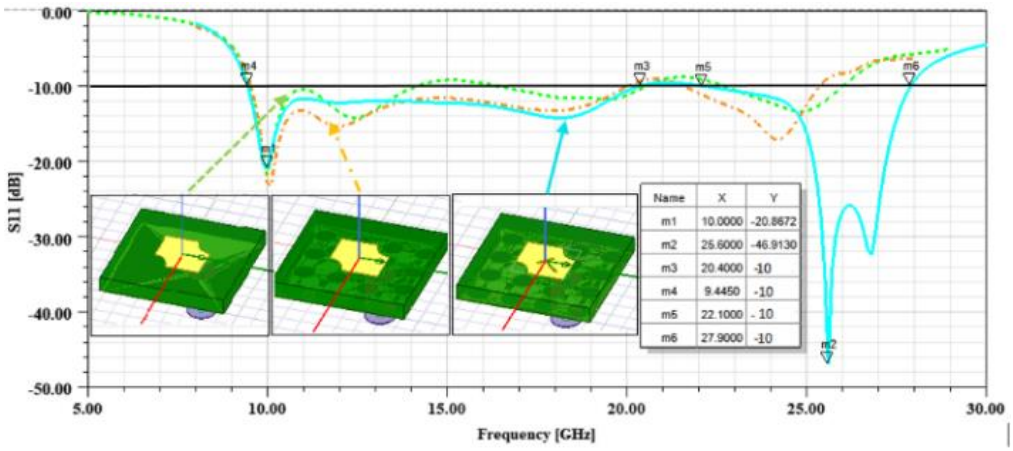
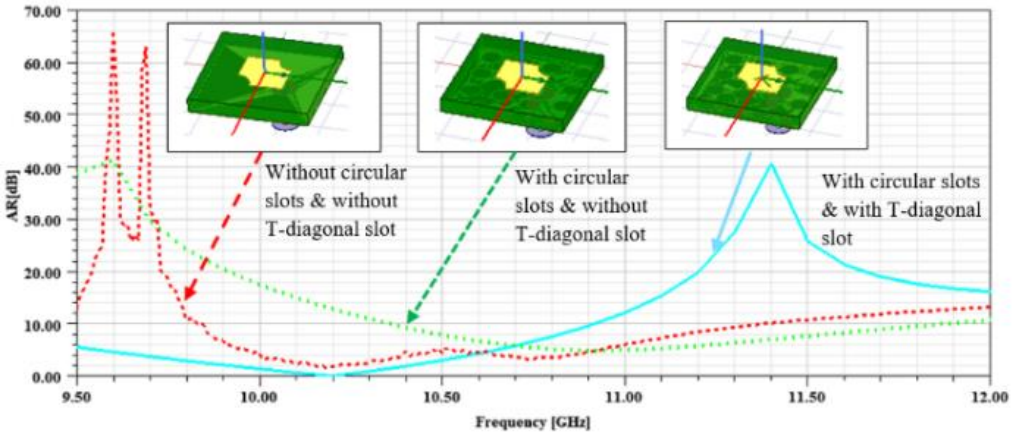


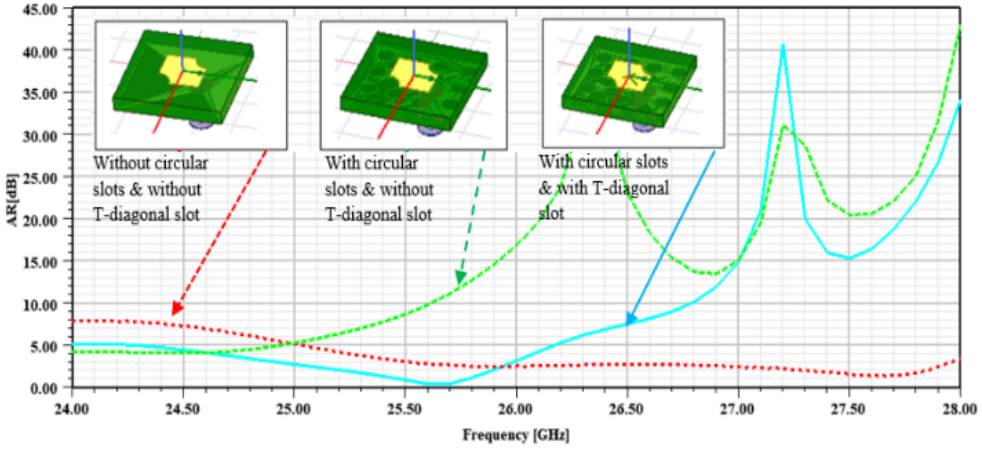
***Figure 26**: The effect of T-diagonal slot on S11 of the proposed antenna with truncation and periodically circular slots.*

4.2.3.4.Effet de la fente diagonale en T sur la polarisation circulaire et rapport axial

Comme le montre la Fig. 27(a), la performance du rapport axial (AR) autour de 10 GHz et à la direction du gain maximal de (θ,φ) = (0°,0°) est considérablement augmentée par l'incorporation d'une fente en T diagonale. elle est capable de maintenir la performance à large bande mais réduit également la valeur de l'AR dans les deux bandes de fréquences, ce qui donne une performance de polarisation circulaire PC respectivement à 10 et 25.6GHz (Fig.27).



(a)



(b)

***Figure 27:** The effect of the PDGS and T-diagonal slot on the AR performance at (a) 10GHz and (b) 25.6 GHz.*

En se referrant à la Fig.28(a), il est évident que le courant surfacique tourne dans le sens des aiguilles d'une montre à 10 GHz tandis que sur la Fig.21(b) le courant surfacique tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre à 25,6 GHz où dans les deux cas nous considérons les

phases suivantes,0, 90, 180 et 270°. Par conséquent, l'antenne proposée peut atteindre une double PC avec polarisation circulaire gauche (LHCP) et polarisation circulaire droite (RHCP) respectivement à 10 et 25,6 GHz.

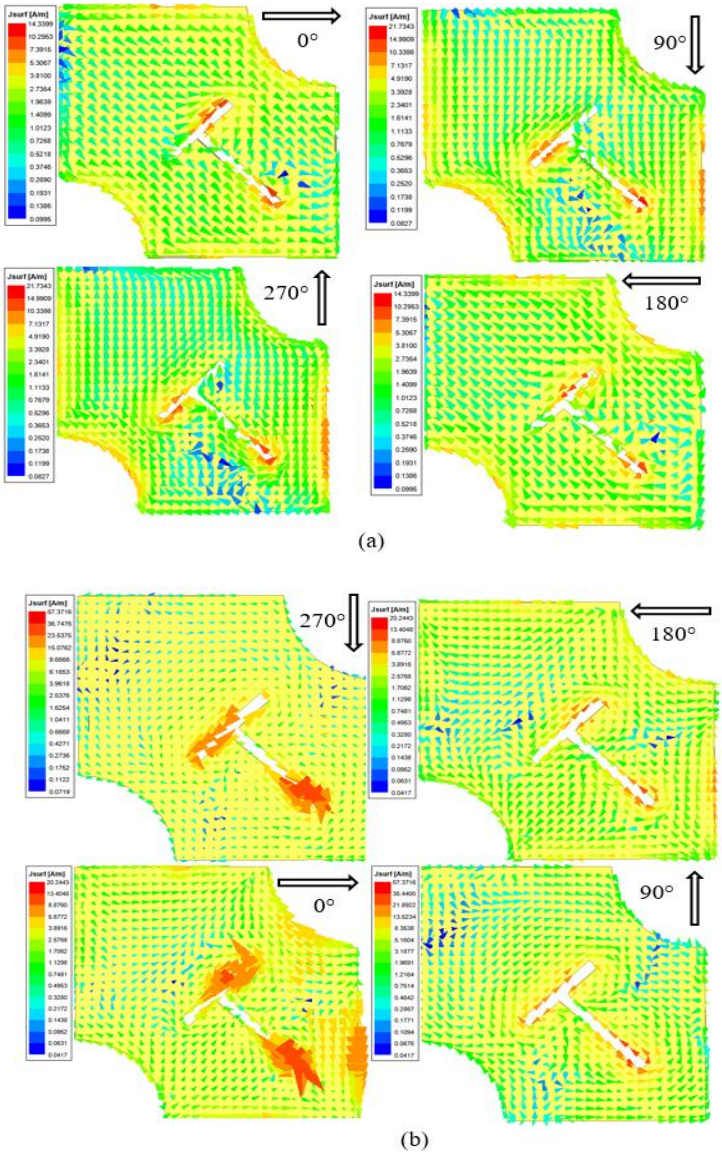
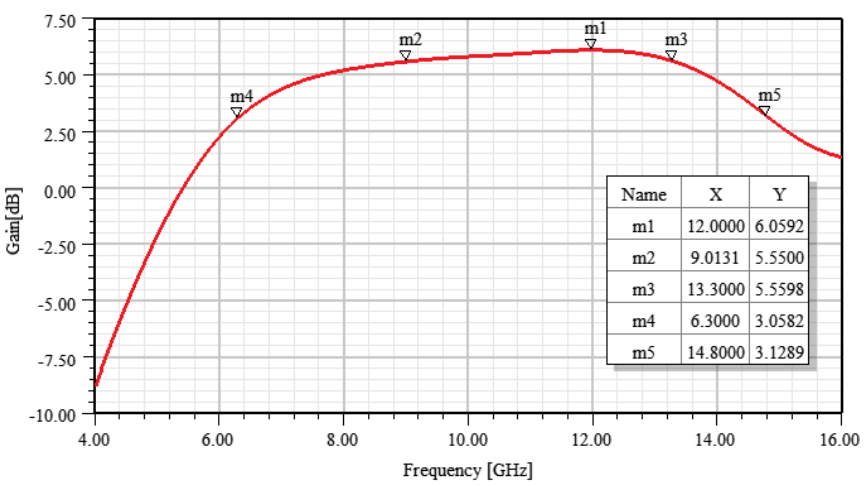


***Figure 28*: Surface current distribution at (a) 10GHz and (b) 25.6GHz each showing 0°,90°,180°, 270°.**

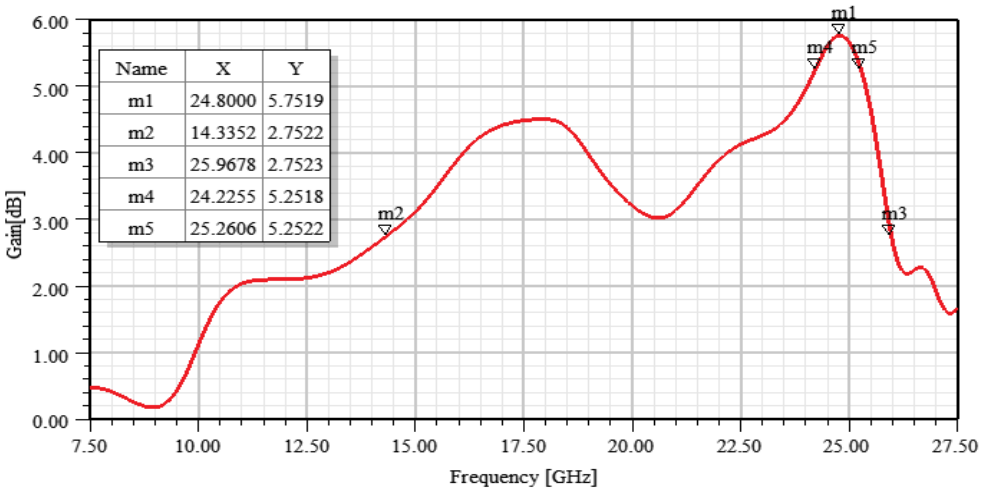
4.2.4. Résultats et discussion

Pour valider la performance de l'antenne proposée, une investigation de la largeur de la bande du gain est demandée. La question est de savoir si l'antenne proposée peut atteindre de bonnes performances de CP, maintenir son gain et rester bien adaptée. Compte tenu de la bande de

fréquences inférieure, l'antenne reste bien adaptée de 9,4 à 20,4 GHz, elle maintient son gain de 6,3 à 14,8 GHz et possède également de bonnes performances de CP à 10,49 GHz, comme le montre Fig.29. Pour la bande de fréquences supérieures, l'IBW commence de 22,1 à 27,9 GHz, la largeur de la bande du gain de 14,3 à 26 GHz et les largeurs des bandes AR de 21 à 23,2 GHz ainsi que de 24,9 à 25,9 GHz.



(a)



(b)

***Figure 29*: Gain Bandwidth of the proposed antenna at (a) 10GHz and (b) 25.6GHz**

4.2.5. Conclusion

L'antenne présente une large largeur de la bande d'impédance de -10 dB de 109,5 % et 22,6 % et une large largeur de la bande de gain de -3 dB de 70,83 et 46,9 % à 10 et 25,6 GHz respectivement. De plus, il fournit un double CP LHCP et RHCP avec une largeur de la bande AR

à 3 dB de 6,76 , 10 et 4,03 % à 10, 22 et 25,6 GHz respectivement. Par conséquent, les capacités de l'antenne proposée en font un candidat idéal pour les missions CubeSat avec des exigences de dual PC.

Chapitre 5 : Antenne monopole imprimée et AMC métasurface

5.1. Antenne monopole imprimé à bande ultra-large alimenté par CPW

5.1.1. Introduction

Nous concevons une antenne monopole imprimée (PMA) à ultra-large bande, polarisé linéairement, alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW) [16]. Elle fonctionne à 5,8 GHz (bande C) et exploite la réflexion en phase en trois fréquences de la cellule unitaire AMC proposée pour les applications 5G et CubeSat. Contrairement aux satellites conventionnels, les CubeSats sont compacts, ce qui leur permet d'être utilisés dans de grandes constellations de CubeSats appelées méga-constellations, situées en orbite terrestre basse (LEO). Par conséquent, ces CubeSats nécessitent de petites antennes pour assurer les liaisons transversales (entre CubeSats) ou les liaisons montantes/descendantes entre les CubeSats et les stations au sol. Cela nécessite que la conception de l'antenne que nous proposons ait un ultra large band UWB.

5.1.2. Configuration de l'antenne

La géométrie et les paramètres géométriques optimaux de l'antenne monopole imprimée alimentée par CPW proposée sont présentés respectivement à la Fig. 30 et tableau 3. Tous les paramètres sont optimisés à l'aide de la méthode Quasi Newton disponible dans le logiciel HFSS. L'antenne monopole imprimée est alimentée par un CPW de 50 Ω et est chargée d'un réflecteur AMC. Ce dernier est posté avec quatre poteaux en nylon (Fig. 30 c)).

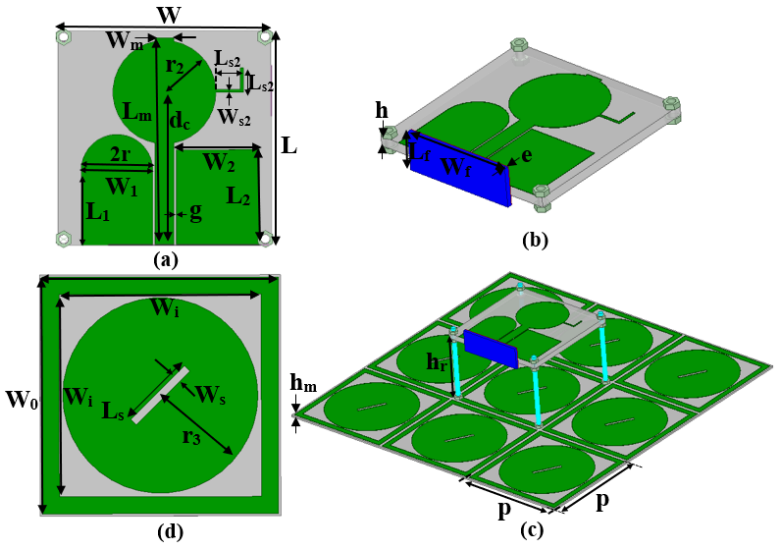


***Figure 30*: Proposed CPW-PMA design(a), AMC-reflector (c) and the top view of its proposed unit cell (d).**

***Tableau 3*: OPTIMAL PARAMETERS OF THE PROPOSED ANTENNA**

Variable		Dimensions (mm)	Material
Radiator	W_m	1.6276	Copper(PEC)
	L_m	17.6388	
	G	0.1862	
Substrate	W	18.2389	FR4
	L	18.2389	
	H	0.95	
Ground	(L_1,W_1)	(6.3694,6.1194)	Copper(PEC)
	(L_2,W_2)	(8.1194,7.1194)	
	$2r_1$	W_1	
CPW-Fed	(L_f,W_f)	(11,3.8)	PEC
	e(thickness)	0.5	

AMC-Reflector	W_O	15.565	PEC
	W_i	13.315	
	r_3	6.4325	
	L_s	5	
	W_{s2}	0.5	
	Hm	0.3	FR4
	P	15.865	
	Hr	10.965	Air

5.1.3. Résultats et discussion

Les Figue 31 et 32 présentent le processus de conception de l'antenne proposée et la réponse en termes de coefficient de réflexion S11, qu'il peut être résumé comme suit :

1. Ant.1 est une simple antenne monopole imprimée avec des plans de masse symétriques qui fonctionne à 5,8 GHz. Elle présente deux bandes, la première résonnante à 5,8 GHz présente une bonne adaptation d'impédance de |S11|=-35dB, IBW fractionnel relativement large de -10dB de 22,98 % (5,2-6,52 GHz). La deuxième bande est résonante 15,5 GHz avec un coefficient de réflexion de -14 dB et IBW de 24,19 % (14,82-18,57 GHz).
2. Ant.2 montre un plan de masse asymétrique, qui perturbe le courant de surface vers l'excitation des modes proches et améliore ainsi IBW pour les deux bandes. Pour les bandes inférieure (5,8 GHz) et supérieure (15,5 GHz) il a été amélioré respectivement à 29,48 % (5,28-6,99 GHz) et 26,39 % (14,82-18,99 GHz).
3. Ant.3 joue un rôle crucial dans la réalisation de la fonctionnalité UWB. En effet, en incorporant une forme circulaire avec un rayon optimal (r2) à l'extrémité du monopole, on atteint un IBW exceptionnellement large de 152,72 % (5,42-15,5 GHz), centré autour de 6,6 GHz.
4. Ant.4 représente la conception finale de notre élément rayonnant proposé, dans lequel un bout de forme en L est ajouté pour améliorer encore l'IBW en raison de la superposition de la bande inférieure et de la bande supérieure. En conséquence, la bande ultra-large est obtenue avec IBW de 226,96% (5,35-20,33 GHz) à la fréquence de résonance de 6,6 GHz avec un faible coefficient de réflexion de -44 dB, comme l'illustre la Fig. 32. De plus, il a une structure très compacte de $0,35\lambda0\times0,35\lambda0\times0,018\lambda0$.

La Figure 33 illustre le gain total de la PMA proposée alimentée par CPW. Nous voyons que l'antenne a un diagramme bidirectionnel et présente donc un faible gain de 2,4 dBi. Pour obtenir un diagramme unidirectionnel en redirigeant le lobe arrière vers l'avant et ainsi améliorer le gain total de l'antenne, le réflecteur AMC est placé à l'arrière de l'antenne proposée. Cela conduit à une amélioration significative du gain d'antenne, comme le montre la Fig. 35.

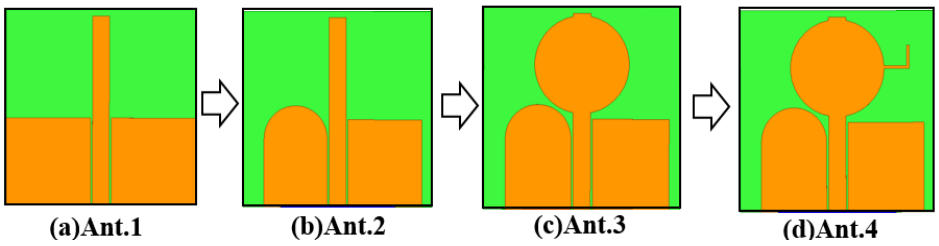


Figure 31: the design evolution: Ant.1 (a), Ant.2 (b), Ant.3(c) and Ant.4 (d)

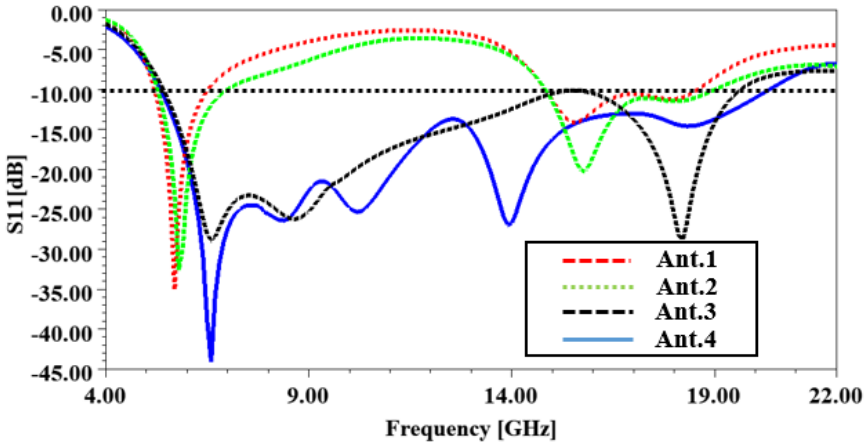


Figure 32: Reflection coefficient |S11| of the proposed antenna with respect of its steps design process

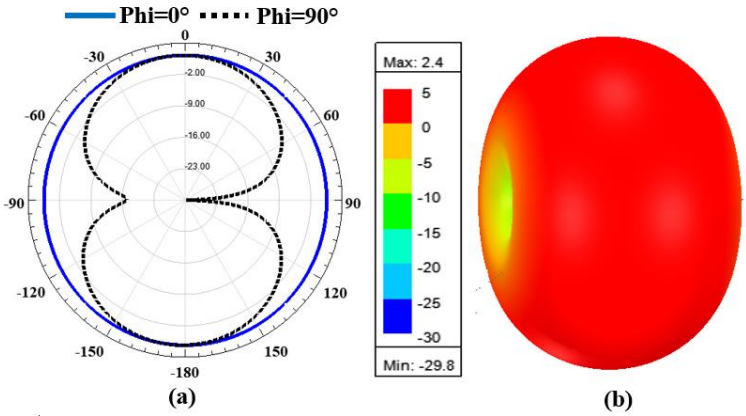


Figure 33: 3D plot of gain of the CPW fed PMA antenna without AMC reflector

5.1.4. Réflecteur AMC

Pour obtenir la multi-réflexion avec la caractéristique d'en phase de l'AMC, nous avons proposé une cellule unitaire qui contient deux parties métalliques, à savoir l'anneau carré et la partie circulaire chargée d'une fente diagonale, comme illustré sur la Fig.34 d). La conception et la simulation de cette cellule unitaire reposent principalement sur les étapes suivantes :

1- Un modèle infini est réalisé en utilisant des conditions aux limites de floquet (port de floquet) sur le dessus de la cellule unitaire et deux frontières primaires (maître) et secondaires (esclave) sur leurs parois latérales, comme le montre la Fig. 34 a).

2- La cellule unitaire est modélisée sur la base d'une analyse d'ondes complètes du logiciel HFSS dans laquelle une méthode d'éléments finis (FEM) est établie en s'appuyant sur la théorie du bloque-floquet pour permettre à la structure périodique de se comporter comme un AMC dans la gamme de fréquences cible d'intérêt.

3- La simulation de la réflexion de phase en fonction des fréquences de la cellule unitaire présente Comme le montre la Fig. 27 b), principalement trois réflexions de phase à respectivement 5,8, 15,5 et 18,05 GHz. Ils présentent des largeurs de bande de réflexion étroites de ±90°.

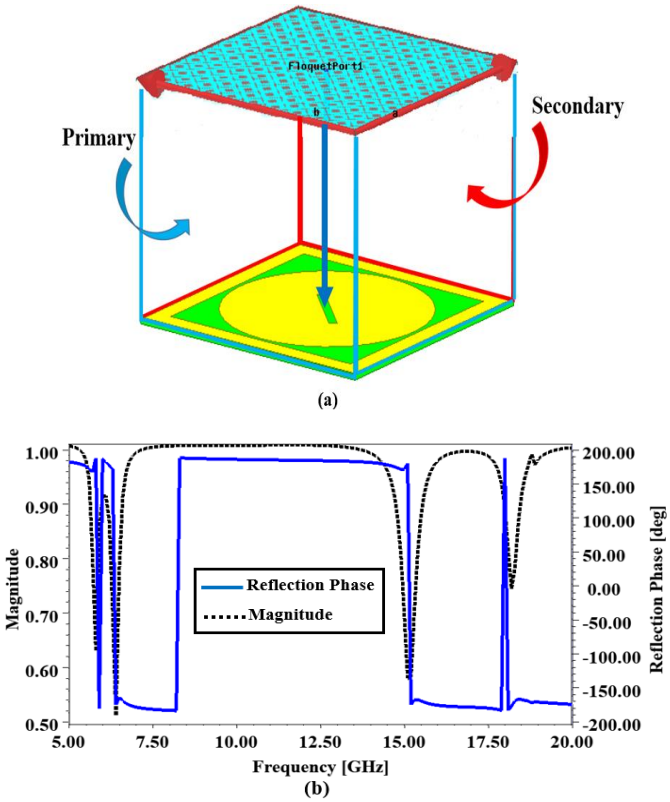


***Figure 34**: 3D view of the unit cell (a) and the reflection response in terms of phase and Magnitude (b)*

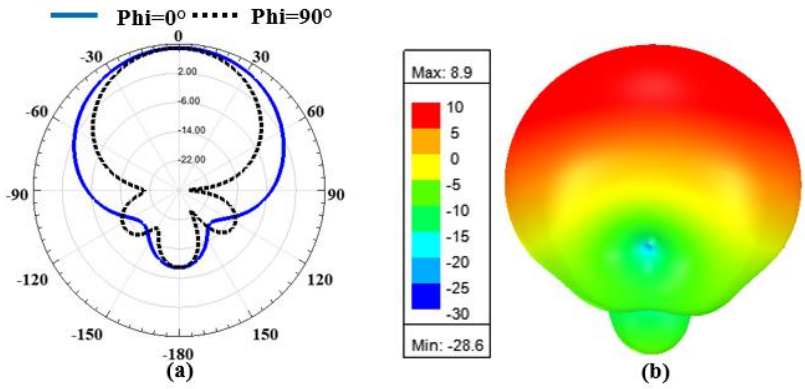


Figure 35 : 2D (a) and 3D(b) gain plot at 5.8GHz for the azimuth and elevation planes for our proposed CPW-fed PMA loaded with AMC reflector

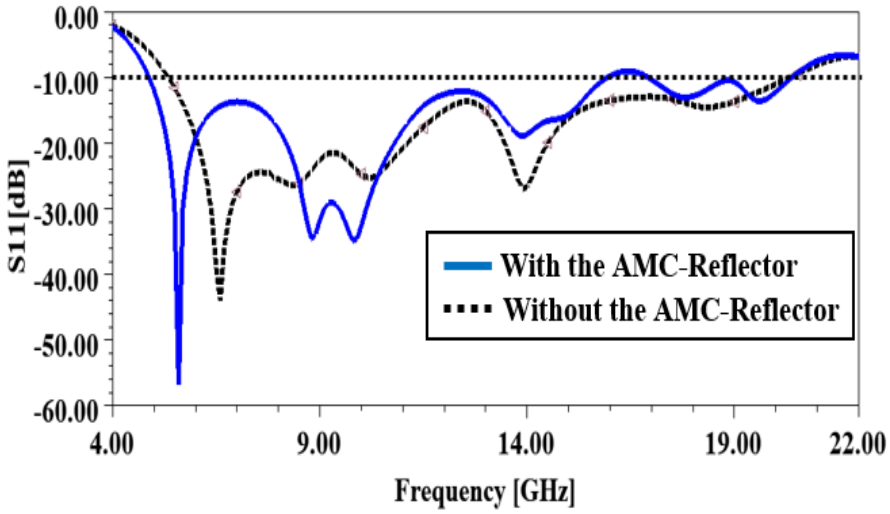


Figure 36: The S11 versus frequency of the proposed CPW-fed PMA without and with AMC reflector

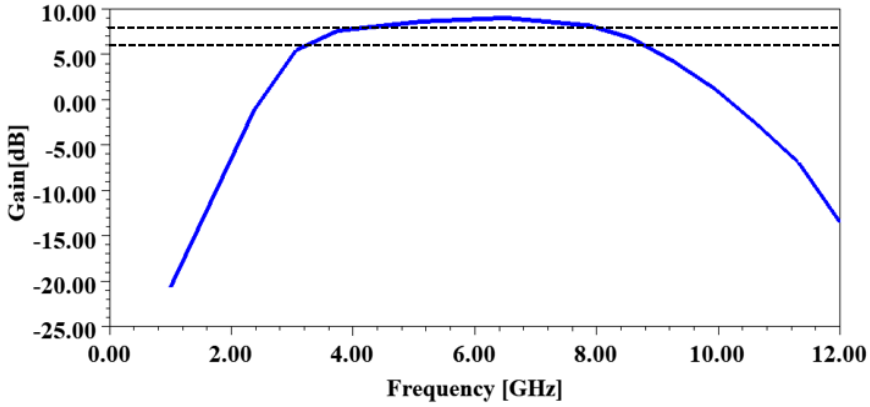


Figure 37: The gain versus frequency at phi=0° and theta=0°

5.1.5. Conclusion

Dans ce travail, nous avons présenté une antenne UWB pour les applications 5G et CubeSat. Elle présente un UWB de 193,1 % (4,8-16 GHz) (illustré à la Fig.36) et un gain total de 8,9 dBi à 5,8 GHz.

5.2 . Antenne monopole imprimé à polarisation circulaire à large bande soutenue par une métasuface AMC miniaturisée

5.2.1. Introduction

Nous proposons une antenne monopole planaire alimentée par un guide d'onde coplanaire CPW et soutenue par un réflecteur AMC[17]. Elle fonctionne en bande X et offre de bonnes performances en matière de rayonnement. L'idée principale est l'utilisation de plans de masse asymétriques et de la forme en spirale du monopole pour générer une polarisation circulaire PC avec une large bande du rapport axial AR. De plus, le réflecteur AMC miniaturisé est utilisé pour améliorer le gain et la directivité tout en maintenant la PC à large bande.

5.2.2. Conception et analyse d'antennes

La figure 31 illustre un monopole planaire alimenté par un guide d'onde coplanaire (CPW) et soutenu par un réflecteur AMC. L'antenne proposée opère dans la bande X à une fréquence de résonance de 8.5GHz. Le tableau 4 présente tous les paramètres géométriques optimisés de la structure complète de l'antenne.

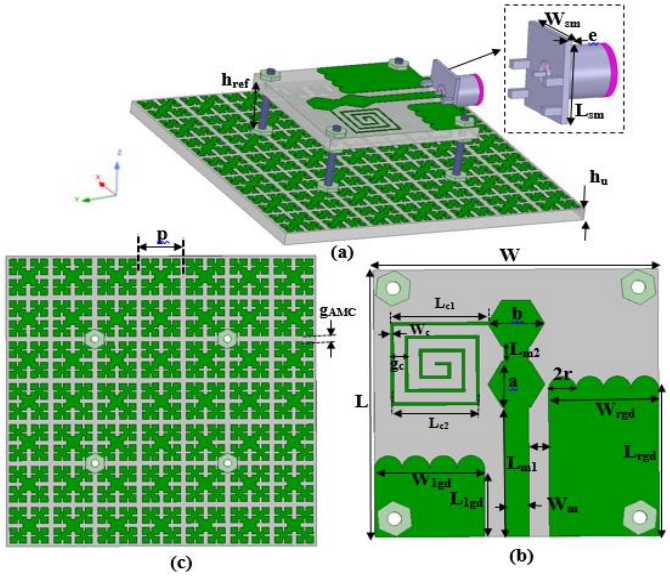


***Figure 38**: (a) 3D view of the proposed antenna. (b) Configuration of the proposed CPW fed monopole-coil antenna design. (c) AMC reflector*

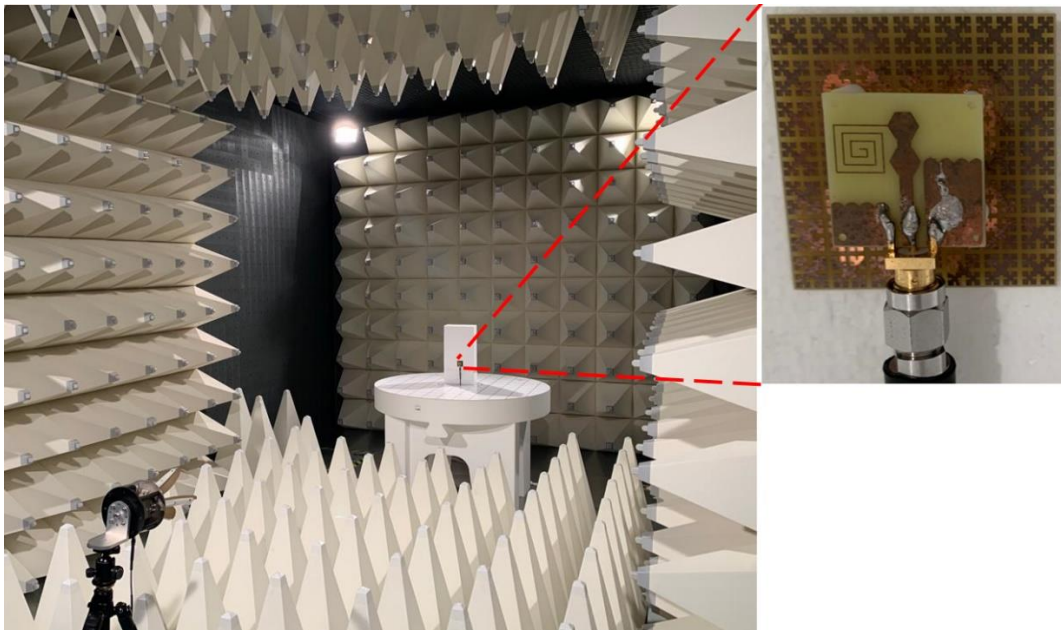


***Figure 39**: Antenna under measurement inside an anechoic chamber*

***Tableau 4**: OPTIMAL PARAMETERS OF THE PROPOSED ANTENNA*

	Variable	Dimensions (mm)	Material
Radiator	W_m	1.7075	Copper
	L_{m1}	9.6679	
	L_{m2}	1.1	
	A	3.4641	
	B	4	
	L_{c1}	6.8725	
	L_{c2}	6.2005	
	g_c	0.8415	
	Wc	0.2	
	G	1.4180	
Substrate	L	20	FR4
	W	20	
Ground	L_{lgd}	5.1124	Copper
	W_{lgd}	7.7281	
	L_{rgd}	11	
	W_{rgd}	7.7281	
	R	0.9661	
MLPF	L_{p2}	4.77	
	W_3	0.57	
	W_4	1.52	
	L_2	2	
	W_{22}	0.57	
	W_{21}	0.28	
	P_2	5.38	

5.2.3. Conception de l'élément rayonnant

Le processus de conception de l'élément rayonnant de l'antenne proposée à la Fig. 38 b) est présenté comme suit :

1) Ant.1 constitue l'originale. C'est une antenne monopole imprimée uni-planaire alimentée par CPW avec des plans de masse symétriques. Elle offre ; comme montré sur la Fig. 40. Ant1 ; un faible coefficient de réflexion |S11| de -30,09 dB à une fréquence de résonance de 8,3 GHz. Cependant, sa bande passante d'impédance (IBW) n'est que de 11,6 % (7,91 - 8,89 GHz). Elle génère une polarisation linéaire qui peut s'expliquer par le fait que la composante horizontale du champ électrique dans le plan de masse gauche et le plan de masse droit s'annulent (leurs flèches de courant surfacique sont opposées et dans la même direction) ; La Fig. 41 en donne une illustration.
2) Pour obtenir une PC et améliorer l'IBW, Ant.2 est modifiée de manière à ce que ses plans de masse (gauche et droite) soient asymétriques. Cela conduit comme l'illustre la Fig. 33 b), à une diminution du rapport axial AR dans la bande X. De plus, le changement du côté gauche du plan de masse a entraîné la perturbation du courant surfacique, et a donc amélioré l'IBW à 17,40% (7,35-8,76 GHz) à une fréquence de résonance de 8,1 GHz, voir la Fig. 36 a). Il s'agit d'une amélioration de 5,8 % par rapport à Ant.1. Cependant, le coefficient de réflexion à la fréquence de résonance de 8,1 GHz était de -16,22 dB.
3) L'ajout de la bobine sur le monopole comme indiqué sur la Fig. 40 pour Ant.3 a généré un rayonnement de PC avec une large largeur de la bande AR (ARBW) à 3 dB de 19,29 % (8,2-9,84 GHz) avec un AR de 0,7 dB (pureté de PC élevée) à 8,5 GHz. Il a également légèrement amélioré l'IBW à 18,2 % avec S11 de -24,92 dB, comme illustré sur la Fig. 43 a).
4) Enfin, des demi-cercles périodiques, de rayon optimal r, sont placés sur les bords supérieurs des plans de masse gauche et droit. Comme le montre la Fig. 43 a) et b), cela a permis d'améliorer l'IBW à 23,57 % (7-8,98 GHz) à la fréquence de résonance de 8,4 GHz avec ARBW de 20 % (8,04-9,74 GHz) à 8,5 GHz. Pour une étude plus approfondie du mécanisme de PC, la Fig.**42** illustre la distribution du courant surfacique pour Ant.4 à quatre phases : 0°, 90°, 180° et 270° respectivement. Nous pouvons voir que la flèche à phi = 180° (à droite) est la référence et comme les flèches de courant de surface tournent dans le sens des aiguilles d'une montre pour les temps à quatre phases, par conséquent, le type de la PC de l'antenne proposée est LHCP.

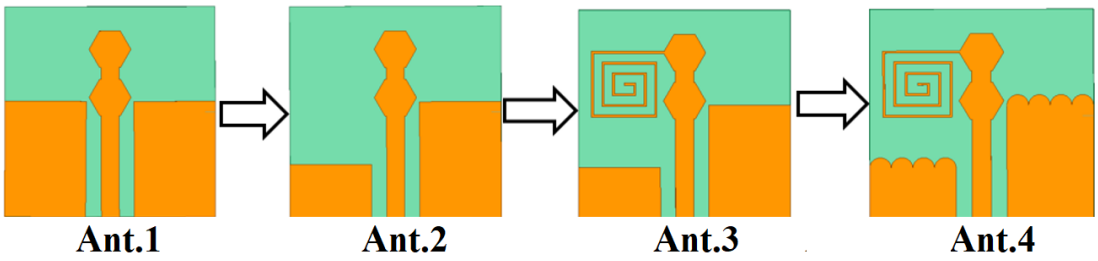


Figure 40: Design process of the monopole antenna.

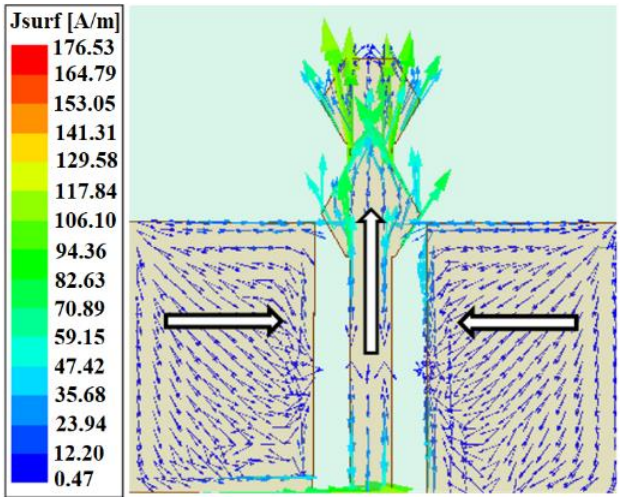


Figure 41: Surface current distribution for Ant.1

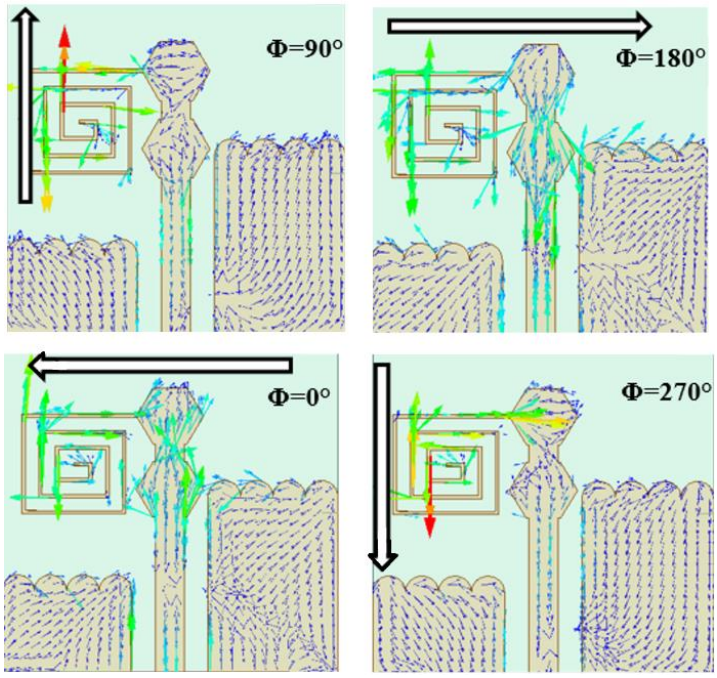


Figure 42: Surface current distribution for different angles 0° , 90°, 180 ° and 270° at 8.5 GHz.

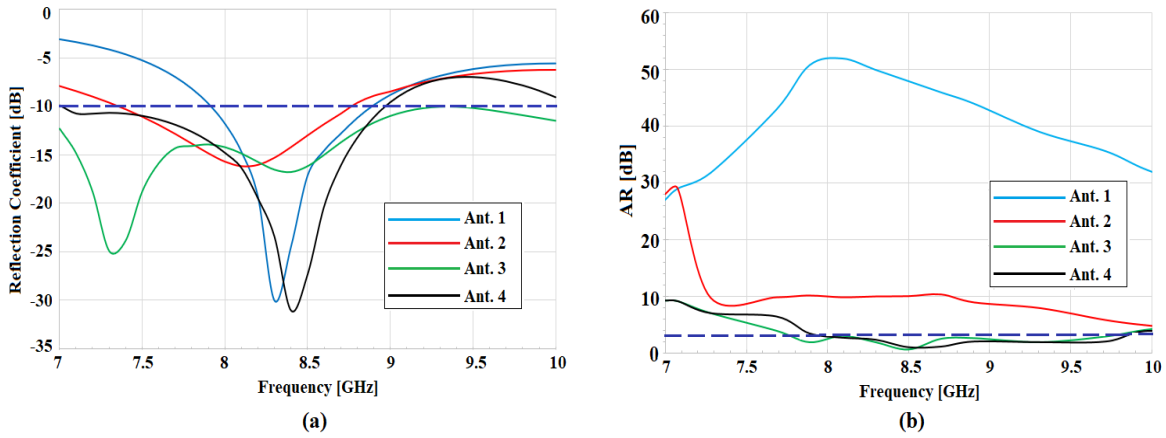


***Figure 43*: Simulation results, (a) reflection coefficient and (b) AR. axial ratio**

5.2.4. Conception de l'AMC

La conception de la métasurface AMC en tant qu'arrangement de diffusions métalliques est réalisée en HFSS en simulant la réponse de réflexion en fonction de la taille du patch, en termes de phase et d'amplitude. En premier lieu, la cellule unitaire de forme fractale est utilisée pour obtenir une miniaturisation suffisante par rapport à la forme carrée à la fréquence de résonance de 8,5 GHz. Ensuite il a été procédé à la simulation du coefficient de réflexion de la structure globale, à savoir le réflecteur AMC et l'élément rayonnant, pour obtenir les caractéristiques cibles (PC large, gain et directivité élevés, et IBW large).

1) Comme le montre la Fig. 44 (a), nous avons d'abord utilisé le patch carré comme cellule unitaire d'origine pour l'AMC avec une taille totale de 5,98 mm × 5,98 mm × 1,6 mm.
2) Nous avons ensuite réduit la taille de la cellule unitaire et donc la taille totale de l'antenne. Nous avons utilisé la forme pré-fractale de type Minkowski (MLPF) pour obtenir une miniaturisation de la taille de 44,62 % ; comme le montre la Fig. 44 c).
3) Comme l'illustre la Fig. 44a), la disposition fractale qui sert de diagramme initial pour l'antenne proposée est en forme de carré. Par la suite, chacun des quatre côtés est remplacé par le générateur illustré à la Fig. 44 d). Le contour fractal remplissant l'espace dans cette géométrie donne un chemin de courant électrique plus long. Ceci augmente la taille électrique de la structure et réalise donc une miniaturisation de la cellule unitaire qui correspond à la même fréquence de résonance de 8,5 GHz. La figure 45, montre la réflexion de phase et d'amplitude de la cellule unitaire MLPF proposée. Nous pouvons voir que la cellule unitaire MLPF présente une large bande de réflexion en phase à ±90° de 20,52 %.

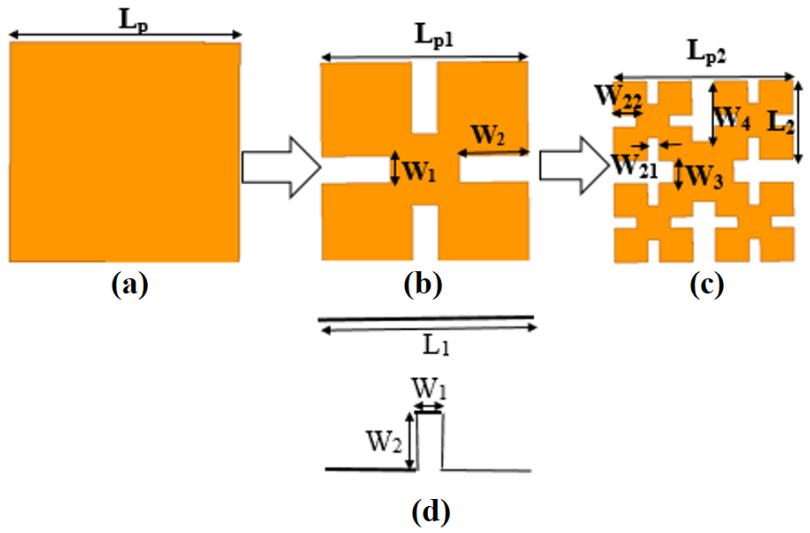


Figure 44: Generation process of the MLPF at 8.5 GHz: (a) initiator MLPF0, (b) first iteration MLPF1, (c) second iteration MLPF2 and (d) the generator.

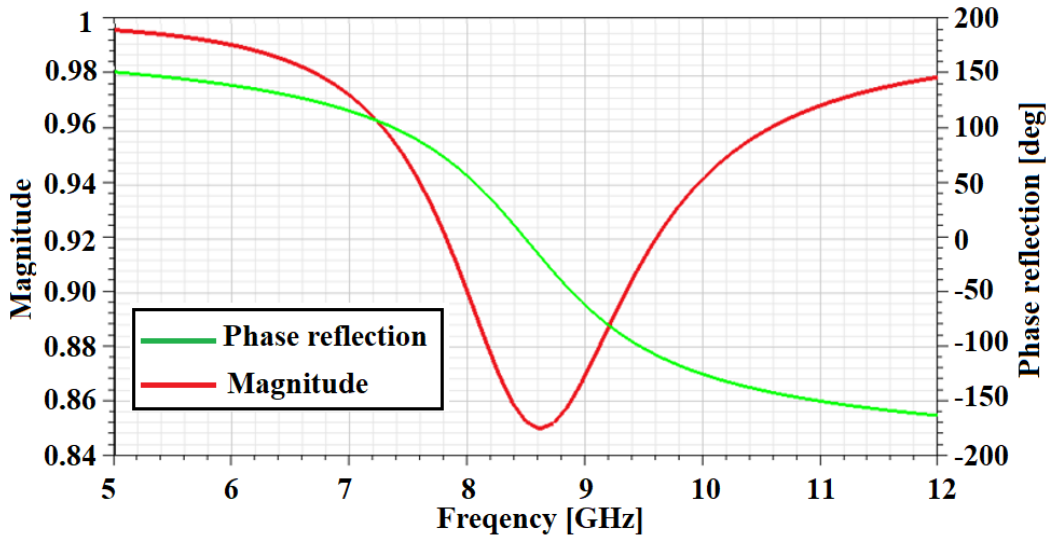


Figure 45: The phase and magnitude reflection of MLPF unit cell.

5.2.5. Expérimentation et comparaison

Pour valider les résultats de la simulation, un prototype de l'antenne à PC proposée a été fabriqué et mesuré dans une chambre anéchoïque, comme l'illustre la Fig. 39. En outre, le coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée est consigné à la Fig. 46 a).

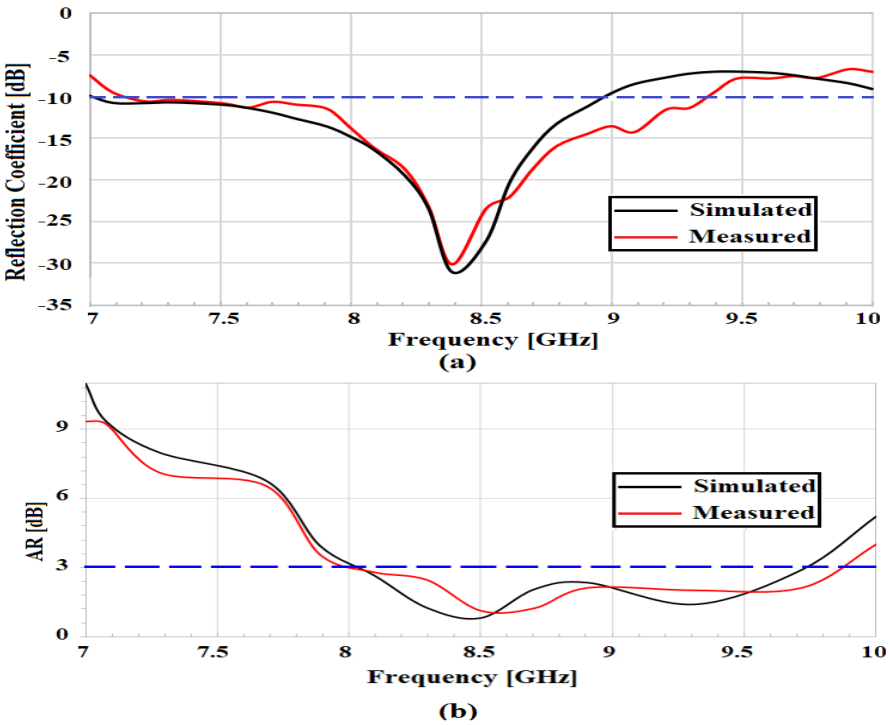


***Figure 46*: (a) Simulated and measured reflection coefficient, and (b) simulated and measured AR**

On peut voir un bon accord entre les résultats de mesure et de simulation.

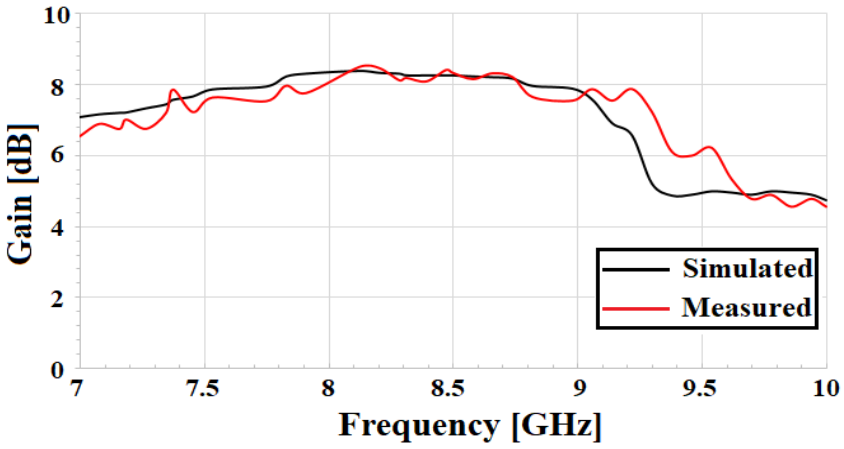


***Figure 47*:Simulated and measured broadside gain**

Figue. 47 montre le gain simulé et mesuré à (θ=0°,φ=0°). Nous pouvons voir que l'antenne proposée fournit une réponse de gain large dans la bande de fréquences opérationnelle avec un gain mesuré maximal de 8,3 dBi à 8,5 GHz. Une bonne concordance entre le gain simulé et mesuré est obtenue dans toute la bande, à l'exception d'une petite différence aux fréquences plus élevées (par exemple, de 9 à 9,5 GHz). Les écarts entre les résultats mesurés et simulés seraient dus aux erreurs

de mesure et de fabrication.

5.3. Antenne monopole imprimée à large bande et à polarisation circulaire alimentée par CPW pour application CubeSat dans la bande X

5.3.1. Configuration de l'antenne

Nous proposons une antenne monopole imprimée à polarisation circulaire alimentée par CPW et attachée à une metasurface AMC[18] . Elle fonctionne dans la bande X, et présentée à la Fig.48.

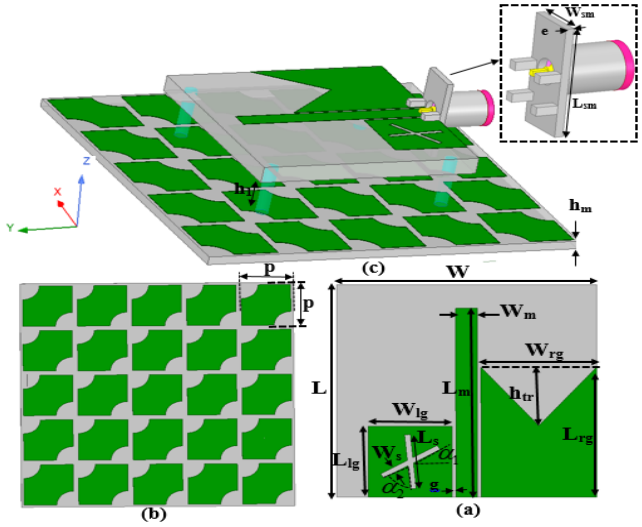


***Figure 48**: Configuration of CPW-fed PMA (a) geometry PMA, (b) PMA on substrate, and (c) the model of PMA with AMC in HFSS*

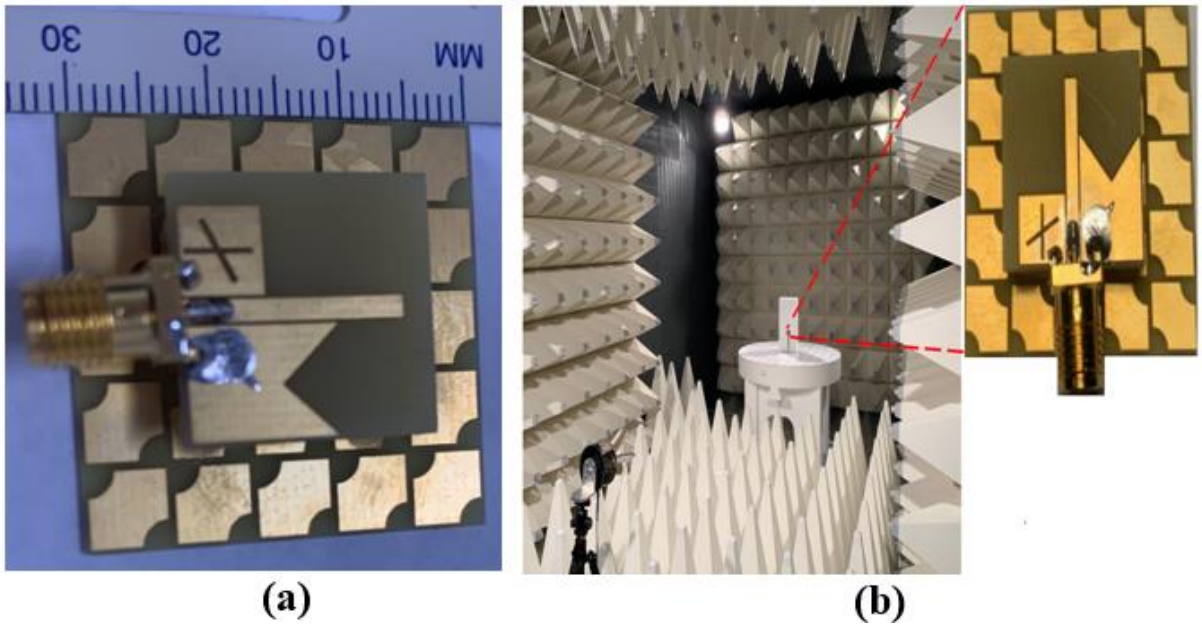


***Figure 49**: Photograph of antenna prototype (a) and antenna undergoing measurement inside the anechoic chamber.*

***Tableau 5**: OPTIMAL PARAMETERS OF THE PROPOSED ANTENNA*

	Variable	Dimension (mm)	Material
Radiator	W_m	1.5	**Copper**
	L_m	16	
	g	0.25	
Substrate	**W**	18	**FR4**
	L	18	
	h	1.6	
Ground	(L_{lg}, W_{lg})	(6,5.8)	**Copper**
	(L_{rg}, W_{rg})	(11.8)	
	h_{tr}	4.15	
	(L_s, W_s)	(4.608, 0.4)	
	α_1	35°	
	α_2	45°	
SMA	(L_{sm}, W_{sm})	(7.62,3)	**PEC**
	e	0.5	
Unit cell	**Wp**	5.6	**PEC**
	r	1.9	
	h_u	1.6	**FR4**
	P	6.2	

5.3.2. Conception du monopole imprimée

La Figure. 50 illustre le processus de conception de l'antenne proposée, commençant par Ant.1 et se terminant par Ant.3. Le processus d'évaluation de l'antenne proposée est le suivant :

1) Comme le montre la figure 50(a), Ant.1 est l'étape initiale qui impliquait la conception d'une antenne monopole uniplanaire imprimée avec des plans de masse symétriques qui fonctionne à 8 GHz (Ant.1). Comme le montre la Fig. 51 et 52, la conception initiale de l'antenne présente une largeur de bande d'impédance relativement étroite de 12,8 % (8,1-9,2 GHz) et a maintenu une caractéristique de polarisation linéaire, respectivement. Cela était évident à partir des valeurs élevées de AR, supérieures à 3 dB, dans la gamme de fréquences d'intérêt, comme illustré à la Fig. 52.

2) Pour améliorer l'IBW et l'AR, nous avons implémenté des plans de masse asymétriques et introduit une fente en forme de X à travers la gravure sur le plan de masse gauche, comme illustré à la Fig. 50 b). Ant.2 démontre une amélioration des performances par rapport à Ant.1. Il fournit un IBW de 40,14% (5,6-8,45 GHz) centré autour de 7,1 GHz, avec un coefficient de réflexion de -15 dB, voir Fig. 51 et 52. De plus, il atteint un AR d'environ 9 dB à 7,1 GHz. Il s'agit d'une amélioration importante en ce qui concerne la génération de rayonnement avec PC par rapport à Ant.1.

3) La conception finale, telle qu'illustrée à la Fig 50 (c), comprend une coupe triangulaire pratiquée sur le bord supérieur du plan de masse droit dans Ant.3. Cette modification a permis d'améliorer considérablement les performances de l'antenne et d'atteindre un rayonnement PC. Comme le montre la Fig. 51, atteint avec succès une IBW exceptionnellement large de 107,5 % (4,5-13,1 GHz), avec un faible coefficient de réflexion de 33 dB à 8 GHz. De plus, comme le montre la Fig. 52, la conception finale (Ant.3) présente un diagramme de rayonnement CP, offrant un ARBW large à 3 dB de 73,75 % (7,35-13,25 GHz) avec un AR de 0,3 dB à 8 GHz. Il existe notamment un chevauchement important entre l'ARBW et l'IBW, ce qui indique une caractéristique de performance favorable de l'antenne. L'introduction de plans de masse asymétriques perturbe le courant de surface, améliorant efficacement l'intensité de la composante du champ électrique horizontal. De cette façon, le rayonnement PC est obtenu, tandis que la coupe triangulaire entraîne une réduction substantielle des valeurs AR sur toute la gamme de fréquences d'intérêt. Cette réduction s'explique par le positionnement optimal des

hauteurs de coupe triangulaires (h_{tr}) comme illustré à la Fig. 51 et Fig. 52, dans lequel la perturbation du courant de surface s'avère suffisante pour établir des composantes égales du champ électrique, chacune en quadrature de phase.

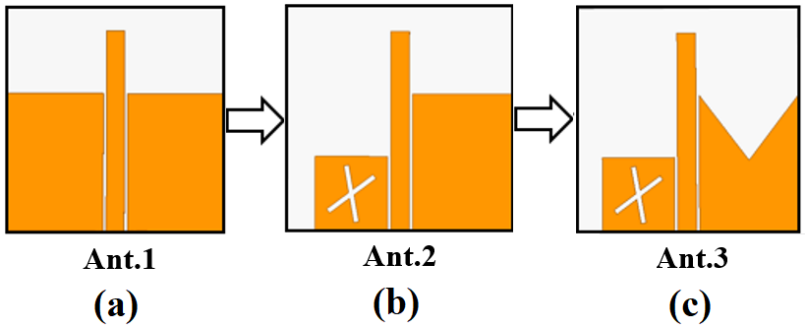


***Figure 50**: Design process of proposed printed monopole antenna*

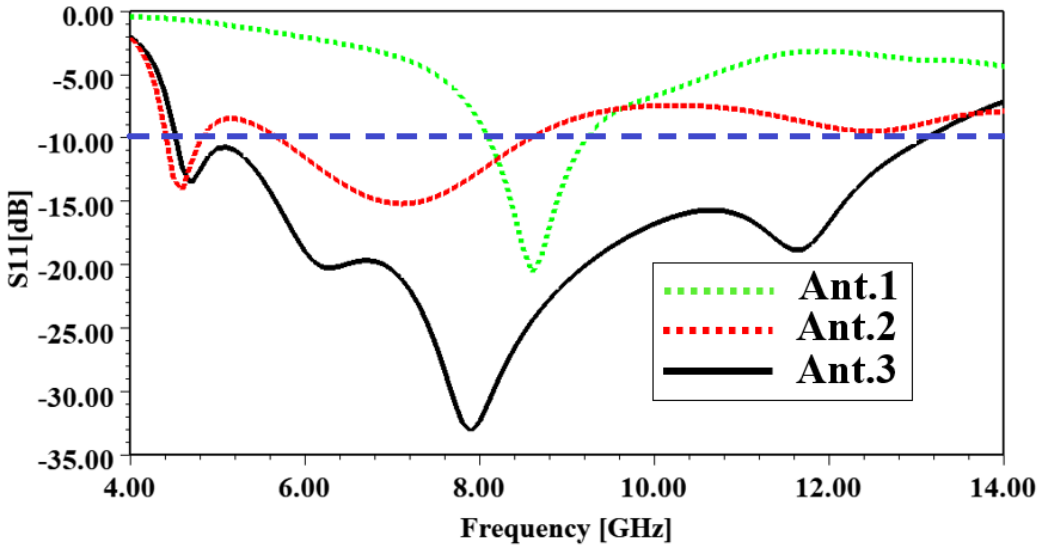


***Figure 51**: Simulated reflection coefficient against frequency.*

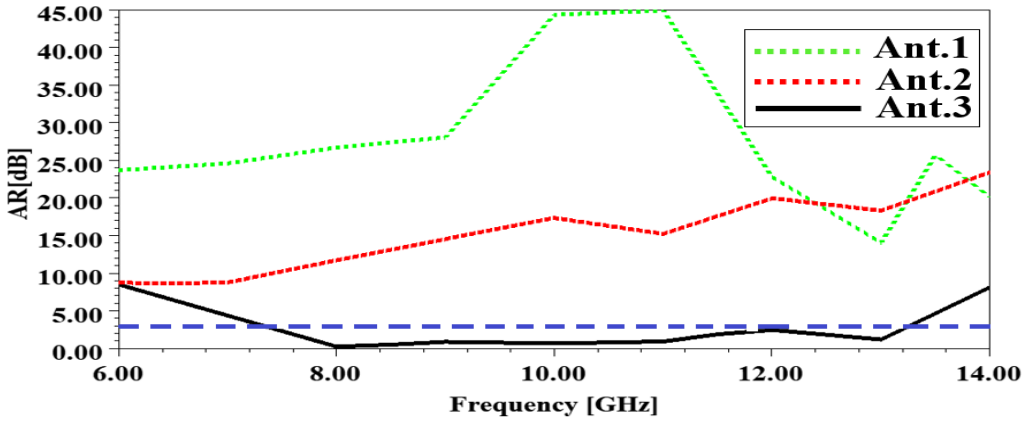


***Figure 52**: Simulated AR against frequency.*

5.3.3. La métasurface AMC

D'après la Fig.53 il est évident que l'intégration de l'AMC entraîne une redirection significative du lobe arrière, ce qui entraîne une augmentation remarquable du gain de l'antenne. Plus précisément, le gain de l'antenne passe de 2,4 dBi à 7,4 dBi, ce qui témoigne d'une amélioration substantielle obtenue grâce à l'AMC.

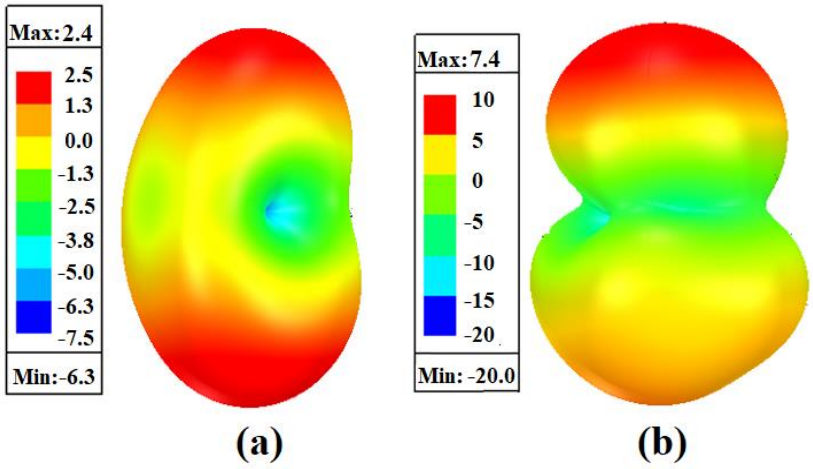


Figure 53: The total gain of PMA (a) without AMC, and (b) with AMC.

Les figures 54 et 53 illustrent respectivement le coefficient de réflexion et le rapport axial de l'antenne proposée, avec et sans AMC. Avec l'incorporation de l'AMC, il y a une augmentation du S11 de -33 dB à -23 dB tout en maintenant la fréquence de fonctionnement à 8 GHz. Bien que, même avec l'AMC, l'antenne conserve toujours une large IBW de 97,5 % (6,40-14,2 GHz). De plus, elle présente un large ARBW de 91,37 % (5,59-12,90 GHz).

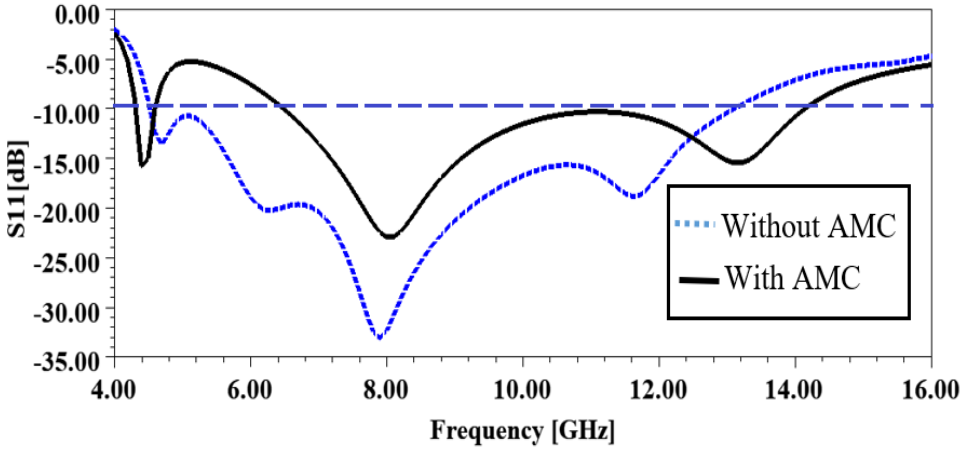


Figure 54: Simulated S11 against frequency.

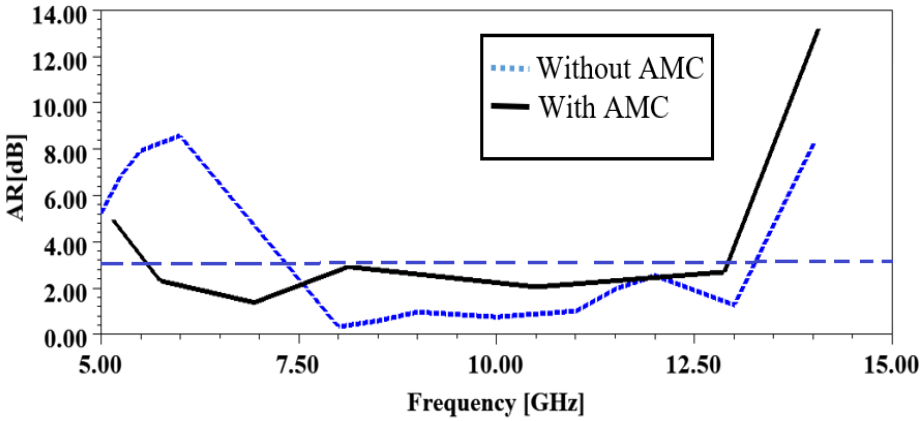


Figure 55: Simulated AR against frequency at θ = 0◦, Φ = 0°.

5.3.4. *Experiment and comparison*

Les valeurs mesurées et simulées de S11 et de AR de l'antenne monopole imprimée proposée sont présentées à la Fig. 56 et 57 respectivement. L'antenne présente une large largeur de bande d'impédance mesurée de 10 dB (IBW) de 97,5 % allant de 6,1 GHz à 13,9 GHz, ainsi qu'une large largeur de bande du rapport axial mesurée de 3 dB de 98,75 % dans la gamme de fréquences de 5,1 à 13 GHz. À 8 GHz, le S11 mesuré est de 23,92 dB et le AR est de 2,4 dB.

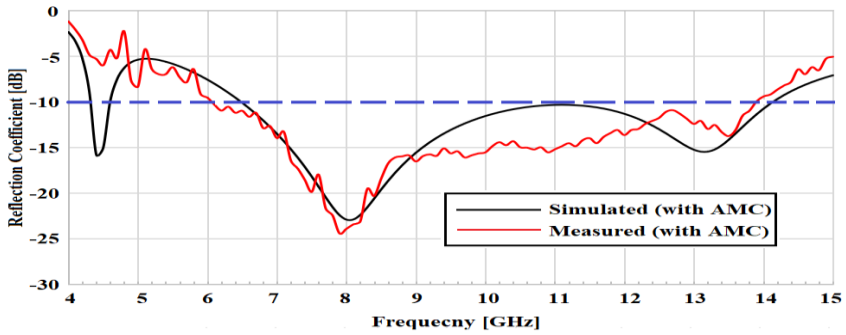


Figure 57: Simulated and measured S11 with AMC.

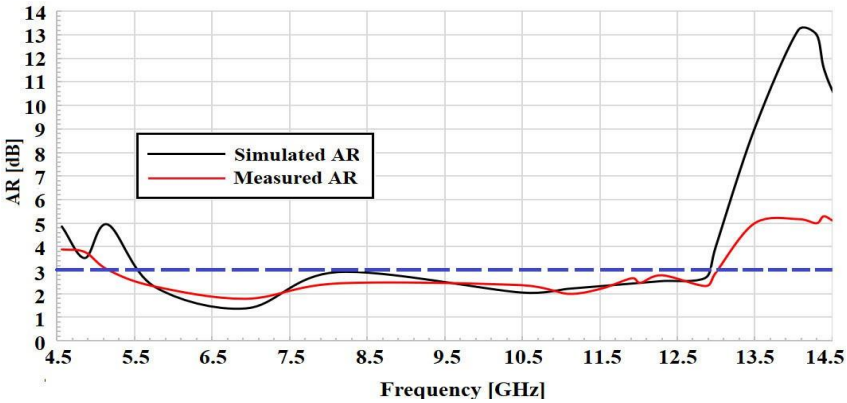


Figure 56: Simulated and measured AR at = 0◦, Φ = 0°.

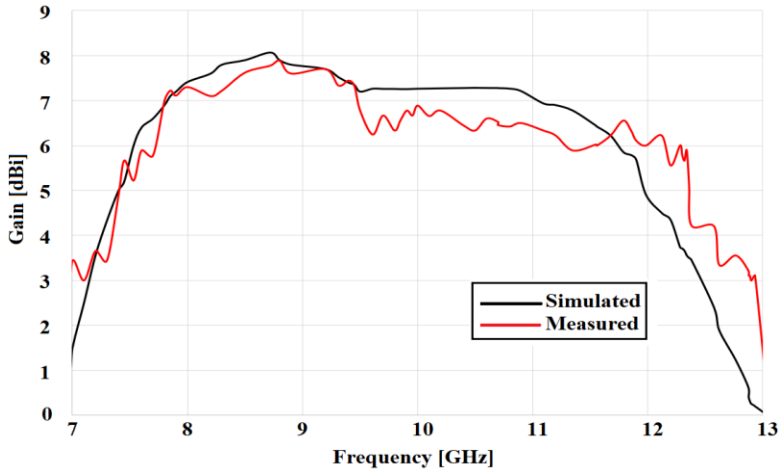


Figure 58: Simulated and measured gain of the proposed antenna

Le gain mesuré et simulé en fonction de la fréquence est représenté à la Fig. 58. Nous pouvons voir que la simulation concorde bien avec les résultats mesurés sur l'ensemble de la bande (7-13 GHz) avec un petit écart de moins de 1 dB. Cet écart est dû à des erreurs de fabrication. Le gain mesuré à 8 GHz est de 7,3 dBi.

Chapitre 6 : Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse de doctorat est de concevoir une telle antenne à haute performance et à structure compacte pour satisfaire le profil du CubeSat. Les antennes planes, y compris les antennes patch à microrubans et les antennes monopoles ou à fente imprimées et alimentées par CPW, sont parmi les meilleurs candidats pour atteindre l'objectif susmentionné. C'est pourquoi, tout au long de cette thèse, nous avons conçu des antennes planes très proéminentes. Par exemple, dans le chapitre 4, une antenne patch compacte à double polarisation circulaire est conçue et simulée avec des performances très élevées. En effet, la génération d'une double polarisation circulaire à deux fréquences de résonance avec une caractéristique de bande ultra-large et un gain élevé est quelque chose de très difficile à faire, précisément avec une antenne patch à alimentation unique. C'est pourquoi l'antenne que nous proposons est la meilleure candidate pour les missions CubeSat LEO. Cependant, dans le chapitre 5, deux PMA principales alimentées par CPW qui génèrent toutes deux une large polarisation circulaire dans la bande X sont proposées. Le diagramme de rayonnement bidirectionnel caractéristique du PMA alimenté par CPW, nous a inspiré à utiliser la métasurface AMC comme réflecteur pour rediriger son lobe

arrière vers l'avant. Grâce à sa caractéristique artificielle qui est la réflexion en phase, la métasurface AMC permet une amélioration significative du gain et de la directivité tout en conservant un profil bas de l'antenne. De plus, en concevant correctement la cellule unitaire AMC, une antenne à large bande peut être obtenue.

Comme projet de portée future de notre thèse de doctorat, nous suggérons les principaux sujets de recherche suivants :

- Pour améliorer significativement le gain et la largeur de bande AR du carré tronqué en arc chargé avec une fente diagonale en T de l'antenne proposée dans Chapitre 4, un réseau de patches à alimentation progressive séquentielle peut être utilisé[19],[20]. Dans le réseau de configuration proposée, notre antenne patch proposée peut être considérée comme un sous-réseau. Les capacités de formation et de direction des faisceaux sont des caractéristiques très exigeantes et peuvent être obtenues grâce à la configuration proposée.
- Les métasurfaces AMC proposées peuvent être étudiées analytiquement en utilisant GBC comme technique de modélisation.
- Les capacités de formation et d'orientation du faisceau peuvent être utilisées dans les métasurfaces AMC proposées en utilisant un décalage de phase au moyen, par exemple, d'une diode PIN, comme illustré dans [21].

REFERENCES

[1] F. Davoli, C. Kourogiorgas, M. Marchese, A. Panagopoulos, and F. Patrone, "Small satellites and CubeSats: Survey of structures, architectures, and protocols," *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 37, no. 4, pp. 343-359, 2019.

[2] S. Bandyopadhyay, G. P. Subramanian, R. Foust, D. Morgan, S.-J. Chung, and F. Hadaegh, "A review of impending small satellite formation flying missions," in *53rd AIAA Aerospace Sciences Meeting*, 2015, p. 1623.

[3] I. F. Akyildiz and A. Kak, "The Internet of Space Things/CubeSats: A ubiquitous cyber-physical system for the connected world," *Computer Networks*, vol. 150, pp. 134-149, 2019.

[4] X. Lin, S. Rommer, S. Euler, E. A. Yavuz, and R. S. Karlsson, "5G from space: An overview of 3GPP non-terrestrial networks," *IEEE Communications Standards Magazine*, vol. 5, no. 4, pp. 147-153, 2021.

[5] F. Rinaldi *et al.*, "Non-terrestrial networks in 5G & beyond: A survey," *IEEE access*, vol. 8, pp. 165178-165200, 2020.

[6] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John wiley & sons, 2011.

[7] D. Guha and Y. M. Antar, *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*. John Wiley & Sons, 2011.

[8] M. Haneishi and S. Yoshida, "A design method of circularly polarized rectangular microstrip antenna by one-point feed," *Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications)*, vol. 64, no. 4, pp. 46-54, 1981.
[9] O. Luukkonen *et al.*, "Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1624-1632, 2008.
[10] S. Maci, M. Caiazzo, A. Cucini, and M. Casaletti, "A pole-zero matching method for EBG surfaces composed of a dipole FSS printed on a grounded dielectric slab," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 70-81, 2005.
[11] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, 1999.
[12] A. Erentok, P. L. Luljak, and R. W. Ziolkowski, "Characterization of a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor for antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 160-172, 2005.
[13] G. Granet and J.-P. Plumey, "Parametric formulation of the Fourier modal method for crossed surface-relief gratings," *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, vol. 4, no. 5, p. S145, 2002.
[14] M. El Hammoumi *et al.*, "A wideband 5G CubeSat patch antenna," *IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems*, vol. 3, no. 2, pp. 47-52, 2022.
[15] M. El Hammoumi, N. E. A. El Idrissi, R. Raad, P. I. Theoharis, F. Tubbal, and S. Abulgasem, "Ultra Wideband dual circularly polarized patch antenna for 5G and CubeSat applications," in *2022 9th International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM)*, 2022: IEEE, pp. 1-6.
[16] M. El Hammoumi, F. Tubbal, N. El Idrissi, P. Theoharis, S. Abulgasem, and R. Raad, "Ultra-Wideband CPW-fed Printed Monopole Antenna for 5G and CubeSat Applications," in *2023 17th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA)*, 2023: IEEE, pp. 1-5.
[17] M. El Hammoumi, F. Tubbal, N. E. A. E. Idrissi, P. I. Theoharis, S. Abulgasem, and R. Raad, "A wideband X-band circularly polarized printed monopole antenna backed by AMC reflector for 5G/IoT CubeSat applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 66, no. 2, p. e34059, 2024.
[18] M. E. Hammoumi, F. Tubbal, N. E. A. El Idrissi, P. I. Theoharis, S. Abulgasem, and R. Raad, "A Wideband circularly polarized CPW-fed printed monopole X-band antenna for CubeSat Applications," *IEEE Access*, 2023.
[19] S.-K. Lin and Y.-C. Lin, "A compact sequential-phase feed using uniform transmission lines for circularly polarized sequential-rotation arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, pp. 2721-2724, 2011.
[20] K. N. Khac *et al.*, "A design of circularly polarized array antenna for X-band cubesat satellite communication," in *2018 International conference on advanced technologies for communications (ATC)*, 2018: IEEE, pp. 53-56.
[21] F. Yang *et al.*, "Two-Dimensional Beam Steering Based on Compact Programmable Coding Metasurface," *Applied Sciences*, vol. 12, no. 22, p. 11780, 2022.