

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE HOUARI BOUMEDIENE
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE



THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat

Filière Electronique
Spécialité Instrumentation Electronique
Option Optronique des Systèmes

Par

Hakim KHARROUBI

**Contribution à l'Amélioration des Performances de
l'Antenne Plaque Microruban avec des Substrats
Artificiels Electromagnétiques**

Soutenue publiquement le 13 octobre 2022 devant le jury composé de :

M. M.TELLACHE	Professeur	à l'USTHB	Président
M. T.B.BERBAR	Professeur	à l'USTHB	Directeur de Thèse
M. K.O.MAZIGHI	Maitre de Conférences /A	à l'USTHB	Examineur
M. F.AMRANI	Maitre de Conférences /A	à l'USTHB	Examineur
M. A.MANSOUL	Maitre de Recherche /A	au CDTA	Examineur

RESUME

Ce travail de thèse de doctorat porte essentiellement sur les applications des matériaux artificiels électromagnétiques ou métamatériaux à l'amélioration des caractéristiques de rayonnement des antennes plaques microrubans. Nous avons étudié les approches les plus exploitées par la communauté scientifique permettant l'amélioration de la directivité et du gain de l'antenne patch. Nous avons ensuite proposé une nouvelle approche originale. Celle-ci est inspirée de l'optique ondulatoire. Il s'agit de la couche diélectrique antireflet dont nous avons d'abord validé le principe par la méthode des moments dans le domaine spectral pour les antennes plaques microrubans. Nous avons conçu un métamatériau "*Main droite*" planaire autour d'un motif en "U" ayant les caractéristiques électriques et magnétiques de cette couche anti-reflet. Pour la caractérisation du métamatériau nécessaire à notre couche antireflet nous avons développé un programme sous Matlab Rb2007 en se basant sur la méthode de Chen et al, pour la détermination (l'extraction) de la permittivité et de la perméabilité d'un métamatériau. La puissance rayonnée (+18%), l'efficacité de rayonnement (+9%), le gain(+2.6dB) et la directivité(+2dBi) d'une antenne plaque microruban ont augmenté de façon appréciable grâce à l'approche proposée. Nous avons par la suite amélioré d'avantage notre structure en transformant les fronts d'onde sous forme sphérique de la puissance émise par l'antenne en front plane, permettant ainsi une meilleure focalisation du rayonnement. La directivité et le gain ont doublé pour atteindre respectivement 9.46dB (+4.83dB), 10.9dBi (+3.99dBi). Ces travaux ont abouti à une très nette amélioration des performances de l'antenne plaque microruban.

Mots-clés : antenne plaque microruban, métamatériau, diagramme de rayonnement, Rendement, directivité, gain, indice de réfraction, coefficients de Fresnel, ondes de surface, résonateur en anneau fendu.

Abstract

In this work, a new approach to enhance the radiation efficiency of microstrip patch antennas by a quarter-wavelength antireflection superstrate is proposed. It is based on dielectric right-handed metamaterial (MM) built with U-shaped cells. The moments method in the spectral domain predicts a maximum radiation efficiency of 78% for disk microstrip antenna combined with quarter-wave-length dielectric antireflection superstrate. Design, optimisation and characterisation of the metamaterial layer are well described. A numerical analysis of the microstrip patch antenna disk with and without metamaterial antireflection layer is performed with commercial specialised software. The results of the simulation show significant performance improvement of the antenna in the presence of the metamaterial antireflection layer. Radiation efficiency, directivity and gain are respectively increased by , 3.99dBi and 4.83 dB. This approach enabled to improve the total radiated power up to 18%.

Keywords: Microstrip Patch Antenna, Metamaterials, Radiation Pattern, Efficiency, Directivity, gain, refractive index, Fresnel coefficients, surfaces waves, split ring resonator,

ملخص

قدمنا في هذه الأطروحة طريقة تعمل على تحسين أداء هوائي ميكروستريب وذلك عن طريق إضافة طبقة مضادة للانعكاس مصممة على أساس المواد الخارقة. كما قمنا أيضا في هذا العمل بدراسة أبعاد الطبقة المضادة للانعكاس ومحاكاتها. تم إجراء تحليل أداء الهوائي وخصائصه بدون الطبقة المضادة للانعكاس وبوجودها في البداية عن طريق المحاكاة باستخدام برنامج CST Microwave Studio. تظهر نتائج المحاكاة والقياس تحسناً في خصائص الإشعاع كالاتجاهية ومعامل الانعكاس والكسب مما يؤكد صحة الطريقة المقترحة.

Dédicaces

À mes très chers parents, qui sont l'exemple de la générosité qui n'ont jamais cessé de m'encourager et d'être à mes côtés tout au long de ma vie.

À ma chère épouse, qu'elle trouve ici ma sincère reconnaissance, pour sa compréhension sa tolérance, sa patience et son grand cœur.

À toute ma famille.

À tous mes amis.

À mes camarades d'EPÀ.

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, je vous dis merci.

Remerciements

*Mes remerciements vont en premier lieu à **Dieu** pour la force, la patience et la volonté qu'il m'a données pour accomplir ce modeste travail.*

*Au terme de ce travail, je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude à mon directeur de thèse, Le Professeur **Tarik Bouzian BERBAR**, pour m'avoir offert la possibilité d'explorer ce domaine, pour son aide sans réserve tout au long de ce travail, pour ses conseils et encouragements ainsi que pour son encadrement exceptionnel.*

*Je tiens particulièrement à remercier le professeur **NACER Azzedine** j'ai beaucoup appris de lui, que ce soit sur le plan scientifique ou humain. Je le remercie pour sa disponibilité et pour sa rigueur scientifique.*

*Je tiens à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance au **Pr. MOULAI Hocine** pour son aide et pour son encouragement et son soutien qui m'ont été d'une aide précieuse.*

*Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à tous mes professeurs et enseignants ainsi qu'à l'ensemble de notre équipe de recherche qui par leurs compétences m'ont soutenu dans la poursuite de mes études (**Dr. Boudjit Kamel, Dr. Lehoudj**).*

J'adresse mes chaleureux remerciements au jury, d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont, de près ou de loin, contribué à la réalisation et à l'amélioration de ce travail, surtout Amine, Radia, Bilel et Dihiya, ainsi que tous mes amis, mes parents et ma famille.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
I- Chapitre I : Introduction aux métamatériaux.	
I.1. Les métamatériaux	3
I.2. Classifications des matériaux	4
I.3. Synthèse des métamatériaux	5
I.3.1. L'approche en réseaux imbriqués	5
I.3.1.1. Modèle de Drude :	5
I.3.1.2. Modèle de Lorentz :	6
I.3.1.3. Indice de réfraction négatif	7
I.3.2. Historique des métamatériaux	9
I.3.2.1. Permittivité négative	9
I.3.2.2. Perméabilité négative	10
I.3.2.3. Premier métamatériau à indice de réfraction négatif	12
I.3.3. Approche en réseaux combinés	14
I.4. Domaine d'application	15
I.5. Conclusion	16
II- Chapitre 2 : Applications des métamatériaux pour l'amélioration des propriétés des antennes.	
II.1. Introduction	17
II.2. Généralités sur les antennes patch	17
II.2.1. Description	17
II.2.2. Domaines d'utilisation	19
II.2.3. Avantages et inconvénients	19
II.2.4. Techniques d'alimentation	20
II.2.5. Caractéristiques	21
III.2.5.1. Paramètre S11.....	21
III.2.5.2. Impédance d'entrée et Fréquence de résonance.....	21
III.2.5.3. Bande passante	22
II.2.6. Performances des antennes plaques micro rubans	22
III.2.6.1 Puissance maximale et efficacité de l'antenne	22
III.2.6.2 Directivité	22
III.2.6.2 Gain	23
II.3. Application des métamatériaux pour l'amélioration des propriétés des antennes planaires .	23
II.3.1. Introduction	23

II.3.2. Métamatériaux à gradient d'indice pour les antennes-lentilles	24
II.3.3. Substrat à indice de réfraction nul à base de métamatériaux pour l'antenne planaire	28
II.3.3.1. Résonateur en Anneau Fendu (RAF)	29
II.3.3.2. Résonateur en Anneau Fendu symétrique	30
II.3.3.3. Structure Omega.....	31
II.3.3.4. Structure en S	32
II.3.4. Superstrat à indice de réfraction nul à base de métamatériaux pour l'antenne planaire	35
II.3.5. Cavité résonante à base de métamatériaux pour l'antenne planaire.....	38
II.4. Conclusion	40
III- Chapitre 3 : Couche antireflet à base de métamatériaux pour l'antenne patch.	
III.1. Introduction	41
III.2. Approche proposée	41
III.3. Logiciel et conditions de simulation	42
III.4. Procédure d'homogénéisation	42
III.5. Modélisation de l'antenne patch	48
III.5.1. Conception par méthode empirique	48
III.5.2. Simulation et affinement de la structure	49
III.6. Couche antireflet	52
III.6.2. Dimensionnement	53
III.6.2. Design de la couche antireflet à base de métamatériau	55
III.6.3. Conception de la couche antireflet à base de métamatériau.....	63
III.7. Antenne en présence de la couche antireflet à base de métamatériau	64
III.8. Conclusion	68
IV- Chapitre 4 : Antenne à couche antireflet en présence d'une lentille à gradient d'indice à base de métamatériaux.	
IV.1. Introduction	70
IV.2. Lentille à gradient d'indice à base de métamatériau	70
IV.2.1. La demi-lentille MFE	70
IV.2.2. Conception de la HMFE pour l'antenne-couche antireflet	71
IV.3. Antenne en présence de la lentille à gradient d'indice	78
IV.4. Antenne munie d'une couche antireflet en présence de la lentille à gradient d'indice	83
IV.5. Conclusion	88
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	89
ANNEXE	
A. Propagation électromagnétique	91
B. Outils de simulation	94

Listes des Figures

Figure I.1. Métamatériau constitué d'assemblage périodique de cellules élémentaires a) Cellule élémentaire (unit-cell) ou méta-atome b) Métamatériau [2]	3
Figure I.2. Classification en quatre quadrants des milieux complexes.	4
Figure I.3. Modèle de Drude pour la permittivité fictif avec $\omega_p=4$ et $\gamma=0,5$	6
Figure I.4. Modèle de Lorentz pour la perméabilité fictif avec $\omega_0=2$, $\omega_p=4$ et $\gamma=0,5$	7
Figure I.5. Indice de réfraction extrait pour un réseau de résonateurs métallique fictif avec $\omega_0=2$, $\omega_p=4$ et $\gamma=0,5$ associé à un réseau filaire métallique fictif avec $\omega_p=4$ et $\gamma=0,5$	8
Figure I.7. Schémas d'un réseau tridimensionnel de tiges métalliques introduit par Pendry [6].....	9
Figure I.8. Rouleau suisse introduit par Pendry (swiss roll)[7].....	10
Figure I.9. Perméabilité calculée pour un rouleau suisse de 3 tours	11
Figure I.10. Résonateur en anneau fendu, (a) avec un seul anneau [8] (b) et d'un double anneau fendu [7].....	12
Figure I.11. Premier métamatériau à indice de réfraction négatif (Matériau Main Gauche) réalisé par D.R. Smith & al.....	13
Figure I.12. L'évolution de l'indice de réfraction effective en fonction de la fréquence	13
Figure I.13. Schéma de différents motifs pour l'obtention de paramètres effectifs négatifs (d'après (a) J. GARCÍA-GARCÍA et al., JAP 2005 , (b) HONG et al., OPTL 2015 , (c) TH. KOSCHN et al., PHYSICAL REVIEW 2005	14
Figure I.14. Structures présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. (a) Structure en Ω . (b) Structure en S	15
Figure I.15. Résultat expérimentale de l'évolution de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence de la Structure S	15
Figure II.1. Antenne patch	18
Figure II.2. Différentes formes d'éléments rayonnant	18
Figure II.3. Réseau d'antennes patches, Radar KODEN MDC-921, Port Bejaia.	19
Figure II.4. Alimentation par ligne micro-ruban (a) et par sonde coaxial (b)	20
Figure II.5. Convention de représentation en champ lointain (l'antenne placée à l'origine du repère). 23	
Figure II.6. Cellule unitaire du métamatériau utilisée pour le gradient d'indice (CCR).	24
Figure II.7. Partie réelle de l'indice de réfraction obtenu pour différentes dimensions de la cellule unitaire (CCR). Avec $a = 3,6$ mm et $c = 0,3$ mm.	25
Figure II.8. Configuration des antennes-lentilles où $L = 190$ mm, $W = 130$ mm, $h = 11$ mm, $d_f = 51,5$ mm, $d_s = 51,5$ mm et $R = 56$ mm.	25
Figure II.9. Coefficient de réflexion des antennes-lentilles. [35].....	26
Figure II.10. Répartition du champ électrique, a) dans l'antenne-lentille de Luneburg. b) dans l'antenne-lentille HMFE. [35].	26
Figure II.11. a) Diagrammes de rayonnement de l'antenne-lentille Luneburg. b) Diagrammes de rayonnement de l'antenne-lentille HMFE.	27

Figure II.12. a) scénario de l'expérience effectuée par Huawei et NTT DOCOMO. b) Antenne-lentille à base de métamatériau embarquée dans un véhicule.	27
Figure II.13. Rayonnement d'un dipôle dans un substrat à indice de réfraction nul	28
Figure II.14. Cellule unitaire du résonateur en anneau fendu	29
Figure II.15. Paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire du résonateur en anneau fendu	30
Figure II.16. Cellule unitaire du résonateur en anneau fendu symétrique	30
Figure II.17. Paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire du résonateur en anneau fendu symétrique	31
Figure II.18. Cellule unitaire de la structure Omega	31
Figure II.19. Paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire Omega	32
Figure II.20. Cellule unitaire de la structure S.	32
Figure II.21. Paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire S	33
Figure II.22. Interprétation géométrique de l'émission d'une source à l'intérieur d'un substrat ZIM à base de métamatériau	33
Figure II.23. Transmission pour une couche de métamatériau sous incidence normal, (trait plein) Expérimentale, (trait pointillés) théorique	34
Figure II.24. Antenne avec substrat ZIM à base de métamatériau proposée par Enoch et Al.	34
Figure II.25. Diagrammes de rayonnement de l'antenne à substrat ZIM	35
Figure II.26. Antenne en présence d'un superstrat ZIM	35
Figure II.27. Cellule unitaire du métamatériau ZIM (ELC).....	35
Figure II.28. Paramètres S du métamatériau ZIM (ELC)	36
Figure II.29. Permittivité et perméabilité effective du métamatériau ZIM (ELC)	36
Figure II.30. a) Vue de côté de l'antenne patch en présence du superstrat ZIM. b) Vue de dessus de l'antenne patch	37
Figure II.31. L'antenne patch fabriquer avec superstrat ZIM à base de métamatériau	37
Figure II.32. Le coefficient de réflexion S11 mesurer et simuler en fonction de la fréquence pour les trois antennes avec superstrat	38
Figure II.33. Amélioration du gain réalisée pour les trois antennes en présence du superstrat ZIM à base de métamatériau	38
Figure II.34. Cavité de Fabry-Perrot utilisée pour les antennes.....	39
Figure II.35. Cellule unitaire SPR-CMA	39
Figure II.36. Cavité de Fabry-Perrot à base de SPR-CMA	39
Figure II.37. Paramètre S11 de l'antenne dans la cavité	40
Figure II.38. Diagramme de rayonnement	40
Figure III.1. Structure périodique considérée comme un milieu homogène.	43
Figure III.2. L'algorithme pour l'extraction des paramètres effectifs du métamatériau.....	46
Figure III.3. (a) Caractéristiques du matériau constituant le cube, (b) Configuration de la simulation sur CST Studio.....	46
Figure III.4. Le coefficient de réflexion S11 et de transmission S21 pour le cube	47

Figure III.5. Paramètres effectifs extraits, a) Permittivité effective, b) perméabilité effective, c) indice de réfraction effectif.	47
Figure III.6. Antenne micro-ruban conventionnelle alimentée par une sonde coaxiale. (a) Vue globale. (b) Vue de droite.	48
Figure III.7. Coefficient de réflexion de l'antenne patch seule avant et après optimisation.....	50
Figure III.8. a) Diagramme de rayonnement en gain en 3-D, (b) Diagramme de la Directivité en 3D..	50
Figure III.9. Diagramme de rayonnement en gain dans les plans : (a) E et (b) H de l'antenne patch seule.	51
Figure III.10. Puissances simulées en fonction de la fréquence de l'antenne seule.	51
Figure III.11. L'efficacité de l'antenne seule.	52
Figure III.12. La puissance à travers l'interface de séparation (FR-4/Air) (a) sans couche antireflet. (b) Avec couche antireflet.....	53
Figure III.13. La réflectance en fonction de la fréquence.	54
Figure III.14. Design du métamatériau (Résonateur en U) utilisé pour la conception de la couche antireflet a) Vue Globale, b) Vue de côté. Les paramètres géométriques sont $a_x=a_y=10\text{mm}$, $a_z=1.5\text{mm}$, $w=1\text{mm}$, $t=0.035\text{mm}$, $l_x=4.62\text{mm}$, $l_y=8.9\text{mm}$, $l_l=10.5\text{mm}$	55
Figure III.15. Configuration de la simulation sur CST Microwave Studio.	56
Figure III.16. Répartition du champ E électrique	56
Figure III.17. Répartition du champ H magnétique	57
Figure III.18. Répartition du courant surfacique.	57
Figure III.19. Coefficient de réflexion S11 et de transmission S21 pour différentes valeurs de L_y	58
Figure III.20. Tracé de la permittivité effective pour différentes valeurs de L_y	59
Figure III.21. Tracé de la perméabilité effective pour différentes valeurs de L_y	59
Figure III.22. Tracé de l'indice de réfraction effectif pour différentes valeurs de L_y	59
Figure III.23. Tracé de la permittivité effective pour différentes valeurs de L_x	60
Figure III.24. Tracé de la perméabilité effective pour différentes valeurs de L_x	60
Figure III.25. Tracé de l'indice de réfraction effectif pour différentes valeurs de L_x	61
Figure III.26. Tracé de la permittivité effective pour différentes valeurs de W	61
Figure III.27. Tracé de la perméabilité effective pour différentes valeurs de W	61
Figure III.28. Tracé de l'indice de réfraction effectif pour différentes valeurs de W	63
Figure III.29. Couche antireflet conçue à base de métamatériau pour l'antenne patch proposée. Les paramètres géométriques de la cellule unitaire sont $a_x=a_y=13.3\text{mm}$, $a_z=1.5\text{mm}$, $w=1\text{mm}$, $t=0.035\text{mm}$, $l_x=9.6\text{mm}$, $l_y=11.1\text{mm}$, $l_l=10.5\text{mm}$	63
Figure III.30. Indice de réfraction de la couche antireflet	63
Figure III.31. a) Configuration de l'antenne en présence de la couche antireflet à base de métamatériau. (b) Vue en 3D, c) Vue de face.	64
Figure III.32. Coefficient de réflexion S11. a) antenne seule b) l'antenne patch en présence de la couche antireflet à base de métamatériau sans optimisation, c) après optimisation.....	65
Figure III.33. Diagramme de rayonnement en 3-D de l'antenne en présence de la couche antireflet. a) en gain, b) de la directivité..	65

Figure III.34. Diagramme de rayonnement en gain dans les plans : (a) E et (b) H de l'antenne patch en présence de la couche antireflet optimisée.....	66
Figure III.35. Distribution du champ E à 5 GHz : (a) antenne en présence de la couche antireflet à base de métamatériau. (b) antenne seule	66
Figure III.36. Puissances calculés pour l'antenne en présence de la couche antireflet.....	67
Figure III.37. L'efficacité de rayonnement totale de l'antenne a) seule b) en présence de la couche antireflet optimisée.	67
Figure IV.1. Profil de Maxwell appliqué à une lentille sphérique	70
Figure IV.2. Propagation des ondes dans une lentille HMFE.....	71
Figure IV.3. Cellule unitaire du méta-atome a) TBM, b) TRM, c) WTM.	71
Figure IV.4. Design du métamatériau (window-type) utilisé pour la conception de la lentille a) Vue Globale, b) Vue de côté. c) Configuration de la simulation sur CST Microwave Studios. Les paramètres géométriques fixe sont $ax = ay = 4\text{ mm}$, $az = 0.5\text{mm}$, $w = 0.2\text{mm}$, $t = 0.035\text{mm}$, $lx=ly$.	72
Figure IV.5. Le gradient d'indice de la lentille HMFE a) Cas idéal. b) a base de plusieurs méta-atome	73
Figure IV.6. Paramètres S (dB), a) $lx=ly=0.8\text{mm}$, b) $lx=ly=3.93\text{m}$	73
Figure IV.7. Paramètres effectifs extraits pour différentes valeurs de $lx=ly$ en fonction de la fréquence a) la permittivité effective, b) la perméabilité effective, c) l'indice de réfraction effectif.	74
Figure IV.8. Indice de réfraction effectif à 5GHz en fonction de différentes valeurs de lx avec $lx=ly$	75
Figure IV.9. Lentille HMFE à gradient d'indice conçue à base de métamatériau (WTM)par une texturation de 160 cellules, pour l'antenne muni d'une couche antireflet résonant à 5GHz.	76
Figure IV.10. Vue globale de la lentille HMFE à gradient d'indice, Conçue avec 8 branches séparée d'une distance de 8mm par une couche d'air.....	77
Figure IV.11. Lentille GRIN HMFE est placée au-dessus de l'antenne patch.	78
Figure IV.12. Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence, a) l'antenne patch seule, b) antenne-lentille GRIN après optimisation.	78
Figure IV.13. Diagramme de rayonnement en 3-D, (a) en gain, (b) de la Directivité.....	79
Figure IV.14. Diagramme rayonnement en gain de gain dans les plans : (a) E et (b) H de l'antenne-lentille.	79
Figure IV.15. Répartition du champ E à 5 GHz, a) antenne seule, b) en présence de la lentille.	80
Figure IV.16. Puissances simulées en fonction de la fréquence de l'antenne-lentille..	81
Figure IV.17. L'efficacité de rayonnement totale de l'antenne a) seule b) en présence de la lentille GRIN.	82
Figure IV.18. Configuration de l'antenne couche antireflet-lentille à base de métamatériau. (a) Vue de face, b) Vue globale.	83
Figure IV.19. Module du coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence, a) l'antenne patch seule, b) antenne-couche antireflet, c) antenne-lentille, d) antenne couche antireflet-lentille.	84
Figure IV.20. a) Diagramme de rayonnement en 3D, a) en gain, (b) de la Directivité... ..	84
Figure IV.21. Diagramme de rayonnement en gain dans les plans : (a) E et (b) H de l'antenne couche antireflet-lentille.....	85

Figure IV.22. Répartition du champ E à 5 GHz, a) antenne couche antireflet, b) antenne couche antireflet en présence de la lentille.	86
Figure IV.23. Puissances simulées en fonction de la fréquence de l'antenne-lentille.	87
Figure IV.24. L'efficacité de rayonnement totale de l'antenne a) seule b) Antenne couche antireflet-lentille.	87

Listes des tableaux

TABLEAU II.1. PARAMETRES GEOMETRIQUES DE LA CELLULE UNITAIRE DU METAMATERIAU CONSTITUANT LE SUPERSTRAT.	36
TABLEAU III.1 : PARAMETRES DE L'ANTENNE PATCH.....	49
TABLEAU III.2 : CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE SEULE ¹	52
TABLEAU III.3 : VARIATION DES PARAMETRES EFFECTIFS.....	62
TABLEAU III.4 : VARIATION DE L'INDICE DE REFRACTION EFFECTIF DE LA COUCHE ANTIREFLET.....	64
TABLEAU III.5 : CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE AVEC ET SANS COUCHE ANTIREFLET.....	68
TABLEAU VI.1 : INDICE DE REFRACTION SELON LX.....	75
TABLEAU IV.2 : CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE ²	82
TABLEAU IV.3 : CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE ³	88

Liste des symboles

- ε_0 : Permittivité du vide
- ε_r : Permittivité relative
- ε_{eff} : Permittivité effective
- ε_T : L'efficacité totale de l'antenne
- ε_R : L'efficacité de rayonnement de l'antenne
- μ_0 : Perméabilité du vide
- μ_r : Perméabilité relative
- μ_{eff} : Perméabilité effective
- n_{eff} : Indice de réfraction effectif
- n : Indice de réfraction
- Z_{eff} : Impédance effective
- Z_c : Impédance caractéristique
- Z_{in} : Impédance d'entrée
- ω : Pulsation
- ω_p : Pulsation plasma
- ω_0 : Pulsation de résonance
- c_0 : La vitesse de la lumière dans le vide
- σ : La conductivité
- τ : L'amortissement de résonance
- r : Rayon
- λ_0 : Longueur d'onde dans le vide
- β : Constante de propagation
- k_0 : Nombre d'onde dans le vide
- ρ_1 : Coefficient de réflexion élémentaire
- τ_1 : Coefficient de transmission élémentaire
- Γ_1 : Coefficient de réflexion en puissance depuis la gauche de l'interface de séparation.
- T : Coefficient de transmission en puissance
- S_{11} : Module du coefficient de réflexion
- S_{21} : Module du coefficient de transmission

Liste des acronymes

LHM : Left Handed Materials

RHM : Right Hand Materials

SRR : Split Ring Resonator

RAF : Résonateur en anneau fendu

MMG : Matériau main gauche

CCR : Complementary Closed Rings

HMFE : Half Maxwell fish-eye

ZIM : Zero-Index metamaterial

ENZ : Epsilon-Near Zero

PCB : Printed Circuit Board

GRIN : Gradient-index

Liste des symboles

- ε_0 : Permittivité du vide
- ε_r : Permittivité relative
- ε_{eff} : Permittivité effective
- ε_T : L'efficacité totale de l'antenne
- ε_R : L'efficacité de rayonnement de l'antenne
- μ_0 : Perméabilité du vide
- μ_r : Perméabilité relative
- μ_{eff} : Perméabilité effective
- n_{eff} : Indice de réfraction effectif
- n : Indice de réfraction
- Z_{eff} : Impédance effective
- Z_c : Impédance caractéristique
- Z_{in} : Impédance d'entrée
- ω : Pulsation
- ω_p : Pulsation plasma
- ω_0 : Pulsation de résonance
- c_0 : La vitesse de la lumière dans le vide
- σ : La conductivité
- τ : L'amortissement de résonance
- r : Rayon
- λ_0 : Longueur d'onde dans le vide
- β : Constante de propagation
- k_0 : Nombre d'onde dans le vide
- ρ_1 : Coefficient de réflexion élémentaire
- τ_1 : Coefficient de transmission élémentaire
- Γ_1 : Coefficient de réflexion en puissance depuis la gauche de l'interface de séparation.
- T : Coefficient de transmission en puissance
- S_{11} : Module du coefficient de réflexion
- S_{21} : Module du coefficient de transmission

Liste des acronymes

LHM : Left Handed Materials

RHM : Right Hand Materials

SRR : Split Ring Resonator

RAF : Résonateur en anneau fendu

MMG : Matériau main gauche

CCR : Complementary Closed Rings

HMFE : Half Maxwell fish-eye

ZIM : Zero-Index metamaterial

ENZ : Epsilon-Near Zero

PCB : Printed Circuit Board

GRIN : Gradient-index

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

L'antenne plaque micro-ruban est largement utilisée dans le domaine de la communication sans-fil. Elle présente plusieurs avantages, tels que son faible coût, sa facilité de fabrication et sa légèreté. Cependant elle comporte certains inconvénients notamment une faible directivité un faible gain mais aussi une bande passante étroite. Dans le but d'améliorer ses performances, plusieurs chercheurs durant la dernière décennie se sont intéressés aux métamatériaux pour l'amélioration des performances de l'antenne plaque et plusieurs méthodes ont alors été proposées. Ces milieux ont la particularité de fournir dans leurs régions de résonances une permittivité et une perméabilité simultanément de valeur négative par conséquent un indice de réfraction de signe négatif qui est une propriété originale et inexistante dans les milieux naturels. Ils peuvent aussi être exploités autrement dans leurs régions de non résonances où l'indice de réfraction, dans la plupart des cas est de signe positif. Cela donne la possibilité de jouer sur la valeur de la permittivité et de la perméabilité et par conséquent sur celle de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence, par conséquent les métamatériaux permettent de façonner finement la permittivité et la perméabilité, ce qui pourrait être très intéressant pour un grand nombre d'applications.

Plusieurs approches ont alors été proposées par la communauté scientifique en exploitant de tel milieux. Parmi ces méthodes l'exploitation des métamatériaux pour la fabrication de lentilles à gradient d'indice (GRIN) réalisées sur le même substrat constituant l'antenne ou positionnée au-dessus d'elle pour l'amélioration de la directivité et du gain. La fabrication de matériaux à indice de réfraction nul (ZIM) utilisés comme substrat constituant l'antenne patch ou comme surstrat, permet d'avoir une antenne ultra directive avec un gain élevé. Dans ce travail nous nous attacherons à l'étude des métamatériaux, à la détermination de leurs paramètres effectifs ainsi qu'à leur exploitation dans le domaine des antennes. Ensuite nous proposerons une nouvelle approche, originale à base de ces matériaux pour l'amélioration des performances de l'antenne patch. Ensuite nous concevrons une antenne à base de métamatériaux ultra-directive avec un gain très élevé et une très bonne efficacité totale de l'antenne.

Le premier chapitre introduit quelques notions et définitions importantes sur les métamatériaux telles que : la définition de l'approche en réseau combinés et l'approche en réseaux imbriqués pour la constitution d'un métamatériau, l'historique et la classification des métamatériaux. On évoquera également leurs domaines d'application.

Dans le deuxième chapitre nous nous intéresserons à l'antenne patch puis à l'exploitation des métamatériaux dans l'environnement de l'antenne. Nous ferons un état de l'art sur les approches les plus exploitées pour l'amélioration des performances de l'antenne patch.

Le troisième chapitre sera consacré à une nouvelle approche qui permet l'amélioration des performances de l'antenne planaire grâce à la technologie des métamatériaux. Rappelons que le rôle de l'antenne en émission c'est de transformer une puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans le cas d'une antenne planaire si l'on s'intéresse à la réflectance et à la transmittance de la puissance sous incidence normale au niveau de l'interface qui sépare le milieu constituant le substrat de l'antenne, de l'espace libre on constate qu'une partie assez importante de la puissance est réfléchi. Elle n'est donc pas transmise. L'idée consiste à dimensionner une couche antireflet pour l'antenne patch micro-ruban et de l'utiliser comme surstrat. Celle-ci a pour but d'améliorer l'adaptation au niveau de

l'interface de séparation la séparant de l'espace libre. Théoriquement sous incidence normale au niveau de cette interface 0% de la puissance est réfléchi et 100% transmise, l'antenne micro-ruban peut donc rayonner beaucoup plus de puissance vers l'espace libre. Elle voit son efficacité augmenter. Celle-ci améliore la quasi-totalité des caractéristiques de l'antenne de manière assez significative ce qui valide notre nouvelle approche.

Dans le dernier chapitre nous décrivons une antenne plaque à deux couches de métamatériaux qui augmentent significativement l'efficacité de rayonnement et la directivité. Ces résultats très satisfaisants ont validé ce nouveau concept.

En dernier, nous proposons dans la conclusion générale des perspectives d'amélioration de notre approche.

CHAPITRE I

Introduction aux métamatériaux

I.1. Les métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux fabriqués artificiellement qui possèdent des propriétés physiques qui ne sont pas rencontrées dans la nature d'où le préfixe "méta" signifiant au-delà. Ils sont généralement constitués à partir d'assemblages périodiques de cellules élémentaires composés de matériaux naturels diélectriques ou métalliques (unit-cell), de dimensions très petites par rapport à la longueur d'onde [1]. Un exemple de métamatériau est illustré sur la figure I.1. Le métamatériau ainsi formé se comporte comme un matériau homogène. Ses paramètres physiques sont fictifs et sont obtenus via des méthodes d'homogénéisation valables à l'échelle macroscopique avec une permittivité diélectrique effective ϵ_{eff} et une perméabilité magnétique effective μ_{eff} , on peut définir deux paramètres effectifs supplémentaires : l'indice de réfraction effectif n_{eff} et l'impédance effective Z_{eff} définis par :

$$n_{eff}^2 = \epsilon_{eff} \mu_{eff} / Z_{eff} = \frac{\mu_{eff}}{\epsilon_{eff}} \quad (1.1)$$

A noter que ϵ_{eff} et μ_{eff} sont des grandeurs complexes. Ainsi le passage de ϵ_{eff} et μ_{eff} à n_{eff} et Z_{eff} n'est pas immédiat et nécessite dans l'extraction des paramètres la prise en compte de considérations physiques pour valider le calcul. Il faut que la partie réelle de Z_{eff} soit positive. Ces paramètres effectifs dépendent directement des paramètres géométriques de la cellule élémentaire (unit-cell) constituant le métamatériau [1].

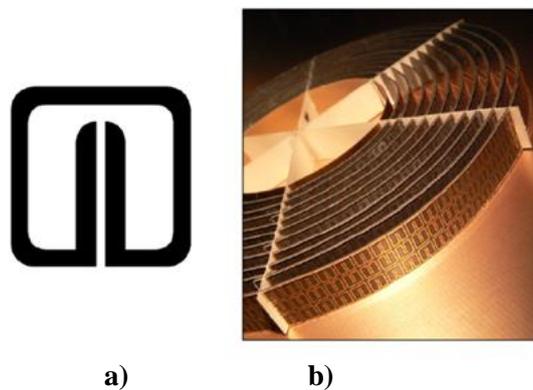


Figure I.1. Métamatériau constitué d'assemblage périodique de cellules élémentaires a) Cellule élémentaire (unit-cell) ou méta-atome b) Métamatériau [2]

Par conséquent les métamatériaux permettent de façonner finement la permittivité et la perméabilité ce qui pourrait être très intéressant pour un grand nombre d'applications. Mais l'une de leur plus grande particularité c'est qu'ils permettent d'avoir une permittivité et une perméabilité de valeur négative sur la même bande de fréquence donc un indice de réfraction négatif, une propriété originale et inexistante dans les milieux naturels.

I.2. Classifications des matériaux

En utilisant les paramètres de permittivité ϵ et de perméabilité μ , et en prenant en considération que ces deux grandeurs peuvent être de signes négatifs, l'indice de réfraction n s'écrit [1] :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (1.2)$$

On peut établir un classement des matériaux en se basant sur les signes respectifs des parties réelles de la permittivité et de la perméabilité. Les quatre combinaisons possibles pour les signes de la paire (ϵ, μ) sont illustrées sur la figure I.2 [1].

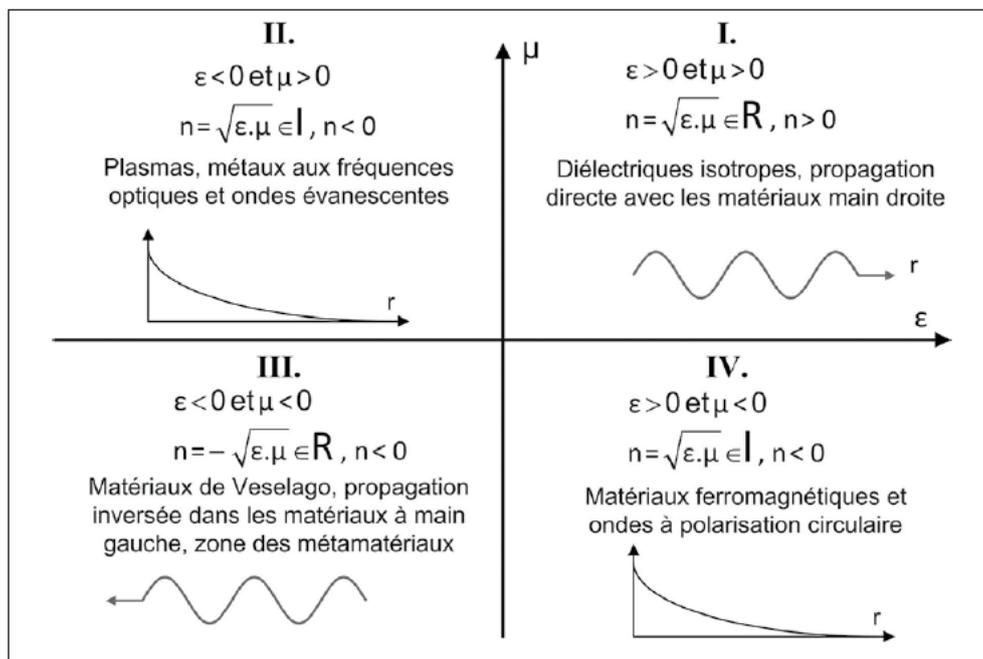


Figure I.2. Classification en quatre quadrants des milieux complexes .

La région 1 correspond aux milieux diélectriques classiques à $\epsilon > 0$ et $\mu > 0$ qui constituent environ 80% des milieux naturels [3]. Dans ce cas une onde plane peut se propager selon les équations de Maxwell, Les champs Electriques \vec{E} et magnétiques \vec{H} sont orthogonaux et le vecteur d'onde \vec{k} est perpendiculaire au plan précédent et donne la direction de propagation. Dans ce cas, le trièdre $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ est un trièdre direct et le vecteur Poynting \vec{S} est colinéaire à \vec{k} et de même sens. On parle alors de matériau main droite (MMD). La vitesse de phase et la vitesse de groupe sont de même signe dans ce cas.

La région 2 correspond aux matériaux dont $\epsilon < 0$ et $\mu > 0$. On y retrouve de nombreux plasmas. Certains métaux or et argent présentent cette caractéristique à des fréquences optiques [3-4].

Le 4ème quadrant correspond aux matériaux dont $\varepsilon > 0$ et $\mu < 0$ est le domaine des matériaux magnétiques au sens large. Il est à noter que les milieux de la région 2 et 3 sont opaques aux ondes électromagnétiques il n'y a plus de propagation. Les ondes deviennent évanescentes [3].

Le 3ème quadrant est le cas le plus originales pour lequel les deux grandeurs ε et μ sont tous deux négatifs simultanément donnant naissance à un indice de réfraction n de signe négatif. Aucun matériau naturel ne possède cette propriété. La seule et unique manière de l'obtenir est de fabriquer artificiellement le matériau.

Dans ce cas la propagation devient rétrograde et le vecteur d'onde forme un trièdre indirect avec les champs électrique et magnétique donnés par la main gauche on parle alors de matériau main gauche (MMG) la vitesse de groupe et de phase sont alors de signes opposés avec une vitesse de phase négative [4].

I.3. Synthèse des métamatériaux

Afin de bien comprendre la démarche scientifique qui a permis à la fabrication des premiers métamatériaux d'indice de réfraction négatif il est indispensable d'évoquer l'historique des métamatériaux avec l'approche en réseaux imbriqués et l'approche en réseaux combinés.

I.3.1. L'approche en réseaux imbriqués

L'approche en réseaux imbriqués consiste à décrire les paramètres effectifs des matériaux, permittivité et perméabilité respectivement en utilisant les modèles classiques de Drude pour la permittivité et de Lorentz pour la perméabilité pour en déduire un indice de réfraction effectif par multiplication des deux grandeurs. Cette approche est apparue en raison des influences des réseaux à permittivité et à perméabilité simultanément négatives, l'un sur l'autre. Cela revient expérimentalement à imbriquer deux réseaux étudiés séparément [1]. Cette approche ne nous renseigne pas sur la manière physique dont ces deux réseaux doivent s'imbriquer géométriquement. Les conditions de mélange sont étudiées séparément pour offrir une solution expérimentale permettant l'obtention d'une réfraction négative.

Il est à noter qu'il s'agit d'un réseau de plusieurs cellules élémentaires constituant un milieu homogène qui présente une réponse électrique et/ou magnétique artificielle (figure I.1.b).

I.3.1.1. Modèle de Drude

La permittivité effective qui représente l'activité électrique peut pour un milieu métallique être décrite par un modèle classique de type Drude dont la dépendance fréquentielle est donnée par la relation suivante [5] :

$$\varepsilon = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + i\gamma\omega} \quad (1.3)$$

Avec ω_p la fréquence plasma du matériau et γ un terme de pertes.

Pour un métal massif, la fréquence plasma est de l'ordre de plusieurs milliers de Téra hertz. Il est possible pour un réseaux filaires métalliques d'obtenir une fréquence plasma réduite et atteindre des valeurs dans le domaine des micro-ondes.

Par exemple pour un milieu métallique dilué fictif de fréquence plasma $\omega_p = 4$ et $\gamma = 0.5$ La permittivité décrite par le modèle de Drude est tracée sur la figure I.3.

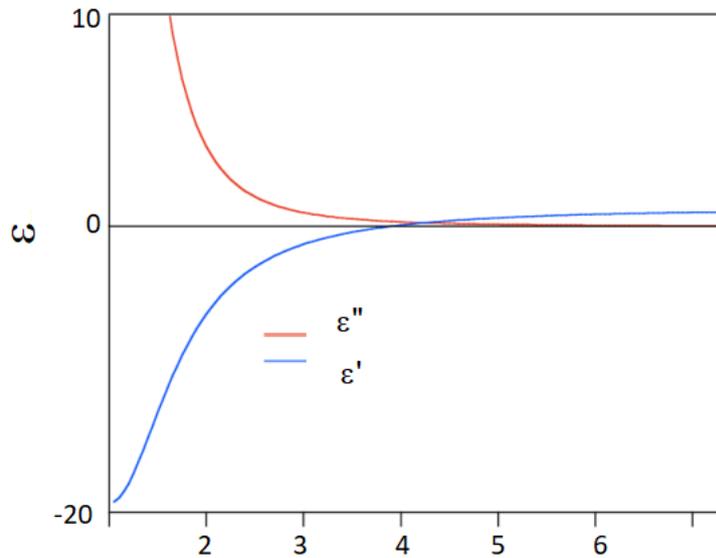


Figure I.3. Modèle de Drude pour la permittivité fictif avec $\omega_p = 4$ et $\gamma = 0,5$

On observe bien que, en dessous de la fréquence plasma réduite la permittivité est négative et atteint des valeurs fortement négatives. Il est nécessaire de travailler approximativement aux alentours de cette fréquence plasma réduite pour obtenir des valeurs raisonnables. Nous remarquerons que pour ce modèle le terme de pertes (partie imaginaire de la permittivité) et d'autant plus important que la pulsation est faible est quasiment nul dans le cas contraire.

I.3.1.2. Modèle de Lorentz

L'évolution fréquentielle de la perméabilité effective en utilisant le modèle de Lorentz d'un matériau présentant une résonance est donnée par la relation suivante [5] :

$$\mu = 1 - \frac{\omega_p^2 - \omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\gamma\omega} \quad (1.4)$$

Avec ω_0 qui traduit la résonance tandis que la seconde ω_p appelée fréquence de plasma magnétique traduit le retour de μ vers des valeurs positives.

De manière similaire, A titre d'illustration pour un matériau fictif présentant une résonance possédant les caractéristiques suivantes : $\omega_0 = 2$, $\omega_p = 4$ et $\gamma = 0.5$ l'évolution de μ est donnée à la figure I.4.

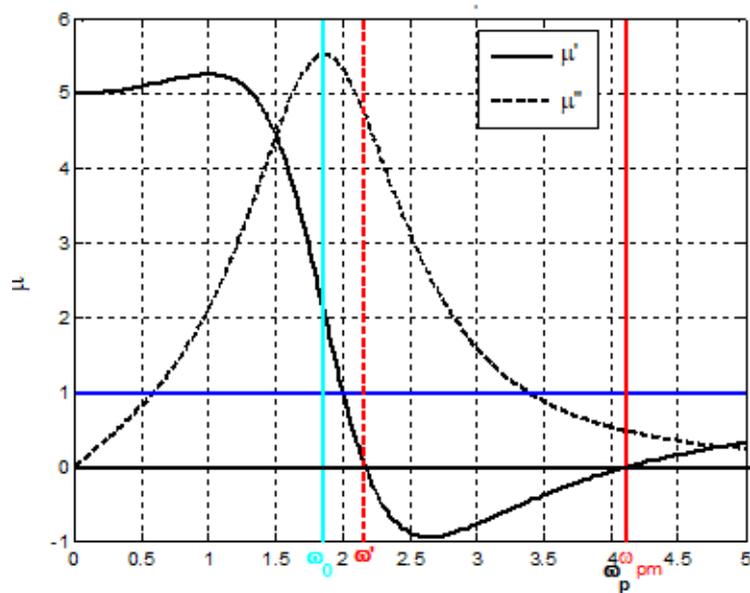


Figure I.4. Modèle de Lorentz pour la perméabilité fictif avec $\omega_0=2$, $\omega_p=4$ et $\gamma=0,5$

On observe bien que la perméabilité est négative sur la bande de fréquence entre ω_0 et ω_p . Le terme de perte (partie imaginaire de la perméabilité) présente un maximum autour de ω_0 il est donc peu intéressant de travailler autour de cette pulsation. L'amplitude de la perméabilité dépend fortement du terme de pertes il est donc préférable de travailler ou d'exploiter la zone proche de ω_p où le terme de pertes diminue de manière assez considérable jusqu'à être nul, mais cela réduit malheureusement la zone exploitable pour une perméabilité négative.

I.3.1.3. Indice de réfraction négatif

Dans le cas idéal à partir des deux formulations précédentes il est possible d'extraire la racine du produit ϵ et μ en conservant une partie imaginaire positive pour trouver l'indice de réfraction d'un tel milieu fictif associant un milieu métallique dilué et un milieu présentant une résonance.

En reprenant les mêmes caractéristiques du milieu métallique fictif dilué et du milieu résonateur l'indice de réfraction extrait suite à l'association de ces deux derniers est donné sur la figure I.5.

Dans la partie un des deux paramètres ϵ ou μ est négatif, le milieu devient opaque aux ondes électromagnétiques. Au-delà de la résonance de la perméabilité l'indice de réfraction est négatif avec une valeur comprise entre -2 et 0. Celui-ci devient positif au-delà de là les fréquence plasma de ϵ et de μ qui dans ce cas démonstratif sont considérées comme égales.

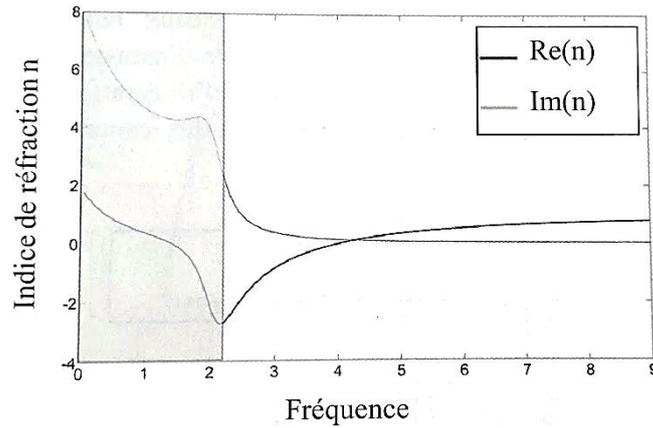


Figure I.5. Indice de réfraction extrait pour un réseau de résonateurs métallique fictif avec $\omega_0=2$, $\omega_p=4$ et $\gamma=0,5$ associée à un réseau filaire métallique fictif avec $\omega_p=4$ et $\gamma=0,5$

Un matériau à indice de réfraction négatif provoque l'inversion de la loi de Snell-Descartes. Dans le cas d'une propagation d'une onde sur une interface n_1/n_2 pour laquelle n_2 est négatif. Pour un angle d'incidence donné (θ_1) par rapport à la normale à l'interface, la généralisation de la loi de Snell-Descartes ($n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$), dans le cas d'un indice de réfraction négatif, mène à une transmission de l'onde du même côté de la normale que l'onde incidente (Figure I.6).

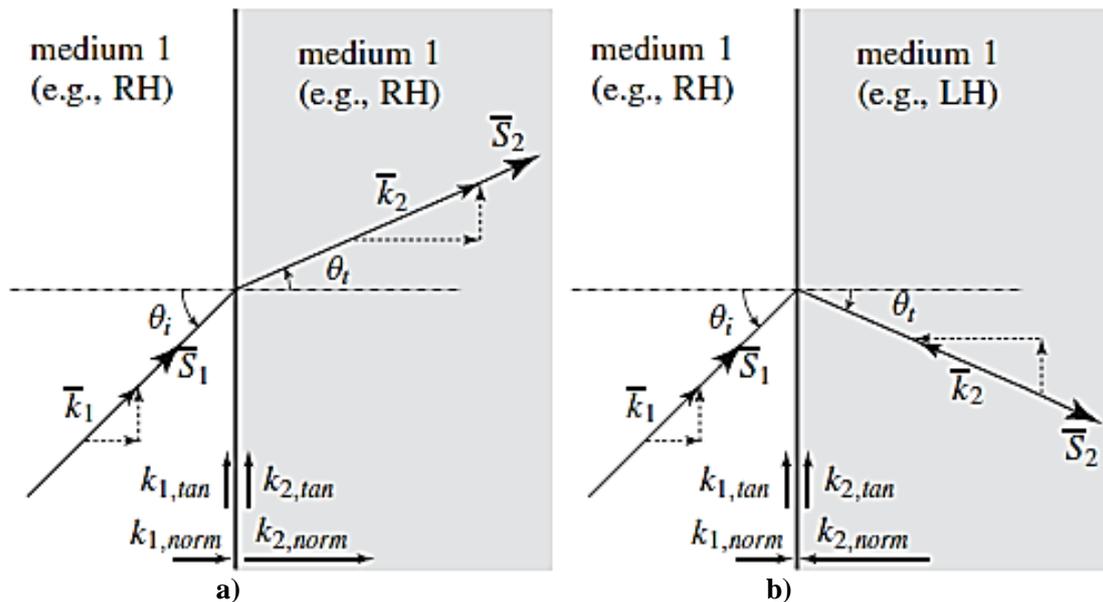


Figure I.6. Illustration de la réfraction entre deux milieux d'indices différents (a) milieu main droite. (b) milieu main gauche.

Cette généralisation de la loi de Snell-Descartes de l'optique géométrique peut être étendue à l'ensemble des lois faisant intervenir l'indice de réfraction. Les matériaux main gauche impliquent d'autres changements sur des phénomènes physiques bien connus, comme l'inversion de l'effet Doppler, l'inversion de la convergence et de la divergence dans les lentilles concaves et convexes respectivement [4].

I.3.2. Historique des métamatériaux

L'histoire des métamatériaux à commencer en 1967 par la spéculation visionnaire de l'existence de substance présentant une permittivité et une perméabilité simultanément négatifs par le scientifique russe Victor Veselago. Dans son article paru à l'origine en russe en 1967 puis traduit en anglais en 1968 [4]. Il évoque la possibilité de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu linéaire, homogène et isotrope possédant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. Ces matériaux ont été qualifiées de matériau mains gauche (Left Handed Materials en anglais : LHM). Ce terme vient du fait que le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde \vec{k} forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

Bien que ses travaux étaient potentiellement très riches, ils sont tombés dans l'oubli pendant plusieurs décennies. Il a fallu attendre le début des années 1990 pour que l'aventure des métamatériaux commence réellement sous l'impulsion du scientifique britannique Sir J.B. Pendry.

I.3.2.1. Permittivité négative

Dans un premier temps en 1996 Sir J.B. Pendry introduit une structure présentant une permittivité effective négative exploitable en micro-ondes [6]. Il est connu qu'un métal est opaque aux ondes électromagnétiques dont la fréquence est inférieure à sa fréquence plasma, cette dernière étant de l'ordre de quelques milliers de TéraHertz. Cette opacité est considérée comme équivalente à une permittivité du milieu correspondant de valeur négative (modèle de Drude). Sir J. Pendry a eu l'idée de proposer un réseau tridimensionnel de tiges métalliques très fins orientés parallèlement (Figure I.7), de rayon r et de périodicité a , l'ensemble plongé dans un milieu diélectrique (vide) le tout dans le but d'abaisser la fréquence plasma tout en conservant une évolution de la permittivité équivalente à un métal.

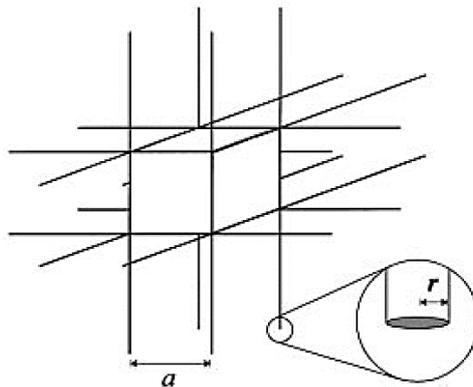


Figure I.7. Schémas d'un réseau tridimensionnel de tiges métalliques introduit par Pendry [6].

Autrement dit un milieu dilué se comporte comme un plasma de faible densité. La fréquence plasma de la structure proposée par Sir J.B. Pendry et son équipe peut être définie sur des considérations géométriques et elle peut être positionnée dans le spectre électromagnétique des micro-ondes. La relation permettant de calculer la fréquence plasma de la structure

tridimensionnelle en fonction de ces paramètres géométriques est donnée par la relation suivante [6] :

$$\omega_p = \frac{\rho_{eff} e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (1.5)$$

Avec e représente la charge de l'électron, m_{eff} la masse effective de l'électron et ρ_{eff} la densité effective d'électrons. Dans le cas d'un déplacement d'électron dans les tiges selon un seul des trois axes. Les tiges dirigées selon cet axe sont actives et produisent une densité effective d'électrons ρ_{eff} . Celle-ci est définie comme l'aire occupée par les tiges actives dans ce cas :

$$\rho_{eff} = \rho \frac{\pi r^2}{a^2} \quad (1.6)$$

ρ : la densité d'électrons produit par les tiges.

I.3.2.2. Perméabilité négative

Sur cette lancée, c'est également à Sir J.B. Pendry que l'on doit l'idée initiale permettant de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique présentant une perméabilité négative. Suivant le modèle de Lorentz la perméabilité d'un matériau donné est paramétrée par deux pulsations caractéristiques. Entre ces deux fréquences existe une bande dans laquelle la perméabilité équivalente peut devenir négative. A l'instar de la méthode utilisée pour la permittivité, il s'agit désormais de positionner ces deux fréquences dans la bande où l'on souhaite exploiter le matériau artificiel.

Une solution a été apportée par Sir J.B Pendry et son équipe en introduisant la structure rouleau suisse (swiss-roll) [7] présentée sur la figure I.8. Le rouleau suisse est un ensemble de spirales, chaque spirale est enroulée sur un cylindre de rayon r . Les spirales conductrices sont isolées de N tours et les tours sont espacés par un espacement noté d . Il n'existe pas de contact électrique entre les couches. Quand un champ magnétique alternatif est appliqué selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur, par conséquent, une capacité complète est créée et le circuit résonne et fait circuler un courant.

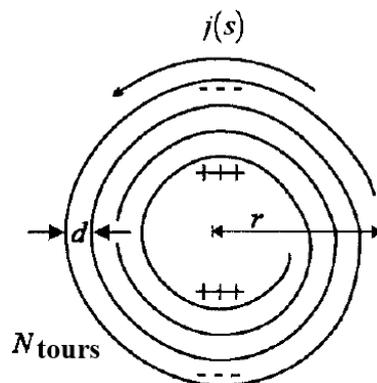


Figure I.8. Rouleau suisse introduit par Pendry (swiss roll)[7].

La perméabilité effective d'une telle structure, peut être déterminée en se basant sur les travaux de Pendry [7] et son équipe par la relation suivante :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega r \mu_0} - \frac{d_c c_0^2}{2\pi^2 r^3 (N-1)\omega^2}} \quad (1.7)$$

ou c_0 représente la vitesse de la lumière dans le vide et ω la pulsation angulaire. σ est la conductivité de la spirale, l'isolant entre les couches conductrices présente une permittivité ϵ . F représente le taux de remplissage du matériau qui est magnétiquement actif. Par conséquent, la perméabilité peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\tau\omega} \quad (1.8)$$

La pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{d_c c_0^2}{2\pi^2 r^3 (N-1)}} \quad (1.9)$$

L'amortissement de résonance est donné par la relation suivante :

$$\tau = \frac{2\sigma}{\omega R \mu_0 (N-1)} \quad (1.10)$$

L'évolution de la perméabilité en fonction de la fréquence calculée pour cette structure par J.B. Pendry [7] pour un rayon $r=0.2mm$ avec un espacement $d=0.01mm$ de $N=3$ tours et de résistivité $\sigma=2\Omega$ est illustrée sur la figure I.9.

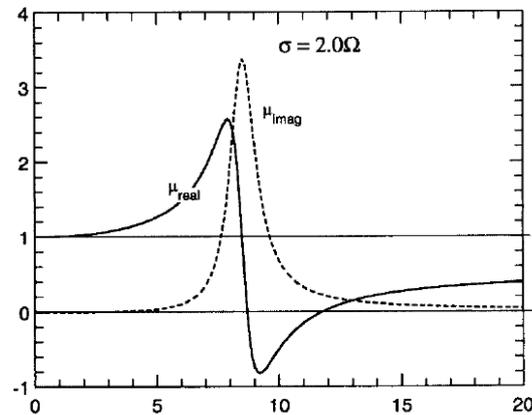


Figure I.9. Perméabilité calculée pour un rouleau suisse de 3 tours [7].

La structure proposée par Pendry et al. Présente une partie réelle de la perméabilité négative dans une bande de fréquence aux alentours 9GHz avec $f_0=8.5\text{GHz}$ et $f_p=12.05\text{GHz}$.

Le rouleau suisse résonne seulement quand le champ magnétique est appliqué selon l'axe du rouleau et pas dans les autres directions. Pour les ondes transverses incidentes sur un réseau de ces structures ou le champ électrique est parallèle aux cylindres, une absorption est observée. Un raffinement du système a donc conduit la même équipe à proposer le résonateur en anneau fondu (Split Ring Resonator :SRR) dans le but de réduire l'absorption de la structure du rouleau suisse mais aussi de proposer une structure moins complexe à fabriquer (Figure I.10.a).

L'anneau comporte une fente sur sa circonférence. Lorsque la structure est placée de manière à avoir son axe de symétrie parallèle au champ magnétique excitateur. Il parait une fréquence de résonance pour laquelle le courant de conduction peut devenir important. A cette fréquence, la présence de l'anneau fondu influe fortement sur le champ magnétique ce qui se traduit en termes de paramètres effectifs par une perméabilité de forme résonnante susceptible d'être négative dans une certaine bande de fréquences. La notion de double résonateur présentée dans la figure I.10.b, permet d'amplifier l'activité magnétique recherchée. Celle-ci peut être modélisée en utilisant le modèle de Lorentz avec des paramètres de pulsations uniquement reliées aux dimensions géométriques des résonateurs.

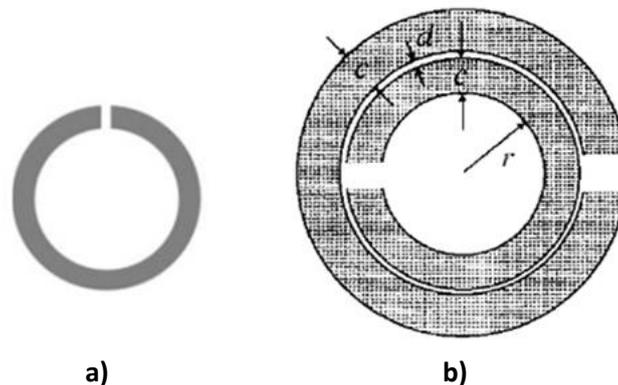


Figure I.10. Résonateur en anneau fondu, (a) avec un seul anneau [8] (b) et d'un double anneau fondu [7].

Grace aux travaux de Sir J.B. Pendry et son équipe il a été possible de concevoir deux matériaux artificiels présentant l'un, une permittivité négative, l'autre une perméabilité négative.

I.3.2.3. Premier métamatériau à indice de réfraction négatif

Au début des années 2000, reprenant les idées de Pendry, D.R.Smith et son équipe décident de fabriquer le premier métamatériau à indice de réfraction négatif[9] avec une première démonstration en micro-ondes en se basant sur l'utilisation de deux éléments. L'élément permettant d'obtenir une perméabilité négative le résonateur en anneau fondu (RAF) et celui présentant une permittivité négative un réseau de tiges métallique (Figure I.11).

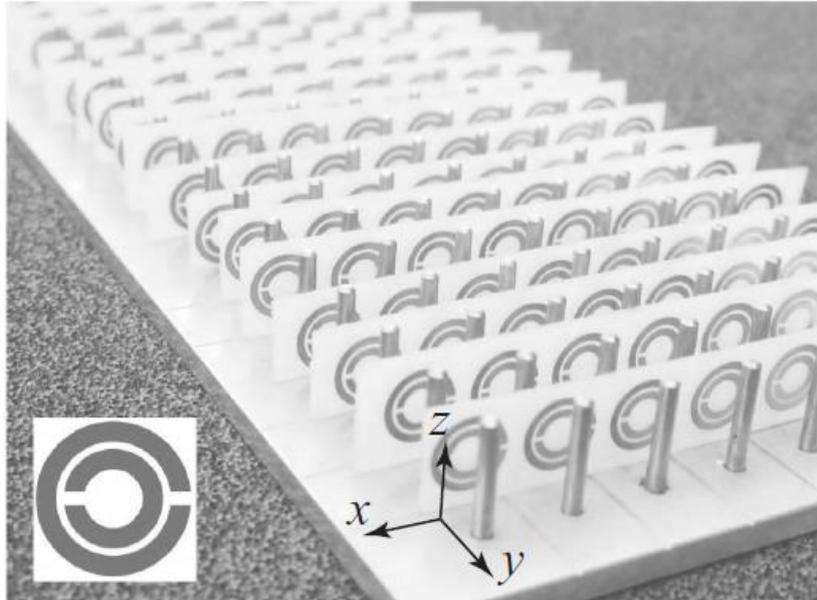


Figure I.11. Premier métamatériau à indice de réfraction négatif (Matériau Main Gauche) réalisé par D.R. Smith & al.

La combinaison de tiges métalliques et des anneaux conducteurs montés en un réseau périodique dimensionné pour avoir respectivement sur une bande de fréquence commune une permittivité négative et une perméabilité négative a permis à D.R. Smith et son équipe de constituer le premier métamatériau à indice de réfraction négatif. L'indice de réfraction effective en fonction de la fréquence mesuré par Shelby et al dans [10] pour une telle structure, est présenté sur la figure I.12 (courbe en noir).

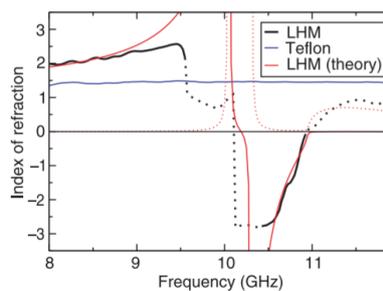


Figure I.12. L'évolution de l'indice de réfraction effective en fonction de la fréquence [10].

A partir de cette première expérience, l'imagination des chercheurs a permis l'émergence de très nombreuses idées pour obtenir des matériaux à indice de réfraction négatif, dont quelques-unes [11-13] sont reportées sur la figure I.13.

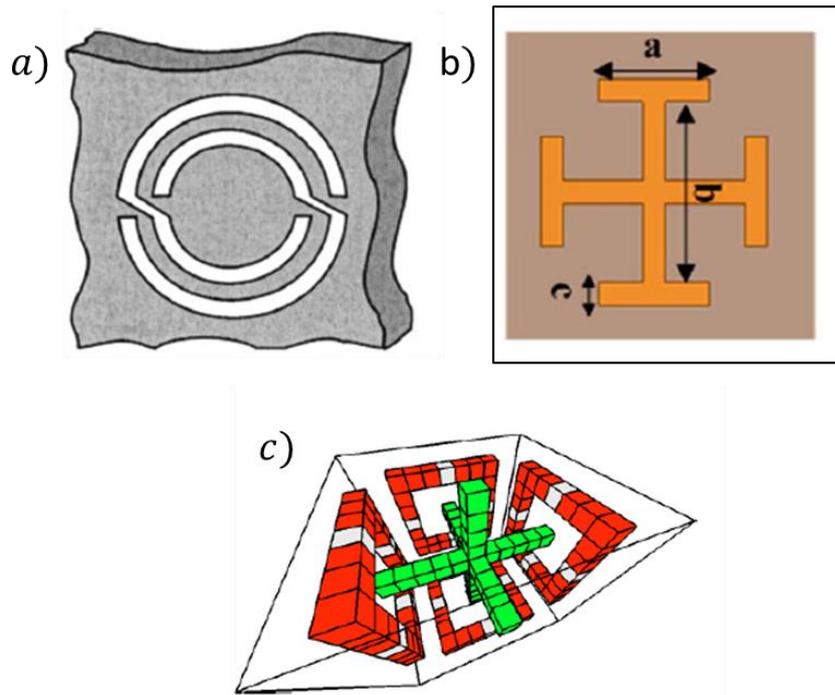


Figure I.13. Schéma de différents motifs pour l'obtention de paramètres effectifs négatifs (d'après (a) J. GARCÍA-GARCÍA et al., JAP 2005 [11], (b) HONG et al., OPTL 2015 [12], (c) TH. KOSCHN et al., PHYSICAL REVIEW 2005 [13]).

I.3.3. Approche en réseaux combinés

Cette approche à la différence de l'approche en réseaux imbriqués consiste à étudier l'activité électrique et magnétique présente à la fois sur une seule et même cellule élémentaire constituant le métamatériau [1].

En effet des structures présentant simultanément une activité électrique et magnétique ont été proposées, L'intérêt de ces structures et de pouvoir regrouper sur un même motif (cellule élémentaire constituant le métamatériau) une activité électrique et une activité magnétique. La structure Omega [14-15] et la structure en S [16] sont les premières proposées par la communauté scientifique qui présentent cette particularité (figure I.14).

Le résonateur de forme Omega Introduit par Simovski [14] combine à la fois un dipôle magnétique par le biais de l'anneau (la boucle du Ω jouant le rôle du résonateur) et un dipôle électrique par le biais des bras du Ω jouant le rôle de fils métallique celle-ci présente un indice de réfraction négatif [15].

A l'instar de la structure Ω la structure en S présente une double résonance, magnétique et électrique, sans avoir recours à un réseau additionnel de tiges, constituant ainsi les propriétés nécessaires d'un matériau Main Gauche. La cellule unité représentée sur la figure I.14-b est

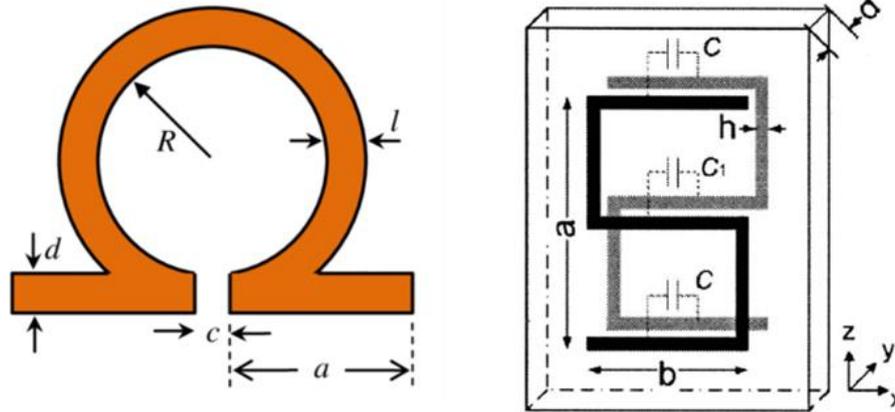


Figure I.14. Structures présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. (a) Structure en Ω [14][15]. (b) Structure en S [16].

formée de deux lignes micro rubans en forme de « S ». Chaque résonateur est placé sur une face du substrat diélectrique de sorte qu'ils soient inversés l'un par rapport à l'autre. Le résultat expérimental de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence pour la structure en S présenté par Chen et Al [16] illustré sur la figure I.15 l'indice de réfraction est négatif sur une large bande de fréquence de 10.9 à 13.5 GHz (Une bande d'environ 2.6 GHz).

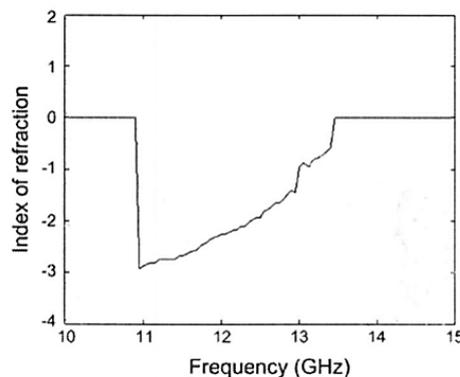


Figure I.15. Résultat expérimental de l'indice de réfraction de la Structure S [16]

I.4. Domaine d'application

L'étude théorique et expérimentale des métamatériaux et leurs utilisations ne cessent de se développer en raison de leurs caractéristiques extraordinaires. Ils sont devenus l'objet d'une nouvelle discipline de la physique et de l'électromagnétisme. Leurs applications potentielles sont très diverses : les micro-ondes avec les antennes et les composants de guidage d'ondes, les télécommunications, la défense (antennes implantables, absorbants et radômes), la santé avec les capteurs intelligents, les systèmes acoustiques, et les énergies renouvelables. Leur exploitation pour l'amélioration des performances des antennes planaires est l'objet principal de notre travail.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre introductif, nous avons donné une brève description des métamatériaux. Nous avons mis en évidence leurs particularités qui est celle de pouvoir présenter un indice de réfraction négatif en situant les métamatériaux électromagnétiques dans une classification globale qui s'appuie sur les paramètres constitutifs qui sont la permittivité et la perméabilité. Nous avons décrit leurs historiques et expliqué graduellement comment le premier métamatériau à indice de réfraction négatif a été réalisé par D.R. Smith et son équipe grâce aux hypothèses émises par le chercheur Russe V. Veselago et les travaux réalisés par le chercheur britannique Sir J.B. Pendry. En imbriquant un réseau de tiges métalliques qui produit une permittivité négative et un réseau de Résonateurs en Anneau Fendu qui produit une perméabilité négative simultanément sur une même bande de fréquence obtenant ainsi la première structure à indice de réfraction négatif.

CHAPITRE II

*Applications des métamatériaux pour
l'amélioration des propriétés des antennes*

II.1. Introduction

Dans la première partie de ce chapitre nous décrivons l'antenne patch, nous présentons ses domaines d'application, ses avantages et inconvénients ainsi que les différentes techniques d'alimentation. Dans la seconde partie nous abordons l'application des métamatériaux composites dans l'environnement proche d'une antenne de type patch. Cela, avec un bref état de l'art sur les différentes approches à base de métamatériaux, les plus largement utilisés par la communauté scientifique pour l'amélioration des performances de l'antenne.

II.2. Généralités sur les antennes patch

L'antenne patch a été introduite en 1953 [17] et brevetée deux ans plus tard en 1955 [18]. Elle a reçu une attention particulière dans les années 1970 avec la technologie de fabrication de circuits imprimés (Printed Circuit Board « PCB »), grâce à laquelle de sérieux progrès ont été réalisés dans ce domaine [19]. La fabrication et le développement de l'antenne patch ont connu des mutations et des évolutions importantes au cours des vingt dernières années sous la pression des industriels qui veulent des composants plus petits, moins chers et plus facile à fabriquer, appelée aussi antenne micro-ruban, elle remplit deux fonctions fondamentales. En émission elle transforme une puissance électrique, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur. De façon inverse, en réception elle transforme une puissance électromagnétique rayonnée en puissance électrique. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur. Dans la plupart des cas, une antenne patch peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque. Il ne sera pratiquement jamais fait de différence entre le rayonnement en émission ou en réception. Il s'agit d'une technologie à faible coût pour une production en masse. Elle est aussi conformable et non encombrante, et est compatible avec l'intégration des composants électroniques [19-20].

II.2.1. Description

L'antenne patch est une structure planaire (la Figure II.1) constituée d'un diélectrique d'épaisseur h ($h \ll \lambda_0$, généralement $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$, λ_0 représente la longueur d'onde dans le vide), le substrat, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique, l'élément rayonnant, d'une épaisseur très fine ($t \ll \lambda_0$) [19].

Les caractéristiques radioélectriques de l'antenne vont dépendre fortement de la constante diélectrique ϵ_r de ce substrat [21].

Les substrats à faible constante diélectrique sont tous indiqués pour la réalisation des dispositifs rayonnants. Les autres sont plutôt destinés aux lignes de transmission. Le patch peut avoir plusieurs formes. Les plus couramment utilisées sont les géométries carrées, rectangulaires, circulaires, elliptiques, triangulaires, ou n'importe quelles autres configurations [19] (Figure II. 2).

Les performances d'une antenne patch dépendent étroitement de la géométrie et des dimensions de tous ses composants [21].

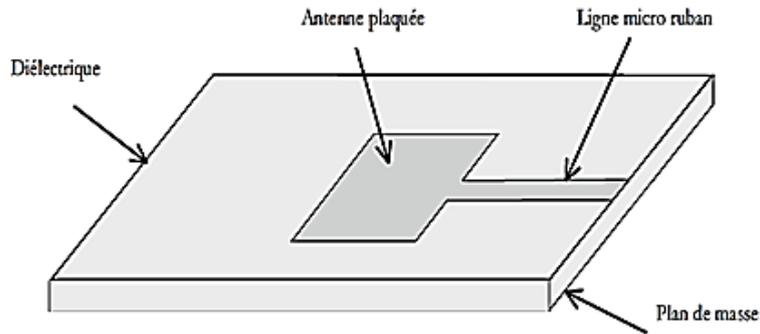


Figure II.1. Antenne patch [20]

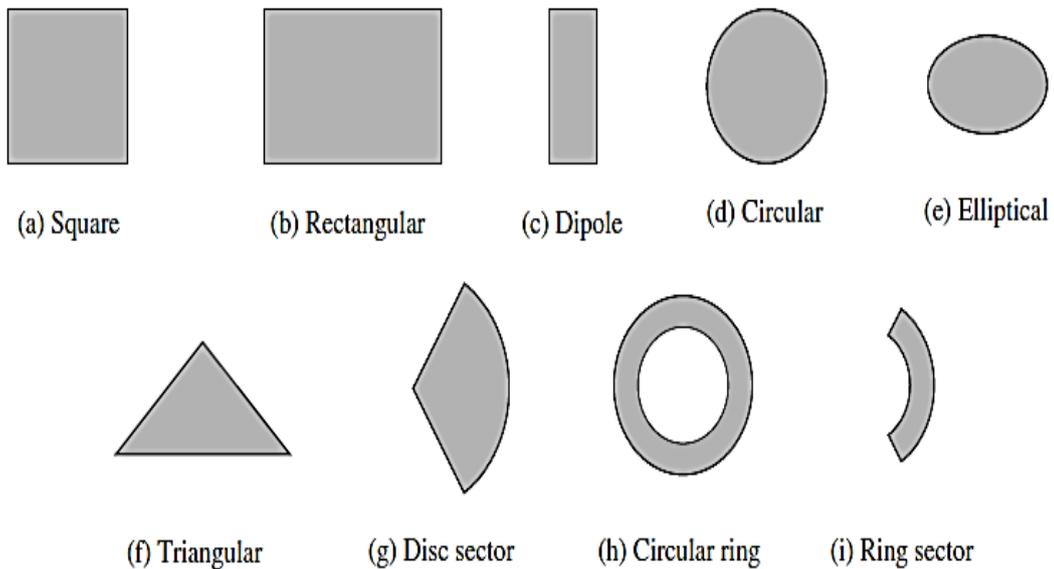


Figure II.2. Différentes formes d'éléments rayonnant [19]

Les paramètres intervenant dans la caractérisation de l'antenne patch sont [22]:

Le substrat :

- Epaisseur du substrat h .
- Permittivité relative du diélectrique ϵ_r .
- Tangente des pertes $\tan(\delta)$.

Le conducteur :

- La forme géométrique (carré, cercle, triangle etc.)
- Les dimensions (largeur (W), longueur (L) pour la forme rectangle et r le rayon pour la forme circulaire).

II.2.2. Domaines d'utilisation

Les antennes micro-ruban sont utilisées dans les appareils téléphoniques, les ordinateurs portables, et dans d'autres applications diverses, telles que [19-20] :

- Sur les stations mobiles : satellite, missiles, avions, navettes, spatiales et radios mobiles.
- Dans les radars modernes (Figure II.3) (faisceau à balayage électronique, radar à effet Doppler).
- En tant que dispositifs de mesure (altimètre, capteur à distance (remote sensing...)).
- En tant que dispositifs de commande et de contrôle à distance.
- En biomédical : antennes de RMN (résonateur magnétique nucléaire).
- Pour alimenter des antennes qui ont une structure complexe.



Figure II.3. Réseau d'antennes patches, Radar KODEN MDC-921, Port Bejaia.

II.2.3. Avantages et inconvénients

Les formes et les caractéristiques des antennes plaque micro ruban confèrent à celles-ci les avantages suivants [19-20] :

- Petites dimensions,
- Faible poids,
- Coût relativement faible, du fait que la fabrication en série peut aisément se faire,
- Conviennent aux surfaces planaires et non planaires,
- Robustes quand elles sont installées sur une surface rigide,
- Compatibles avec les circuits MMIC (Millimeter Integrated circuits),

• Très versatiles du point de vue, fréquence de résonance, polarisation, diagramme de rayonnement et impédance d'entrée. De plus, ces caractéristiques peuvent être modifiées en utilisant des éléments adaptatifs entre le patch et le plan de masse. Mais, les antennes plaque micro ruban présentent les inconvénients suivants :

- Faible rendement,
- Faibles puissances,
- Facteur de qualité important,
- Faible pureté de polarisation,
- Important rayonnement parasite dû à l'alimentation et aux ondes de surface,
- Bande passante très réduite,

Certaines de ces inconvénients peuvent être des avantages pour quelques applications.

II.2.4. Techniques d'alimentation

Vu la sensibilité des antennes imprimées aux différents types d'alimentation, un soin bien particulier doit être réservé à cette étape de réalisation car tout type d'alimentation va créer des perturbations au niveau du diagramme de rayonnement du dispositif et va aussi restreindre sa bande passante. A cet effet, plusieurs techniques d'alimentation sont mises en évidence pour atteindre des meilleures performances avec un minimum de pertes. Il y a deux types d'alimentations, alimentation par contact direct (Alimentation par ligne micro-ruban et alimentation par sonde coaxiale) (Figure II.4) et alimentation par couplage électromagnétique (Alimentation par fente et Alimentation par proximité) [23-29].

Pour la structure développée dans ce travail nous utiliserons la technique d'alimentation par sonde coaxiale car elle est simple et elle offre un degré de liberté pour positionnement du point d'alimentation afin d'ajuster l'impédance d'entrée et l'adaptation.

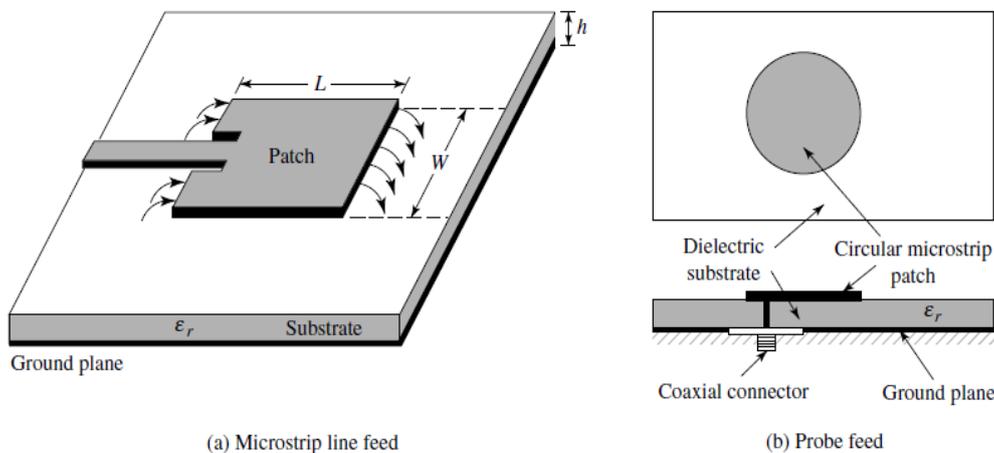


Figure II.4. Alimentation par ligne micro-ruban (a) et par sonde coaxiale (b) [19].

II.2.5. Caractéristiques

L'antenne est caractérisée par plusieurs paramètres [19-20], dont le coefficient de réflexion S_{11} , l'impédance d'entrée, la fréquence de résonance, et la bande passante.

II.2.5.1 Paramètre S_{11}

Le coefficient de réflexion d'une antenne est le rapport des amplitudes des ondes réfléchies sur les ondes incidentes. Pour une antenne d'impédance d'entrée Z_{in} , reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique Z_c , le coefficient de réflexion est défini comme suit :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (2.1)$$

Souvent Z_c est égale à 50Ω ou 75Ω .

Le module du coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel (dB) et est noté $|S_{11}|$ et se définit comme suit :

$$|S_{11}|_{dB} = 20 \log(S_{11}) \quad (2.2)$$

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers zéro ($-\infty$ en dB), plus l'antenne est adaptée. Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal. Une mesure peut être faite avec un analyseur de réseau afin de déterminer ce paramètre.

Le Taux d'Onde Stationnaire (TOS) ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments, le TOS peut être obtenu à partir du S_{11} à travers l'expression suivante :

$$\text{TOS} = \frac{(1+G)}{(1-G)} \quad (2.3)$$

G : Module du coefficient de réflexion S_{11} .

II.2.5.2. Impédance d'entrée et Fréquence de résonance

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue du côté ligne de transmission au niveau de l'antenne. Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = \frac{V_e}{I_e} \quad (2.4)$$

V_e et I_e : sont respectivement la tension et le courant d'entrée.

Z_{in} en fonction de coefficient de réflexion S_{11} est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_c \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (2.5)$$

Avec Z_c : impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

Comme S_{11} est en fonction de la fréquence, alors Z_{in} varie aussi avec la fréquence. L'impédance d'entrée de l'antenne doit être égale à l'impédance caractéristique de la ligne pour assurer l'adaptation. Différentes techniques sont utilisées pour l'adaptation suivant la technique d'alimentation choisie. Pour une alimentation par une sonde coaxiale l'adaptation se fait en

choisissant la position de la sonde dans le patch [19]. La fréquence de résonance d'une antenne dépend principalement des dimensions des éléments rayonnants résonnants et de la permittivité effective du milieu, et elle correspond à la fréquence pour laquelle on a, l'annulation de la réactance. Cependant, l'antenne plaque microruban ayant un caractère inductif, la réactance subit un décalage vers des valeurs positives. Si l'antenne est adaptée à la ligne de transmission, la fréquence de résonance correspond aussi à la fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion S_{11} est le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minimas donc plusieurs fréquences de résonance donc plusieurs modes de propagation.

II.2.5.3. Bande passante

La largeur de bande ou bande passante en adaptation d'une antenne peut être définie comme une bande de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil donné. Elle est souvent considérée comme une gamme de fréquences positionnée de part et d'autre de la fréquence centrale f_0 . Quand la bande passante fréquentielle BP est étroite, elle est définie conventionnellement par la relation suivante :

$$BP = \frac{TOS-1}{Q\sqrt{TOS}} \quad (2.6)$$

Où Q est le facteur de qualité de l'antenne.

II.2.6. Performances des antennes plaques micro rubans

II.2.6.1. Puissance maximale et efficacité de l'antenne

La puissance maximale supportée par une antenne patch est limitée par la tension de claquage du diélectrique et par son coefficient de conductivité thermique. La puissance fournie à l'antenne patch P_a est divisée en puissance rayonnée P_r , en pertes ohmiques P_c , diélectriques P_d , d'onde de surface P_{sw} , d'insertion P_i .

L'efficacité de rayonnement ϵ_R appelée aussi rendement de l'antenne η est définie comme étant le rapport entre la puissance rayonnée P_r par l'antenne et la puissance d'alimentation P_a délivrée à antenne.

$$\eta = \frac{P_r}{P_a} = \frac{P_r}{P_r + P_c + P_d + P_{sw} + P_i} \quad (2.7)$$

II.2.6.2. Directivité

La directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, ϕ) à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide pour une même puissance totale rayonnée [21].

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \phi)}{\eta P_a} \quad (2.8)$$

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope.

II.2.6.3. Gain

La puissance rayonnée par une antenne varie généralement selon la direction considérée. Le gain d'une antenne dans une direction (θ, ϕ) est le rapport de la puissance rayonnée dans cette direction $P_{r(\theta,\phi)}$ à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation et il est exprimé par (2.9) [19][30].

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \phi)}{P_a} \quad (2.9)$$

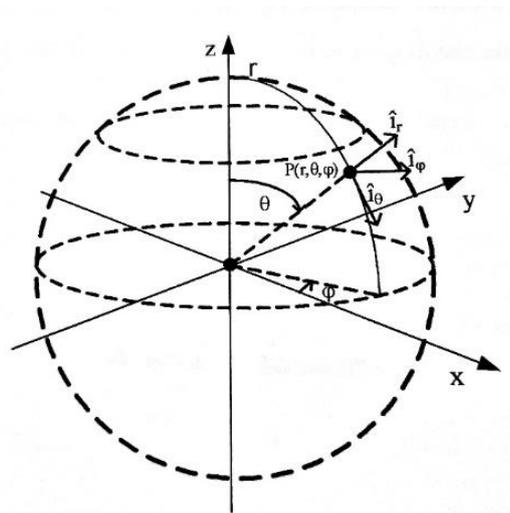


Figure II.5. Convention de représentation en champ lointain (l'antenne placée à l'origine du repère) [30]

II.3. Application des métamatériaux pour l'amélioration des propriétés des antennes planaires

II.3.1. Introduction

Le sujet principal de notre travail est l'exploitation des propriétés extraordinaires qu'offre les métamatériaux pour l'amélioration des performances de l'antenne patch (efficacité du rayonnement de l'antenne, directivité, gain...). Il est indispensable de donner un aperçu sur les différentes approches proposées par la communauté scientifique internationale exploitant les métamatériaux pour l'amélioration des propriétés des antennes planaires. D'une façon générale, l'antenne patch rayonne dans la direction normale au plan du substrat, sa directivité et son gain ne sont pas très élevées, toutefois l'exploitation des métamatériaux pour l'amélioration de leurs performances permet de modifier considérablement les caractéristiques et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Dans ce paragraphe nous présenterons un état de l'art détaillé de leurs applications aux antennes planaires. Nous commencerons par l'antenne-lentille à base métamatériaux à gradient

d'indice (GRIN) puis nous introduirons les structures à indice de réfraction nul (ZIM) exploitée comme substrat et superstrat et nous terminerons par la cavité résonante de Fabry-Pérot à base de métamatériaux pour l'antenne.

II.3.2. Métamatériaux à gradient d'indice pour les antennes-lentilles

De nombreuses études et expériences ont été menées ces dernières années sur les structures à gradient d'indice (GRIN) [31]. L'utilisation de telles structures permet principalement de focaliser les ondes radio par l'utilisation de structures sphériques ou hémisphériques à saut d'indice [32]. Des travaux récents ont été menés sur de telles lentilles et notamment sur leurs analyses électromagnétiques pour les présenter comme des alternatives aux lentilles diélectriques conventionnelles [33-34]. En effet, au lieu de contrôler le trajet de l'onde à l'interface entre deux diélectriques différents, on le fait par le gradient d'indice dans une structure à métamatériaux. Dans la littérature des lentilles à base de méta matériaux ont été présentée et leur validation expérimentale a été effectuée en utilisant une antenne cornet pour illuminer les lentilles à base de métamatériau [33-34].

Dans les travaux d'Alain Priou et son équipe [31][35] l'association d'une antenne planaire compacte avec une lentille à gradient d'indice à base de métamatériau a été présentée. Le but étant d'obtenir une antenne-lentille large-bande directive opérant dans la bande de fréquence de 8 à 12 GHz. La lentille de Luneburg [36] et la demi-lentille de Maxwell fish-eye (HMFE) [37] à base de métamatériaux ont été exploitées pour la réalisation de l'antenne-lentille directive. Ces deux lentilles sont capables de transformer une onde cylindrique incidente en une onde plane et par conséquent de produire un faisceau directif. Les auteurs utilisent des structures à métamatériaux plus particulièrement des *Complementary Closed Rings* (CCR) [38] qui sont des matériaux main droite (Right Hand Material :RHM) sous forme de fentes annulaires rectangulaires faites dans un plan métallique posé sur un substrat diélectrique de type Rogers RT/Duroid 5880 ayant une permittivité relative de 2.2 et de pertes diélectriques de l'ordre de 0.0009 (figure II.6) pour l'obtention du gradient d'indice nécessaire à la réalisation des deux lentilles qui opèrent dans la bande de 8-12GHz. La périodicité de la cellule unitaire est de $a=3.6\text{mm}$.

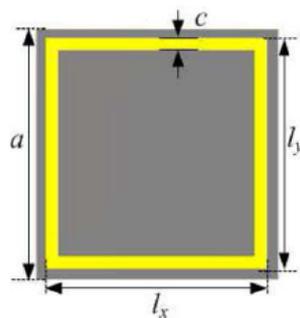


Figure II.6. Cellule unitaire du métamatériau utilisée pour le gradient d'indice (CCR). [35]

Ces méta-atomes sont exploités loin de leurs fréquences de résonance permettant ainsi d'obtenir une valeur constante de l'indice de réfraction sur la bande utile de l'antenne (figure II.7).

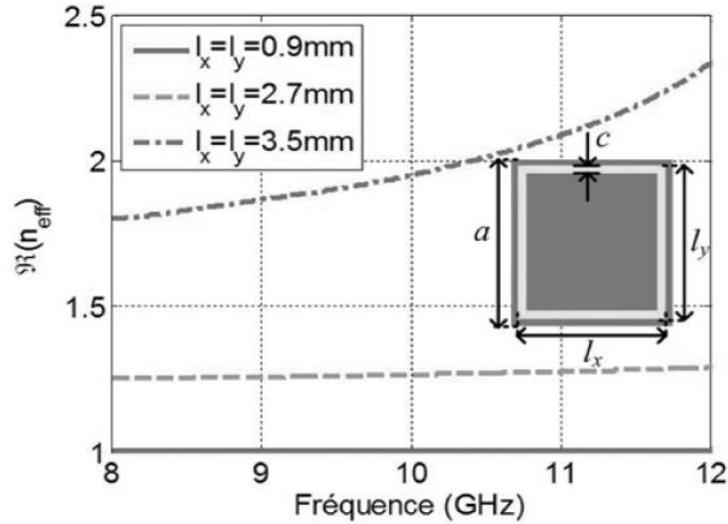


Figure II.7. Partie réelle de l'indice de réfraction obtenu pour différentes dimensions de la cellule unitaire (CCR). Avec $a = 3,6 mm$ et $c = 0,3 mm$. [35].

Pour la conception finale de l'antenne-lentille, une antenne planaire de type Vivaldi est insérée entre deux plaques métalliques jouant le rôle de guide d'ondes quasi-TEM la lentille est insérée entre ces même deux plaques métalliques de dimensions $130 \times 190 mm^2$ et espacée de $h = 11mm$ fixée sur un support en mousse donnant ainsi naissance à une antenne-lentille à base de métamatériau (figure II.8). Deux antenne-lentille sont alors proposées par Alain Priou et son équipe [31][35]. Une à base d'une lentille HFME constitué des CCR d'indice de réfraction effectif qui varie de 0.1 sur la périphérie circulaire à 2 sur le côté plat. L'autre à base d'une lentille de Luneburg constituée des CCR d'indice effectif qui varie de 1,01 sur le périphérique à 1,36 au centre de la lentille. Selon les auteurs l'insertion des métamatériaux constituant la lentille n'a que très peu d'influence sur l'adaptation de l'antenne Vivaldi. L'adaptation de l'antenne-lentille simulée et mesurée est représentée sur la figure II.9.

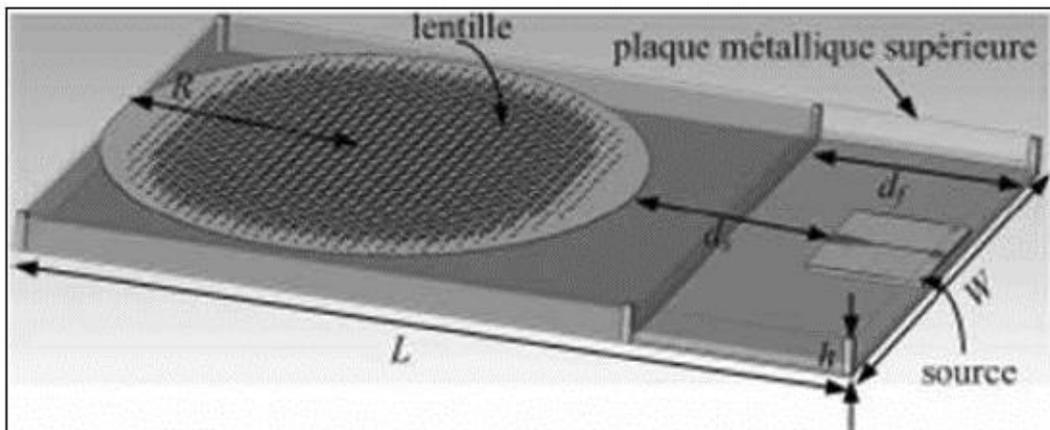


Figure II.8. Configuration des antennes-lentilles où $L = 190 mm$, $W = 130 mm$, $h = 11 mm$, $d_f = 51,5 mm$, $d_s = 51,5 mm$ et $R = 56 mm$. [35]

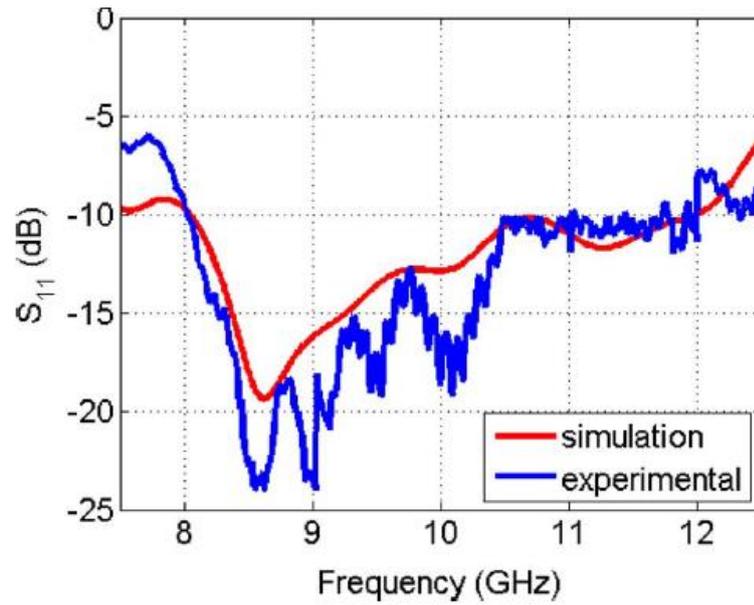


Figure II.9. Coefficient de réflexion des antennes-lentilles. [35]

La distribution du champ électrique à la surface des antennes-lentilles simulée est représentée sur la figure II.10.

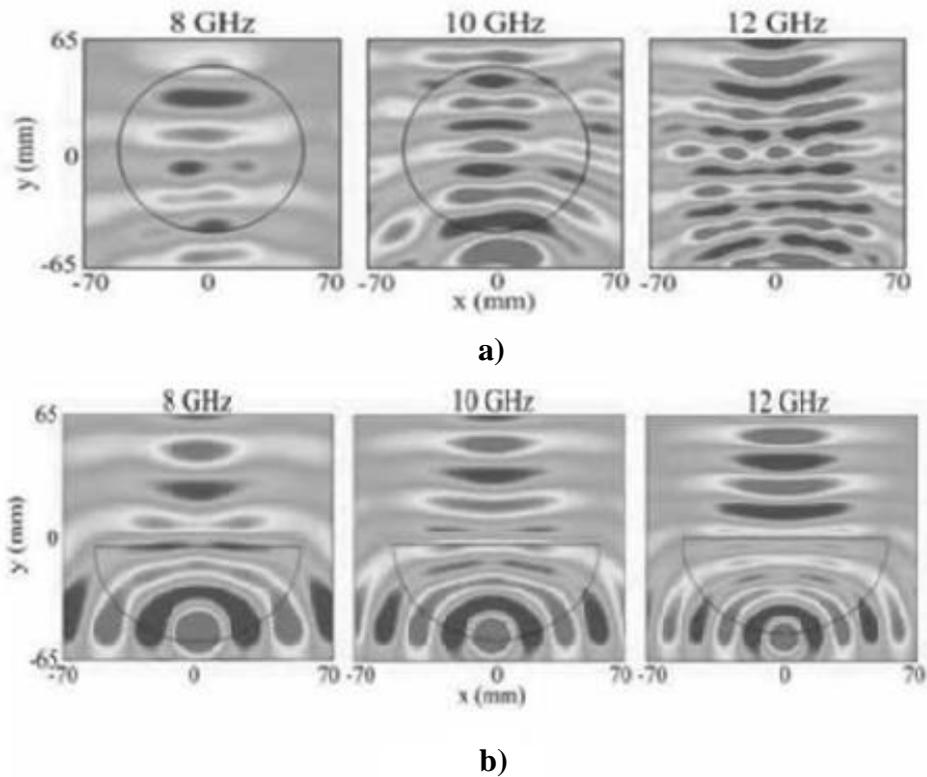


Figure II.10. Répartition du champ électrique, a) dans l'antenne-lentille de Luneburg. b) dans l'antenne-lentille HMFE. [35].

Les mesures effectuées en chambre anéchoïque par les auteurs [31][35] sur les antennes lentilles montre des diagrammes de rayonnement très directifs dans le plan H sur toute la bande de fréquence 8 – 12 GHz (Figure II.11). La directivité de l'antenne-lentille Luneburg varie de 13,5 à 16 dBi dans la bande de fréquence de 8-12GHz. Celle-ci est de de 15dBi en moyenne sur cette même bande de fréquence pour l'antenne-lentille HMFE.

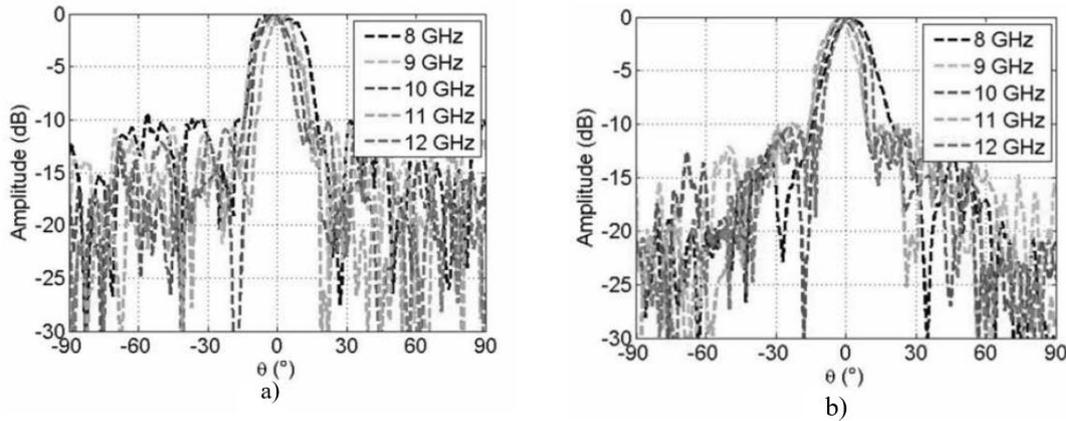


Figure II.11. Diagrammes de rayonnement, a) de l'antenne-lentille Luneburg. b) de l'antenne-lentille HMFE. [15].

Le géant chinois des télécoms Huawei en collaboration avec l'opérateur japonais NTT DOCOMO ont réalisé à Yokohama en Japan le 18 décembre 2017 une transmission en 5G de longue distance pour une communication mobile (Figure II.12 (a)) dans la bande des 39GHz utilisant comme source d'émission une antenne-lentille à base de métamatériau ultra directive avec un gain maximal de 31dB, embarquée sur une source mobile roulant à 20km/h (Figure II.12 (b)). Un débit stable a été enregistré de 3Gbps à une distance de 1.5km et de 2Gbps pour une distance de 1.8km [39].



Figure II.12. a) scénario de l'expérience effectuée par Huawei et NTT DOCOMO. b) Antenne-lentille à base de métamatériau embarquée dans un véhicule. [39].

L'étude présentée dans [31][35] ainsi que l'expérience effectuée par le géant Huawei présentée dans [39] montrent l'intérêt des structures à gradient d'indice à base de métamatériaux dans le domaine des antennes planaires améliorant ainsi la directivité de manière assez considérable de l'antenne par l'ajout de lentille GRIN conçue à partir d'un métamatériau main droite (de type CCR par exemple dans [31][15]) pouvant produire des valeurs d'indice stable sur une large bande de fréquences en utilisant une source planaire simple à fabriquer pour diminuer l'encombrement du système.

II.3.3. Substrat à indice de réfraction nul à base de métamatériaux pour l'antenne planaire

L'exploitation d'un métamatériau constituant le substrat d'une antenne permet l'obtention d'une antenne directive et l'amélioration de la puissance de rayonnement de l'antenne. L'approche consiste à concevoir un métamatériau présentant une permittivité relative nulle (métamatériaux à epsilon proche de zéro ENZ) ou une perméabilité relative de valeur quasiment nulle afin d'avoir par conséquent un métamatériau à indice de réfraction quasiment nul (Zero-Index métamaterial : ZIM) sur une bande de fréquence positionnée aux alentours de la fréquence de résonance de l'antenne en question. En effet le rayonnement d'une source dans un tel milieu (substrat ZIM cas d'une antenne) sera dirigé vers la normal de l'interface séparant le substrat ZIM du milieu dans lequel le rayonnement est sensé s'effectuer (l'air dans la plupart des cas).

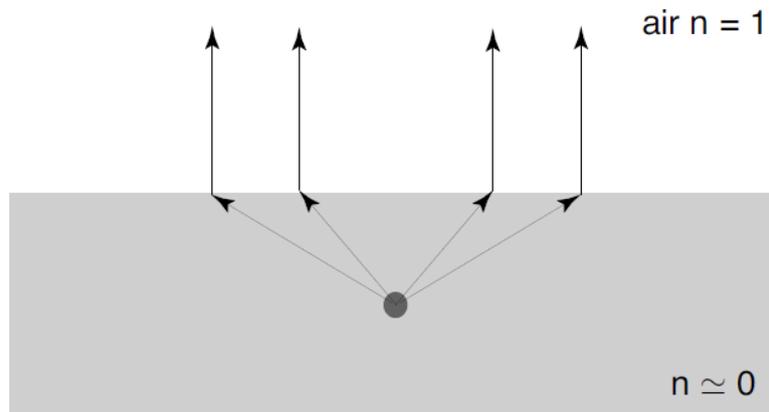


Figure II.13. Rayonnement d'un dipôle dans un substrat à indice de réfraction nul [40].

Dans un tel cas la loi de Snell-Descartes décrit le comportement de la lumière à l'interface de deux milieux, permet de calculer les angles incidents et réfractés en fonction des indices de réfraction des deux milieux.

$$\sin\theta_t / \sin\theta_i = n_i / n_t \quad (2.10)$$

Avec i représente le milieu du substrat constituant l'antenne (dans ce cas le milieu est constitué d'un métamatériau à indice de réfraction nul) et t le milieu dans lequel le rayonnement s'effectue. D'après l'équation (2.10) pour un indice de réfraction $n_i \approx 0$ l'angle de l'onde transmise θ_t sera très proche de zéro peu importe l'angle d'incidence θ_i . Dans le cas d'un dipôle rayonnant dans un milieu à indice de réfraction nul (figure II.13) les lignes de rayonnement une fois transmises seront normales par rapport à la surface de séparation séparant

Les paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire sont présentés sur la figure ci-dessous :

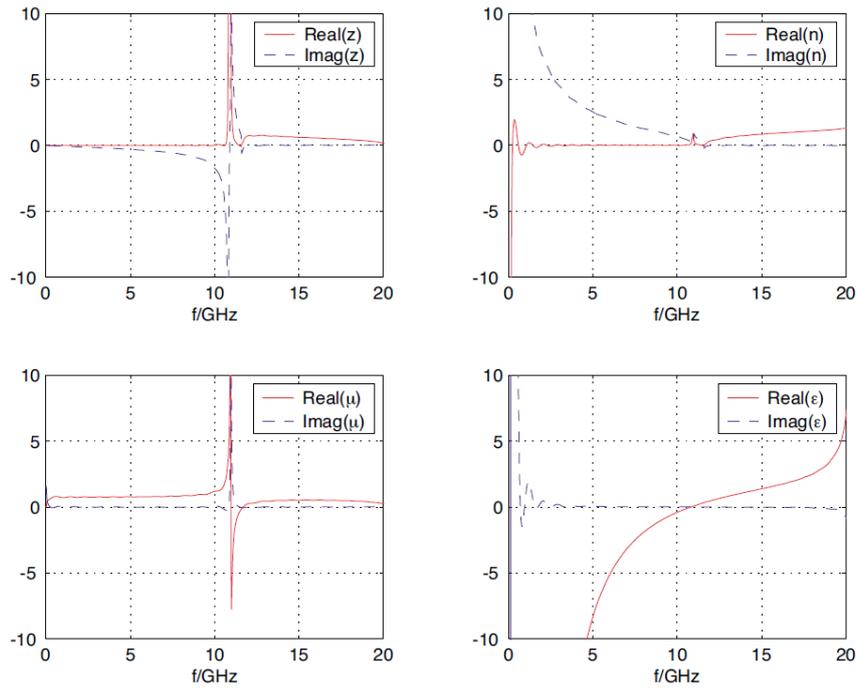


Figure II.15. Paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire du résonateur en anneau fendu [40].

L'indice de réfraction est nul sur une bande de fréquence de 12GHz à 12.3GHz. Il est à noter qu'il est très difficile au niveau d'une telle structure d'avoir séparément une maniabilité sur la permittivité et la perméabilité effectives.

II.3.3.2. Résonateur en Anneau Fendu symétrique

La structure à base de résonateur en anneau fendu symétrique présentée dans [41] a été optimiser par We et son équipe [40] pour présenter un indice de réfraction nul aux alentours de 10GHz. Les dimensions géométriques de la cellule unitaire de la structure sont présentées sur la figure ci-dessous :

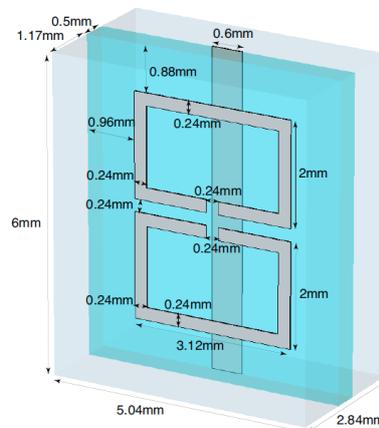


Figure II.16. Cellule unitaire du résonateur en anneau fendu symétrique [40].

Les paramètres effectifs de la structure sont présentés sur la figure ci-dessous avec une fréquence de résonance de 8GHz pour un indice de réfraction nul sur une bande de fréquence allant de 8.5GHz à 12GHz.

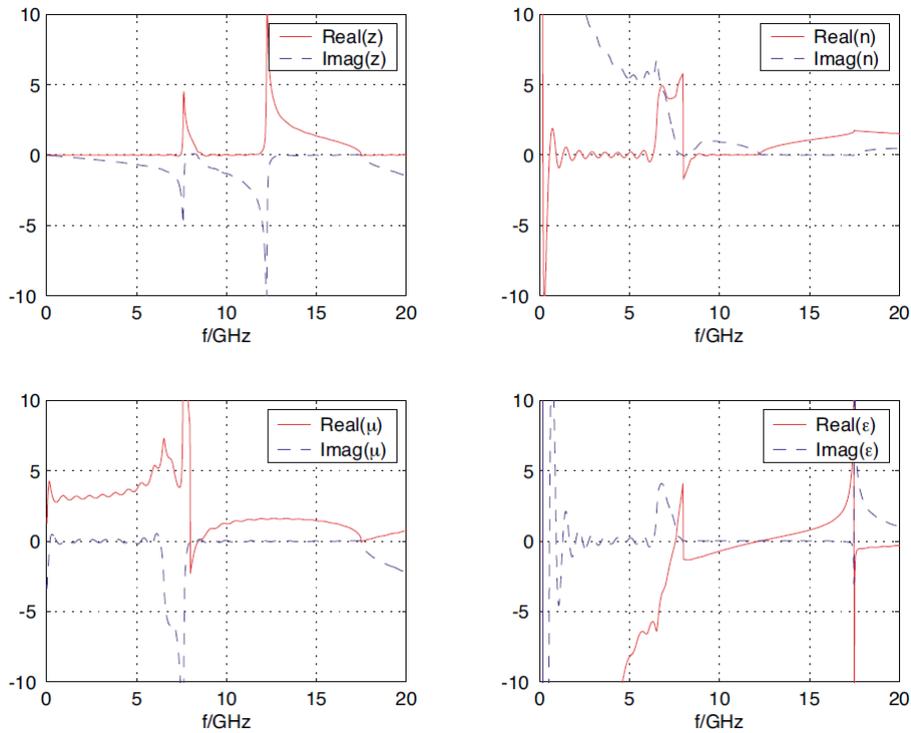


Figure II.17. Paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire du résonateur en anneau fendu symétrique [40].

II.3.3.3. Structure Omega

Les dimensions géométriques de la cellule unitaire de la structure Omega [42] sont présentées sur la figure II.18.

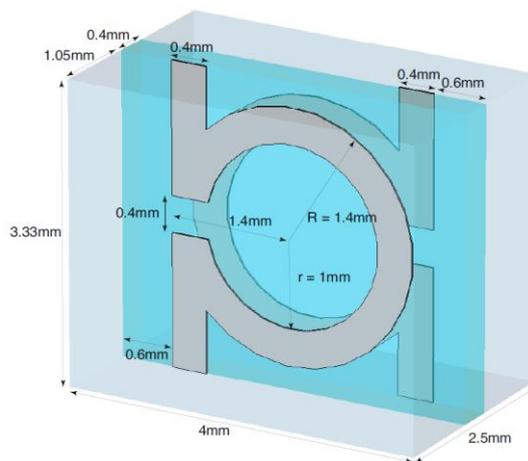


Figure II.18. Cellule unitaire de la structure Omega [40].

Les paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire Omega sont présentés sur la figure II.19. Avec un indice de réfraction négatif sur une bande de fréquence de 11.4GHz à 16.2GHz, il est quasiment nul de 16.2GHz à 16.8 GHz avec une partie imaginaire qui tend vers zéro sur cette même bande.

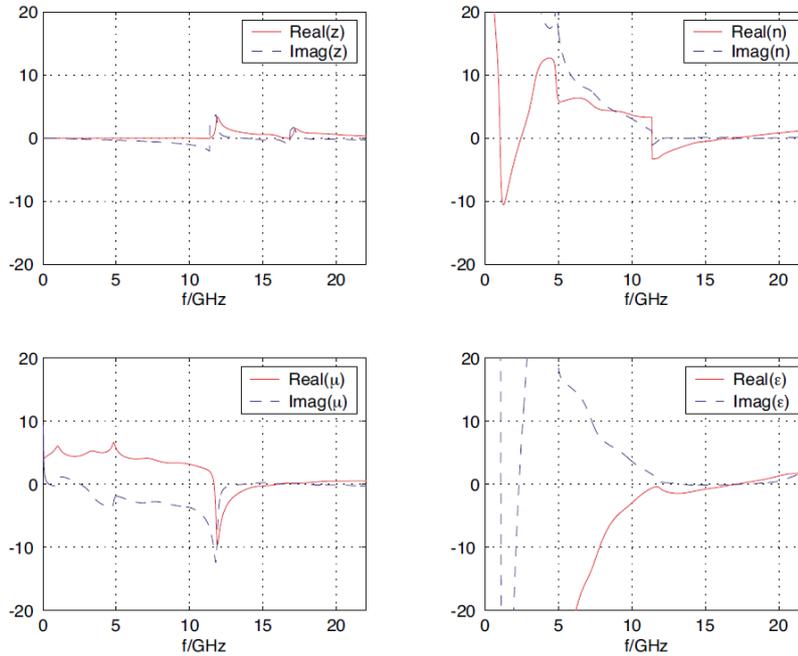


Figure II.19. Paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire Omega [40].

II.3.3.4. Structure en S

La structure en S présentée dans [43] ayant une fréquence plasma électrique et une résonance magnétique est exploitée pour la conception d'un métamatériau ZIM. Les paramètres géométriques de la cellule unitaire sont présentés dans la figure II.20. Les paramètres effectifs extraits correspondants sont présentés sur la figure II.21.

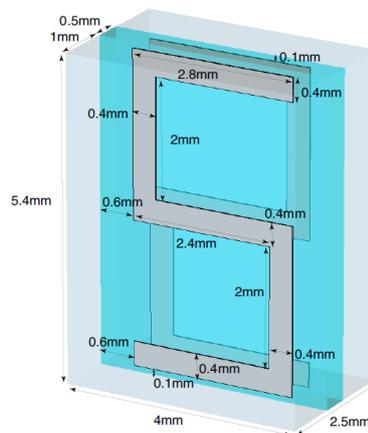


Figure II.20. Cellule unitaire de la structure S [40].

L'indice de réfraction de la structure en S est nul et exploitable avec de très faibles pertes aux à 12.2 GHz. Au-delà de cette fréquence l'indice de réfraction est quasiment nul mais avec des pertes non négligeables ce qui rend la structure non exploitable.

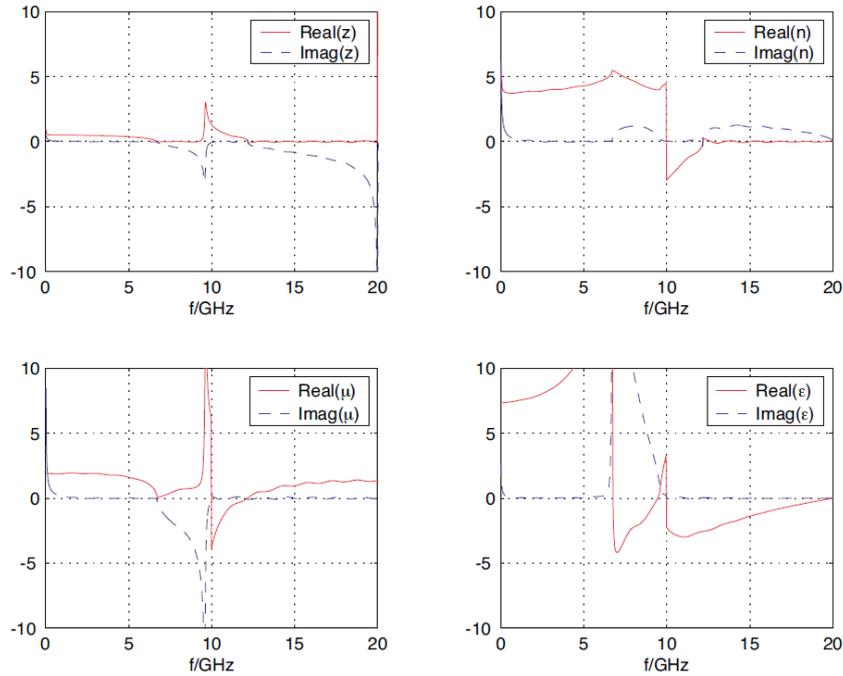


Figure II.21. Paramètres effectifs extraits de la cellule unitaire S [40].

D'après l'étude et les analyses des différentes structures effectuées par les auteurs [40] de la permittivité et la perméabilité au niveau de la structure Omega et la structure en S sont dépendantes l'une de l'autre ce qui rend l'ajustement de la région de fréquence où l'indice de réfraction est quasiment nul et exploitable très difficile. A la différence de la structure RAF et de la structure RAF symétrique où il est plus simple d'effectuer des ajustements, plus particulièrement au niveau du RAF symétrique. A titre d'exemple il est possible d'effectuer des changements au niveau des paramètres géométriques du RAF symétrique tout en gardant le même gap afin d'affecter uniquement l'activité magnétique sans affecter l'activité électrique. L'exploitation de structure à base d'un résonateur en anneau fendu symétrique est souhaitable pour la conception d'un métamatériau à indice de réfraction nul (ZIM). La faisabilité de l'exploitation d'un matériau à indice de réfraction nul (ZIM) afin d'améliorer la directivité d'une antenne a été démontrée par Enoch et son équipe en premier lieu dans [44] par l'utilisation d'un métamatériau ZIM constituant le substrat d'une antenne (Figure II.22).

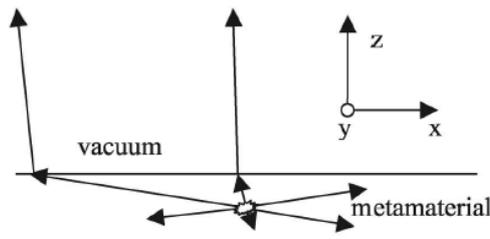


Figure II.22. Emission d'une source à l'intérieur d'un substrat ZIM à base de métamatériau [27].

Le métamatériau est composé de plusieurs couches de grilles en cuivre carrée de périodicité de $5.8mm$ (dans la direction de x et y). Chaque couche est séparée par une mousse d'un espacement de $6.3mm$ (dans la direction z). La transmission en fonction de la fréquence du métamatériau pour une incidence normale a été mesurée par Enoch et al et représentée sur la Figure II.23.

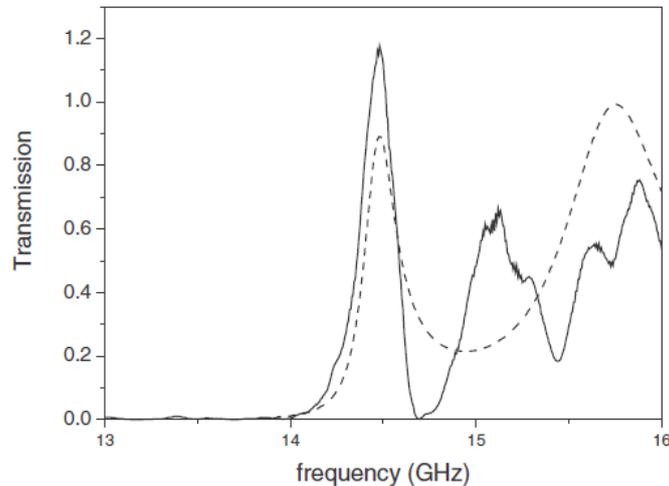


Figure II.23. Coefficient de transmission pour une couche de métamatériau sous incidence normale, (trait plein) Expérimentale, (trait pointillés) théorique [44].

Celui-ci est déposé sur un plan de masse. La source rayonnante est une antenne monopole alimentée par une sonde coaxiale placée au centre du substrat à base de métamatériau (Figure II.24).

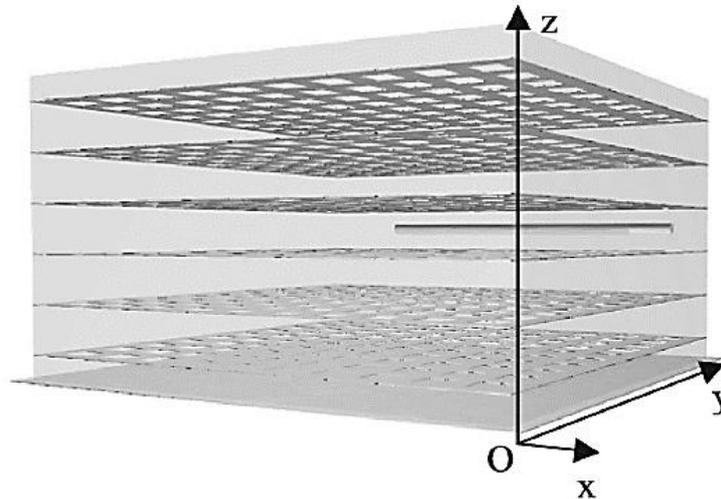


Figure II.24. Antenne avec un substrat ZIM à métamatériau proposée par Enoch et Al [44].

L'antenne présente une directivité optimale à une fréquence de $14.65GHz$ très proche de la fréquence plasma du métamatériau de $14.5GHz$ où l'indice de réfraction est nul. A cette fréquence le gain est de $51dB$, le diagramme de rayonnement de l'antenne est présenté sur la figure II.25.

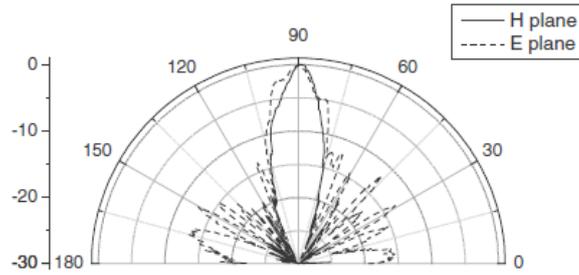


Figure II.25. Diagrammes de rayonnement de l'antenne à substrat ZIM [44].

II.3.4. Superstrat à indice de réfraction nul à base de métamatériaux pour l'antenne planaire

Afin d'améliorer le gain d'une antenne planaire, l'approche consiste à positionner un superstrat constitué d'un métamatériau à indice de réfraction nul (ZIM) au-dessus d'une antenne dans le but de focaliser le rayonnement de cette dernière dans une direction précise améliorant ainsi le gain (Figure II.26).

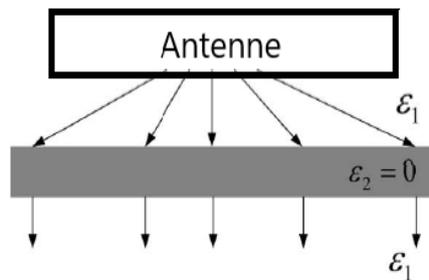


Figure II.26. Antenne en présence d'un superstrat ZIM.

Li, Dongying, et al [45] proposent l'ajout d'un superstrat ZIM à une antenne patch résonant à 10GHz afin d'améliorer son gain. Le substrat est conçu en utilisant des structures à métamatériaux, plus particulièrement des *Electric field Coupled* (ELC) [46][47] ayants une permittivité effective proche de zéro (ENZ). Le métamatériau est sous forme de lignes métalliques gravées sur un substrat diélectrique de type Rogers 4003 de permittivité relative $\epsilon_r = 3.55$ d'épaisseur 0.8 mm (Figure II.27).

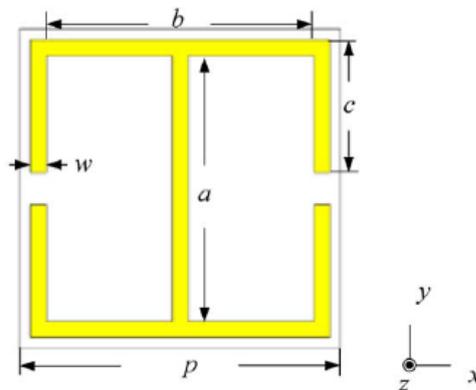


Figure II.27. Cellule unitaire du métamatériau ZIM (ELC) [45].

Les paramètres géométriques de la cellule unitaire sont représentés sur le tableau II.1.

Tableau II.1. Paramètres géométriques de la cellule unitaire du métamatériau constituant le superstrat.

$a(mm)$	$b(mm)$	$c(mm)$	$w(mm)$	$p(mm)$
5	5	2.5	0.3	6

Le métamatériau est optimisé pour présenter une permittivité effective quasiment nulle aux alentours de la fréquence de résonance de l'antenne à 10GHz. Les résultats de la simulation et des mesures effectués par les auteurs [45] des paramètres S sont représentés sur la figure II.28. Les paramètres effectifs du métamatériau extraits à partir des paramètres S sont représentés sur la figure II.29.

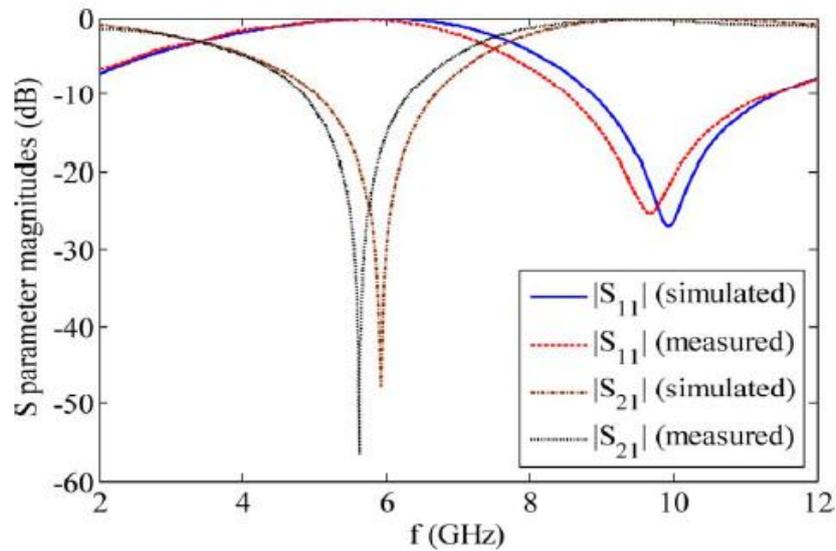


Figure II.28. Paramètres S du métamatériau ZIM (ELC) [45].

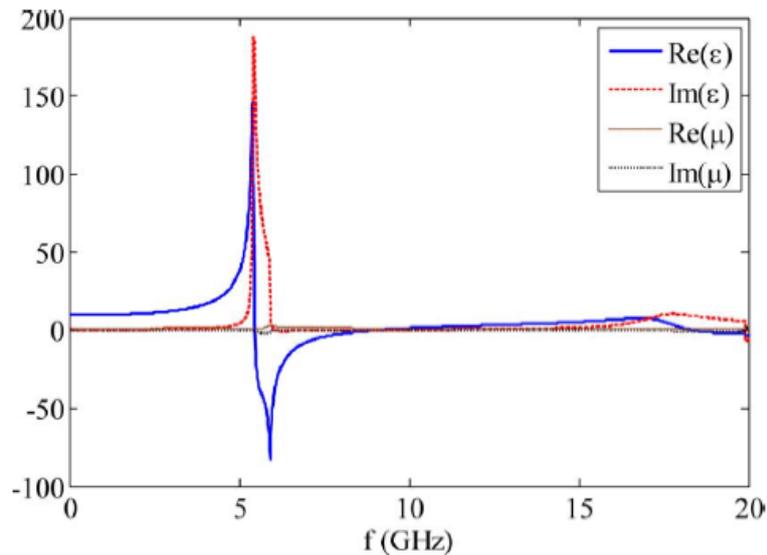


Figure II.29. Permittivité et perméabilité effective du métamatériau ZIM (ELC) [45].

Aux alentours de la fréquence de résonance de l'antenne, à 10 GHz, sur une large bande la permittivité effective est quasiment nulle. A cette même fréquence l'indice de réfraction effectif extrait est de $n_{eff} = 0,07 + i0,11$ [45]. La couche ZIM conçue est employée comme superstrat de l'antenne patch qui opère à 10GHz, les auteurs proposent l'ajout de 3 couches ZIM constituant le surstrat de l'antenne pour de meilleures performances, la configuration proposée de l'antenne en présence du superstrat ZIM à 3 couches est illustrée sur la figure II.30. Le superstrat est séparé d'une distance h_1 de 23mm de l'antenne. A cette distance les caractéristiques originales de l'antenne (fréquence de résonance et bande passante) ne sont pratiquement pas affectées par le substrat. Les 3 couches ZIM sont séparées entre elle d'une distance $h_2 = 1.6mm$ par un support en FR4 de permittivité $\epsilon_r = 4.2$. L'antenne est imprimée sur un substrat de type Rogers 4003 de permittivité $\epsilon_r = 3.55$ d'épaisseur $h = 0.8mm$ alimentée par sonde coaxiale, de dimensions $63mm \times 63mm$ identique à celle du superstrat. L'antenne en présence de la couche ZIM est illustrée sur la figure II.31.

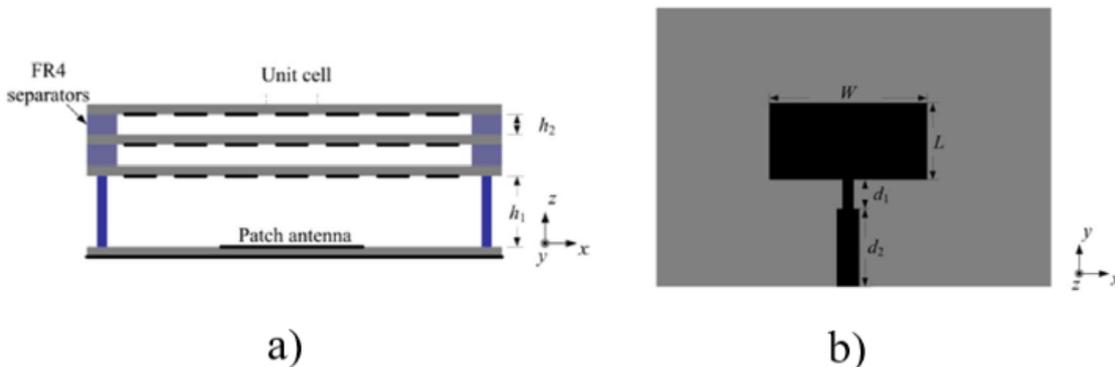


Figure II.30. a) Vue de côté de l'antenne patch en présence du superstrat ZIM. b) Vue de dessus de l'antenne patch [45].

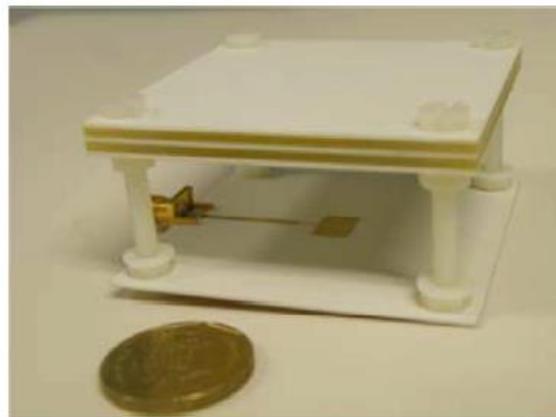


Figure II.31. L'antenne patch avec superstrat ZIM à base de métamatériau [45].

Pour trois différents patches résonnants respectivement à 9.6GHz, 10GHz, 10.6GHz. Le coefficient de réflexion S11 des trois antennes en présence du superstrat est représenté sur la figure II.32.

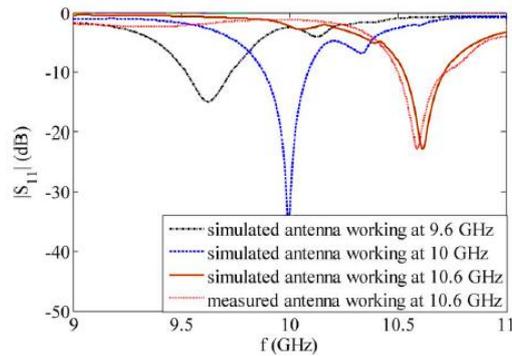


Figure II.32. Le coefficient de réflexion S_{11} pour les trois antennes avec superstrat [45].

La bande passante des trois antennes sans superstrat est de 3% pour un Gain de 5dBi à la résonance. Après l'ajout du superstrat aux antennes, le gain s'est amélioré de manière assez considérable. Pour l'antenne résonant à 10GHz le gain en présence du substrat ZIM est de 12.8dBi, une amélioration de 7.8dBi par rapport au gain original. L'amélioration du gain pour les trois antennes est illustrée sur la figure II.33.

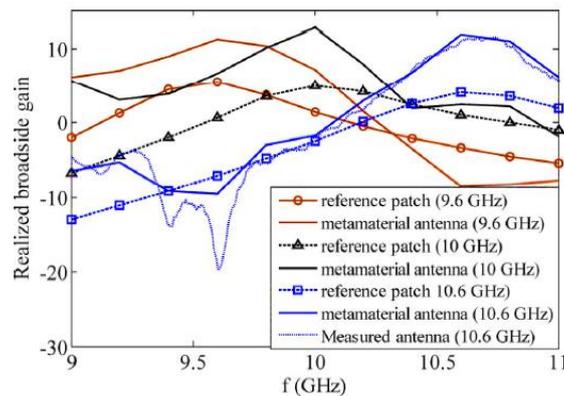


Figure II.33. Gain des trois antennes en présence du superstrat ZIM [45].

L'étude effectuée par Li, Dongying, et al [45] met en évidence l'intérêt de l'exploitation des structures ZIM à base de métamatériaux comme superstrat pour l'amélioration du gain de l'antenne patch. Une augmentation du gain de l'antenne patch de plus de 7.8dB par rapport au gain original d'où l'intérêt d'une telle approche.

II.3.5. Cavité résonante à base de métamatériaux pour l'antenne planaire

La cavité de Fabry Pérot constitue la méthode la plus utilisée pour réaliser des antennes compactes tout en préservant les autres caractéristiques. La cavité autorise l'interférence constructive dans la direction normale au plan de l'antenne et une interférence destructive dans les autres directions. Celle-ci présente un seul plan partiellement réfléchissant comme le montre la figure II-34.

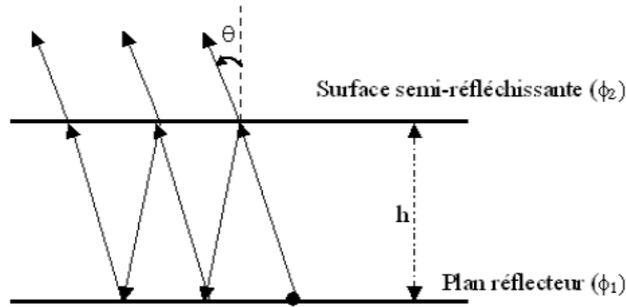


Figure II.34. Cavité de Fabry-Pérot utilisée pour les antennes.

La cavité est conçue en utilisant des métamatériaux dont la somme des phases est proche de zéro. Les surfaces partiellement réfléchissantes (SPR) et les plans réflecteurs à base de conducteur magnétique artificiel (CMA) permettent de garantir des phases proches de zéro à la résonance (figure II.35).

Dans [48] Une cavité est constituée d'un plan réflecteur sous une antenne patch opérant dans la bande X avec une surface partiellement réfléchissante au-dessus dont la cellule unitaire est illustrée par la figure II.36.

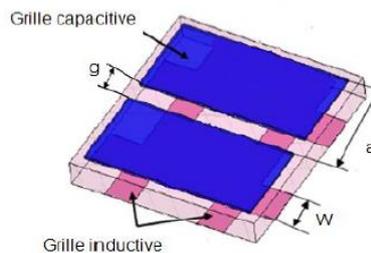


Figure II.35. Cellule unitaire SPR-CMA. [48].

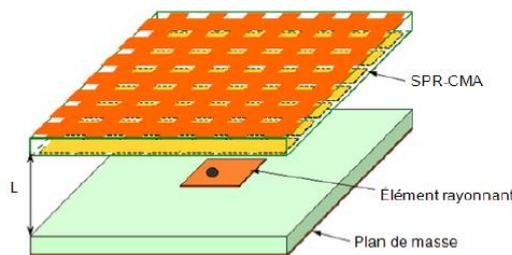


Figure II.36. Cavité de Fabry-Pérot à base de SPR-CMA. [48].

L'antenne utilisée est un patch rectangulaire opérant à la fréquence 10.7 GHz et autour de cette fréquence de résonance l'antenne montre un gain de 7.5 dB et un coefficient de réflexion de -14 dB. L'antenne patch est maintenant introduite dans une cavité à base d'un seul métamatériau comme le montre la figure II.37 et les résultats sont présentés dans la figure II.37 et II.38. La valeur de h (hauteur de substrat) est fixée à 2mm, quant à la largeur de grille w et au pas du réseau, ils sont respectivement de 1.2mm et 4 mm. Ces choix nous donnent une fréquence de résonance de 10.7 GHz.

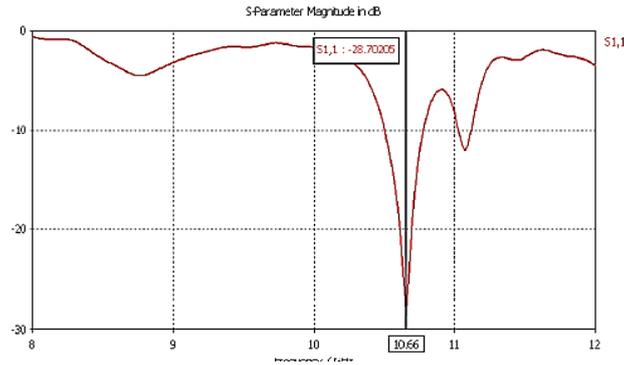


Figure II.37. Paramètre S_{11} de l'antenne dans la cavité. [48].

La figure II-38 montre la cavité simulée, qui est à base de SPR-CMA constituée par une grille inductive bidimensionnelle dans sa face supérieure et d'une grille capacitive unidimensionnelle dans sa face inférieure. La cavité ainsi obtenue a une hauteur $L=1\text{mm}$.

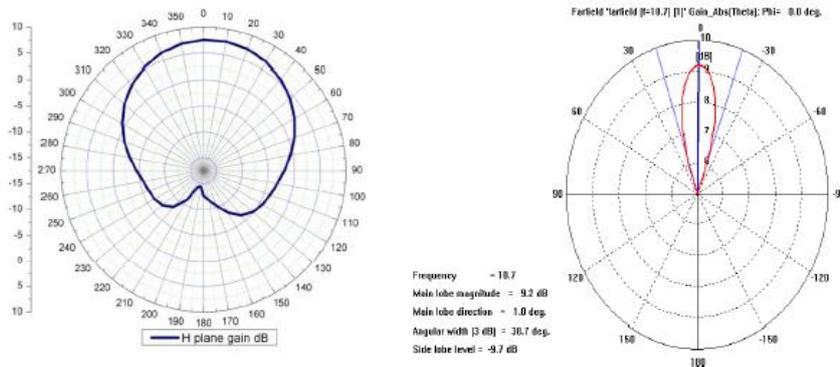


Figure II.38. Diagramme de rayonnement. [48].

Les résultats montrent une amélioration du coefficient de réflexion qui devient de l'ordre de -29dB au lieu de -14dB. Quant au gain de l'antenne, les auteurs ont réalisé une nette amélioration de 1.7dB. Parallèlement, l'ouverture angulaire à -3dB qui passe de 60° à 38.7° donc l'antenne devient plus directive en utilisant la cavité. L'utilisation des SPR-CMA est la solution la plus optimale pour la miniaturisation des antennes.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé les approches les plus utilisées par la communauté scientifique en exploitant la technologie des métamatériaux pour la conception d'antenne patch de plus en plus performantes. Dans le chapitre suivant nous aborderons la méthode que nous avons exploités au niveau de nos travaux pour l'extraction des paramètres effectifs d'un métamatériau. Ensuite nous mettrons en évidence une nouvelle approche propre à nous, originale qui permet l'amélioration des performances de l'antenne en exploitant les métamatériaux.

CHAPITRE III

Couche antireflet à base de métamatériaux pour l'antenne patch

III.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la nouvelle approche que nous proposons pour l'amélioration des performances de l'antenne patch en exploitant la technologie des métamatériaux, à la différence des approches exploitées couramment par la communauté scientifique présentées dans le chapitre 2. La nôtre consiste à concevoir une couche anti-reflet à base de métamatériaux pour l'antenne patch qui sera utilisée comme superstrat. Celle-ci a pour but d'améliorer l'adaptation au niveau de l'interface de séparation (Substrat de l'antenne patch/Espace Libre), permettant ainsi à l'antenne de transmettre la totalité de la puissance (sous incidence normal) vers le milieu dans lequel le rayonnement a lieu (L'air généralement).

Afin de calculer les différents paramètres effectifs du métamatériau exploité pour la conception de la couche anti-reflet, une procédure d'homogénéisation sera décrite dans ce chapitre. Cette procédure d'homogénéisation est basée sur l'utilisation des coefficients de transmission et de réflexion obtenus par des simulations du métamatériau sous le logiciel CST de Dassault Systèmes [49]. En effet, les paramètres tels que l'indice n_{eff} et l'impédance Z_{eff} peuvent être calculés en fonction de la transmission et de la réflexion. Ainsi, nous pourrions déduire les paramètres tels que la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff} .

Dans un premier temps, une antenne patch sera conçue en passant par les méthodes empiriques et les simulations numériques, ensuite un métamatériau sera analysé et sa réponse en fonction de la fréquence sera commentée. Une étude paramétrique sera faite sur ce dernier qui sera exploité pour la conception de la couche anti-reflet servant de superstrat à l'antenne patch.

Enfin le chapitre s'achève par l'interprétations des résultats des simulations de l'antenne patch sans et en présence de la couche anti-reflet conçue, exploitée comme superstrat.

III.2. Approche proposée

Durant la dernière décennie plusieurs chercheurs se sont intéressés au métamatériaux pour l'amélioration des performances de l'antenne patch [32-35][44][50-59] et plusieurs méthodes ont alors été proposées. Parmi ces méthodes l'exploitation des métamatériaux pour la fabrication de lentilles à gradient d'indice (GRIN), positionnée au-dessus de l'antenne permet l'amélioration de la directivité et du gain [32-35][54-55]. La fabrication de matériaux à indice de réfraction nul (ZIM) utilisé comme substrat constituant l'antenne patch ou comme superstrat [44][56-59], permet d'avoir une antenne ultra directive avec un gain élevé. Contrairement à l'ensembles de ces méthodes, dans cette thèse, nous proposons une nouvelle approche à base de métamatériaux. Celle-ci permet une nette amélioration de l'efficacité de rayonnement de l'antenne planaire.

Le rôle de l'antenne en émission est de transformer une puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance électromagnétique rayonnée. L'efficacité de l'antenne (ou bien l'efficacité de rayonnement ϵ_R) est le rapport de la puissance délivrée à l'antenne par la source et la puissance rayonnée (ou transmise) par l'antenne. Dans le cas d'une antenne planaire si l'on s'intéresse à la réflectance et à la transmittance de la puissance sous incidence normal au niveau de l'interface qui sépare le milieu constituant le substrat de l'antenne, de l'espace libre on constate qu'une partie assez importante de la puissance est réfléchi.

L'approche consiste à dimensionner une couche antireflet [60] à base de métamatériaux pour l'antenne patch micro-ruban et l'utiliser comme superstrat, pour d'améliorer l'adaptation au niveau de l'interface de séparation (Substrat/Espace Libre). D'une façon générale, l'antenne patch rayonne dans la direction normale au plan du substrat, théoriquement sous incidence normale au niveau de cette interface en présence de la couche antireflet 0% de la puissance est réfléchi contre 100% de puissance qui est transmise. L'antenne micro-ruban peut rayonner plus de puissance vers l'espace libre. Son efficacité augmente.

Afin de valider l'approche proposée nous allons utiliser une antenne patch de type circulaire. Celle-ci sera dimensionnée théoriquement pour une fréquence de 5GHz à l'aide de relations approchées. Dans un premier temps à l'aide d'un simulateur électromagnétiques 3D nous effectuerons une analyse complète de l'antenne seule et nous l'affinerons et présenterons ses différentes caractéristiques.

Une couche antireflet sera dimensionnée pour l'antenne résonant à 5GHz. Ensuite une étude sera faite sur un métamatériau à l'aide du simulateur électromagnétique et d'un programme d'extraction que nous avons développé, celui-ci nous permettra de caractériser n'importe quel métamatériau. Par la suite le métamatériau sera exploité pour la conception de la couche antireflet dimensionnée pour l'antenne. Nous ajouterons à l'antenne la couche antireflet conçue à base de métamatériau et nous effectuerons une analyse complète. Pour finir une étude comparative sera effectuée sur l'antenne seule et en présence de la couche anti-reflet, ce qui nous permettra de valider l'approche proposée.

III.3. Logiciel et conditions de simulation

Dans le cadre de notre travail, il est indispensable d'utiliser un simulateur électromagnétique [61] pour l'étude et la conception de nos composants. Dans notre cas nous avons choisi le logiciel CST Studio Suite [49]. Cinq étapes sont nécessaires pour simuler une structure :

- 1- Dessiner la structure (2D ou 3D) portion par portion manuellement ou avoir recours à un script (langage Visual Basic) qui permet de dessiner automatiquement (l'antenne ou la cellule unitaire d'un métamatériau) après avoir spécifié les valeurs des différents paramètres.
- 2- Saisir les paramètres des matériaux (par exemple : le cuivre pour le patch de l'antenne, le FR4 pour le substrat...).
- 3- Définir les excitations et les conditions aux limites (ports d'entrée et de sortie);
- 4- Définir les paramètres de simulation (fréquence adaptative, nombre maximal d'itérations)
- 5- Obtenir les résultats des paramètres S, admittance Y et l'impédance Z sous forme matricielle ou graphique.

III.4. Procédure d'homogénéisation

La procédure d'homogénéisation consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, de période transverse PT, illuminée par une onde incidente plane normale,

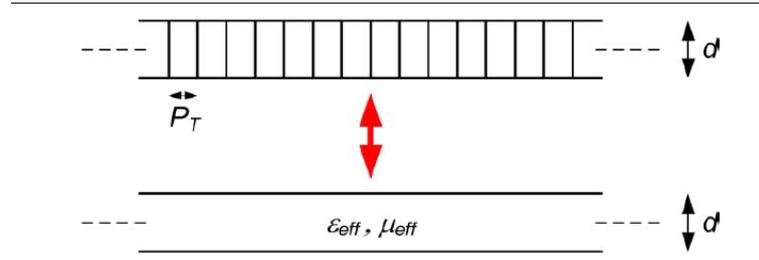


Figure III.1. Structure périodique considérée comme un milieu homogène.

par un problème de transmission - réflexion sur un matériau d'épaisseur d et de paramètres effectifs ϵ_{eff} et μ_{eff} .

Une des conditions nécessaires pour appliquer cette équivalence est que seul le mode fondamental doit se propager dans :

- la structure périodique,
- le milieu équivalent [62, 63].

Dans le premier cas, la condition est donnée par l'équation [62, 63]. :

$$|\beta| = \frac{\pi}{P_T} \quad (3.1)$$

où β représente la constante de propagation dans le milieu correspondant et P_T la période transverse à la direction de propagation (figure III.1). Cette condition est très subtile dans la structure périodique.

Le problème de transmission - réflexion se traduit par une méthode d'inversion pour calculer la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff} à partir des coefficients de transmission et de réflexion. Ces deux coefficients sont obtenus à partir de simulations numériques sous le logiciel CST. Cette méthode d'inversion peut aussi être appliquée pour la caractérisation expérimentale de métamatériaux lorsque les différents coefficients de la matrice S sont connus.

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes Électromagnétiques (EM) à travers un matériau homogène d'épaisseur d sont donnés en termes d'indice de réfraction n et d'impédance Z du matériau, par les relations suivantes [62-64] :

$$t^{-1} = \left[\cos nkd - \frac{i}{2} \left(Z + \frac{1}{Z} \right) \sin nkd \right] \quad (3.2)$$

et

$$\frac{r}{t} = -\frac{i}{2} \left(Z - \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd) \quad (3.3)$$

k représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente. Le but est d'inverser les équations (3.2) et (3.3) afin d'avoir les expressions de n et Z en fonction de t et de r . Dès que n et Z sont obtenus, la permittivité ϵ_{eff} et la perméabilité μ_{eff} peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes :

$$\varepsilon = \frac{n}{Z} \quad / \quad \mu = nZ \quad (3.4)$$

Les paramètres n et Z et donc, ε et μ sont des fonctions complexes dispersives. En d'autres termes, ces paramètres dépendent de la fréquence et doivent satisfaire certaines conditions basées sur la causalité.

À une fréquence donnée, un matériau présente généralement un indice de réfraction n . Les matériaux sont caractérisés par des courbes de dispersion à partir desquelles un indice effectif peut être extrait. Cependant, il n'est généralement pas possible d'attribuer une impédance Z à un matériau, sauf dans le cas où la longueur d'onde dans le matériau est largement supérieure aux différentes dimensions des éléments constituant le milieu. Dans notre cas, cette condition de grande longueur d'onde est respectée car nous travaillons avec des dimensions géométriques très faibles devant la longueur d'onde. Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et Z est donnée par la relation suivante [62, 63]:

$$Z = \mp \sqrt{\frac{(1+r^2)-t^2}{(1-r^2)-t^2}} \quad (3.5)$$

avec le signe du côté droit de l'équation déterminé par le fait que :

$$Re(Z) > 0 \quad (3.6)$$

La relation (3.5) est due au fait que le milieu est passif. L'expression de n en fonction de t et de r est obtenue de la même façon :

$$\cos nkd = X = \frac{1}{2t} (1 - r^2 + t^2) \quad (3.7)$$

Vu que l'indice de réfraction n est complexe, il peut s'écrire sous la forme suivante :

$$n = \bar{n} + i\bar{\eta} \quad (3.8)$$

L'équation (3.7) donne donc :

$$e^{(-\bar{\eta}kd)} [\cos(\bar{n}kd) + i \sin(\bar{n}kd)] = Y = X \pm \sqrt{1 - X^2} \quad (3.9)$$

Pour que l'amplitude de l'onde EM décroisse à l'intérieur de la structure, $|Y| < 1$. Donc, le signe de n est déterminé par la condition suivante :

$$\bar{\eta} > 0 \quad (3.10)$$

La condition (3.10) permet de déterminer sans ambiguïté les parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction. Notons aussi que la condition (3.10) identifie uniquement le signe de $Im(n)$, ce qui est très important surtout lorsque le matériau peut potentiellement avoir des

régions qui sont de caractères Main Gauche, en d'autres mots des régions où $\text{Re}(n)$ peut être négative. La partie imaginaire de n est donnée par la relation [62, 63]:

$$\bar{n} = -\frac{\ln |Y|}{kd} \quad (3.11)$$

et la partie réelle de n est donnée par :

$$\bar{n} = \frac{\arctang\left(\frac{\text{Im}(Y)}{\text{Re}(Y)}\right) \pm m\pi}{kd} \quad (3.12)$$

où m est un entier.

La singularité de la fonction (multi-branches) de l'équation (3.12) est habituellement évitée en considérant plusieurs couches du matériau selon la direction de propagation de l'onde traversant la structure périodique [64]. Cette singularité peut être évitée en vérifiant que seul le mode fondamental se propage dans la structure périodique. Pour cela, nous utilisons la relation suivante [64] :

$$|\beta| = |\bar{n}k| < \frac{\pi}{P_t} \quad (3.13)$$

De cette façon, seule la première solution ($m = 0$) est prise en considération. Cette restriction implique aussi que seules les valeurs absolues de la partie réelle de l'indice de réfraction inférieures à $\frac{\lambda_0}{2P_t}$ peuvent être extraites à partir de ce modèle. Pour extraire les paramètres effectifs des métamatériaux nous nous basons sur la procédure d'homogénéisation et la méthode présentée dans [65-66]. Nous avons développé un programme sur Matlab R2007b. Les formules utilisées pour les calculs de ces paramètres en fonction des paramètres S sont données ci-dessous [65-66] :

$$Z_{eff} = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (3.14)$$

$$e^{jnk_0d} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}\frac{Z-1}{Z+1}} \quad (3.15)$$

$$n_{eff} = \frac{1}{k_0d} \left\{ \left[\text{Im}[\ln(e^{jnk_0d})] + 2m\pi \right] - j \left[\text{Re}[e^{jnk_0d}] \right] \right\} \quad (3.16)$$

$$m = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{n_{eff}}{Z_{eff}} \quad (3.17)$$

$$\mu_{eff} = n_{eff} \times Z_{eff} \quad (3.18)$$

Avec k_0 représente le nombre d'onde dans le vide, d l'épaisseur du métamatériau et m un nombre entier.

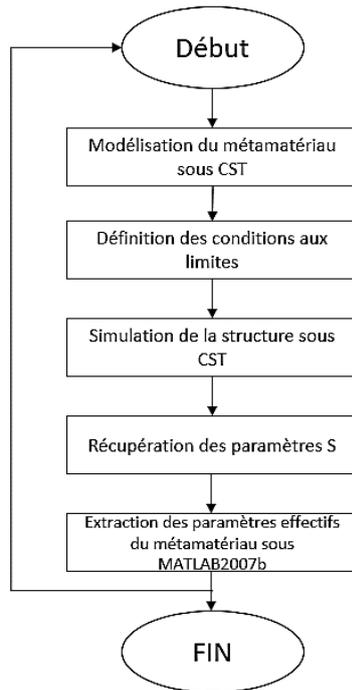


Figure III.2. L'algorithme pour l'extraction des paramètres effectifs du métamatériau.

Afin de tester la validité de la méthode présentée dans [65-66] ainsi que du programme qui a été développé pour l'extraction des paramètres effectifs. Nous avons modélisé un cube ayant une arête de $d=2.5$ mm sous CST Studio suite, conçu à base de matériau diélectrique de propriétés connus (Rogers RO3003) de permittivité relative $\epsilon_r=3$ et de perméabilité relative $\mu_r=1$ et des pertes diélectrique ($\tan\delta$) de l'ordre de 0.0013(Figure III.3.a). Un conducteur électrique parfait (PEC) et un conducteur magnétique parfait (PMC) ont été définis au niveau des conditions aux limites. La polarisation électrique et magnétique est au long de l'axe-x et l'axe-y respectivement. L'onde EM se propage le long de l'axe-z (Figure III.3.b).

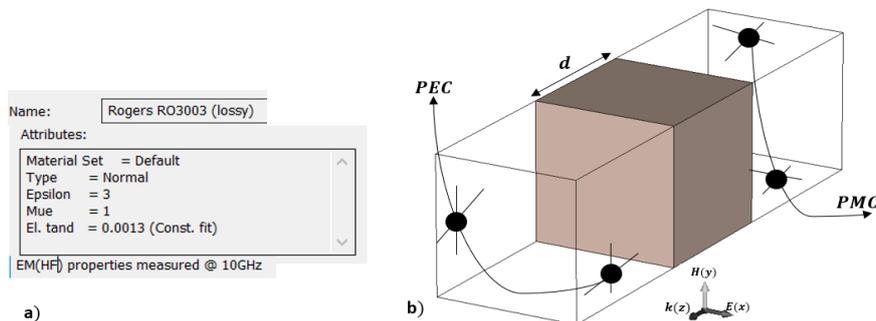


Figure III.3. (a) Caractéristiques du matériau constituant le cube, (b) Configuration de la simulation.

La figure ci-dessous illustre le tracé du coefficient de réflexion S_{11} et du coefficient de transmission S_{21} de la structure (Cube) simulé sous le logiciel CST en fonction de la fréquence. A 5GHz le coefficient de transmission S_{21} est de -0.2607dB.

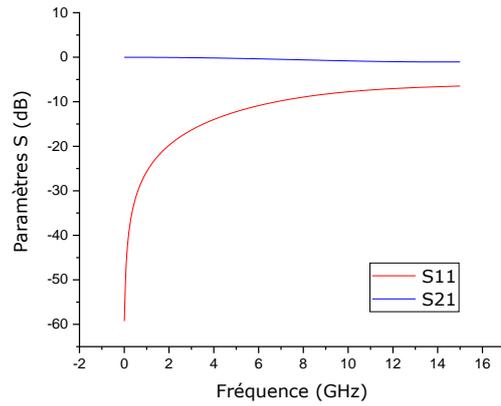


Figure III.4. Le coefficient de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} pour le cube.

Les paramètres effectifs extraits du cube simulé sous CST par le programme sont illustrés sur la figure III.5.

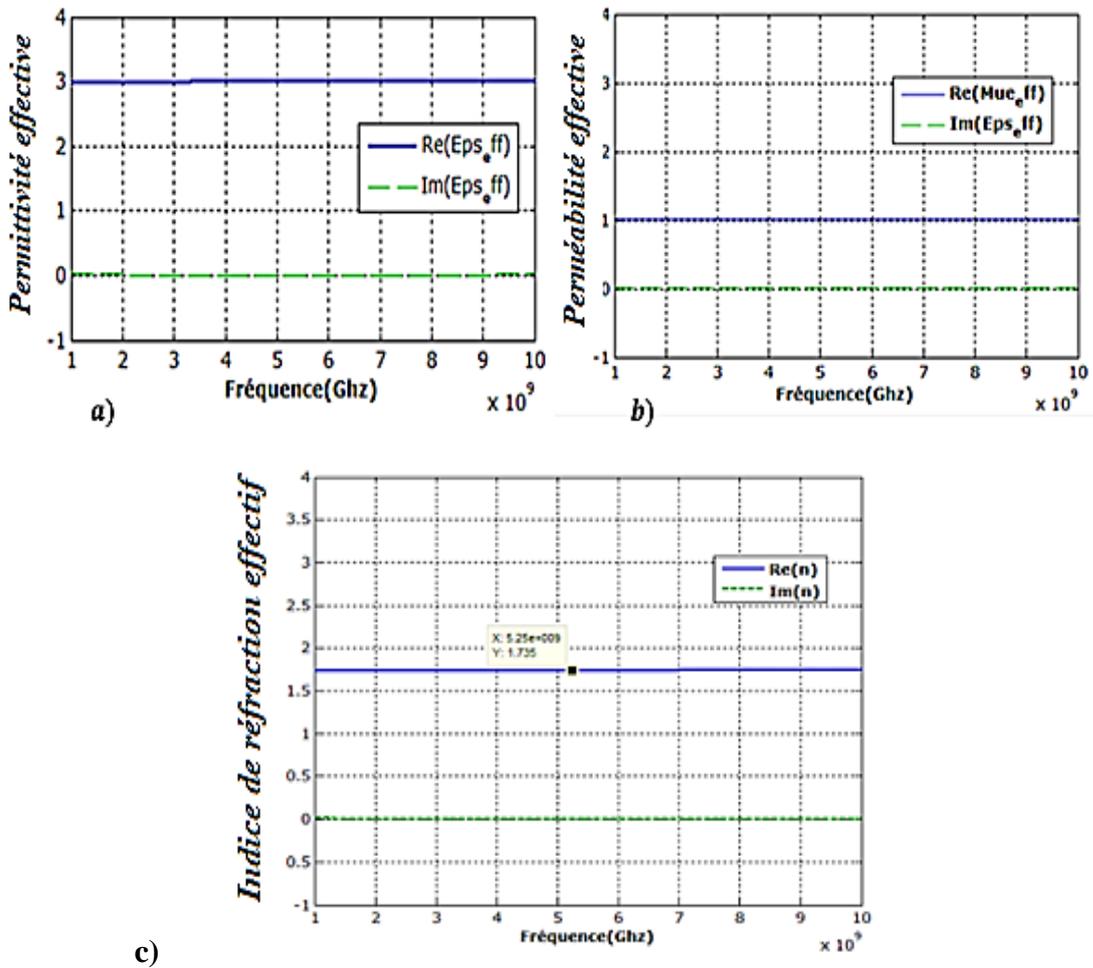


Figure III.5. Paramètres effectifs extraits, a) Permittivité effective, b) perméabilité effective, c) indice de réfraction effectif.

Les paramètres effectifs extraits correspondent à ceux du Rogers RO3003 fournis par le fabricant la partie réelle de la permittivité effective $Re(\epsilon_{eff})=3$, ainsi que celle de la perméabilité effective $Re(\mu_{eff})=1$ sur l'ensemble de la bande de fréquence pour un indice de réfraction effectif $Re(n_{eff})=1,73$. Cela valide la méthode présentée dans [65-66] et du programme d'extraction développé.

III.5. Modélisation de l'antenne patch

Dans cette partie nous concevons l'antenne patch par méthode empirique, puis nous affinons les dimensions de la structure en utilisant le logiciel CST.

III.5.1. Conception par méthode empirique

La conception pratique d'une antenne patch circulaire avec une alimentation coaxiale sera mise en œuvre en utilisant les formules approchées issues du modèle de la cavité. La procédure assume la connaissance de la constante diélectrique du substrat ϵ_r , la fréquence de résonance f_r désirée et la hauteur du substrat h . La conception suit donc les étapes suivantes [19] :

- Spécification de ϵ_r , f_r et h .
- Détermination de a .
- Détermination des coordonnées de point d'alimentation X_f et Y_f .

La structure de l'antenne patch circulaire proposée est illustrée sur la Figure suivante :

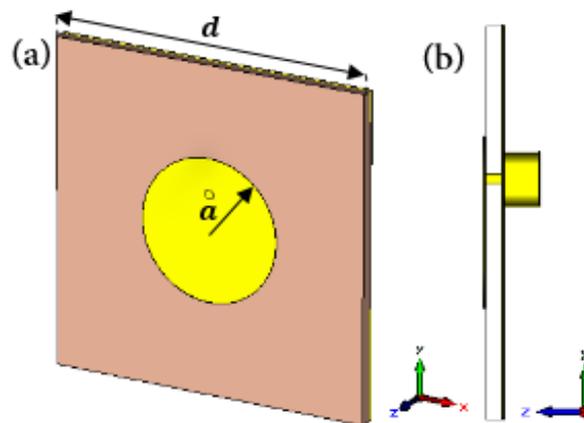


Figure III.6. Antenne micro-ruban conventionnelle alimentée par une sonde coaxiale. (a) Vue globale. (b) Vue de droite.

Où d représente la largeur du substrat, h est la hauteur du substrat et a le rayon du patch de l'antenne. Les paramètres essentiels de l'antenne ont été calculés en utilisant les équations (3.19) et (3.20) [19].

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (3.19)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.20)$$

L'antenne micro-ruban proposée est réalisée sur un substrat diélectrique de type FR-4 ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$ et des pertes diélectrique ($\tan \delta$) de l'ordre de 0.025 d'une épaisseur $h = 1.6 \text{ mm}$. Elle est dimensionnée pour résonner à une fréquence de 5 GHz, Le rayon calculé dans le cas du mode fondamental est de $a = 7.85 \text{ mm}$. L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale figure. III.6(b). Les paramètres essentiels de l'antenne sont résumés dans le tableau III.1.

TABLEAU III.1 : PARAMETRES DE L'ANTENNE PATCH.

Fréquence f_r	5 GHz
Type de substrat	FR-4
Constant diélectrique ϵ_r	4.3
Dimension du substrat (d)	40 mm
Épaisseur du substrat (h)	1.6 mm
Rayon du patch (a)	7.8 mm
Épaisseur du cuivre	35 μm
Position de la sonde X_f	0.1 mm
Position de la sonde Y_f	3.6 mm

III.5.2. Simulation et affinement de la structure

Après avoir calculé les valeurs approximatives des dimensions de la structure proposée, nous passons à la simulation en utilisant le logiciel CST basé sur des méthodes d'analyse numérique plus précises. Cela nous permettra d'affiner la structure et de faire l'étude de ses caractéristiques en fonction de la variation de quelques paramètres. Tout d'abord nous allons construire la structure de notre antenne sur CST. Le module du coefficient de réflexion S11 en dB de cette structure en fonction de la fréquence est donné (après simulation) par la Figure III.7. On remarque que le coefficient de réflexion est un peu élevé (égale à -14.35 dB) pour une fréquence de 4.95 GHz. Cette fréquence est décalée par rapport à la fréquence de résonance voulue (5GHz), cela montre les limites des relations empiriques. Après optimisation en changeant sensiblement la position de la sonde ainsi que la valeur du rayon du patch de l'antenne. L'adaptation de l'antenne obtenue avec la simulation sur CST après affinement de la structure est présenté sur la Figure III.7.

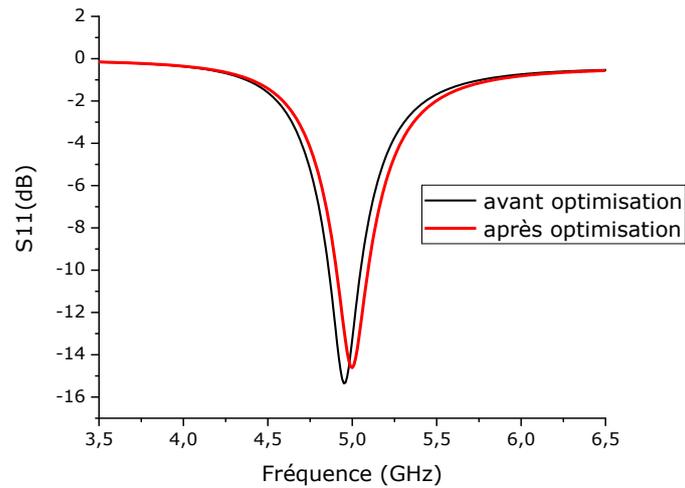


Figure III.7. Coefficient de réflexion de l'antenne patch seule avant et après optimisation.

L'antenne patch optimisée présente une fréquence de résonance de 5GHz avec un coefficient de réflexion de -14.61dB et une bande passante à -10dB de 3.66%. Le diagramme de rayonnement en gain et en directivité en 3-D sont donnés sur la figure III.8.

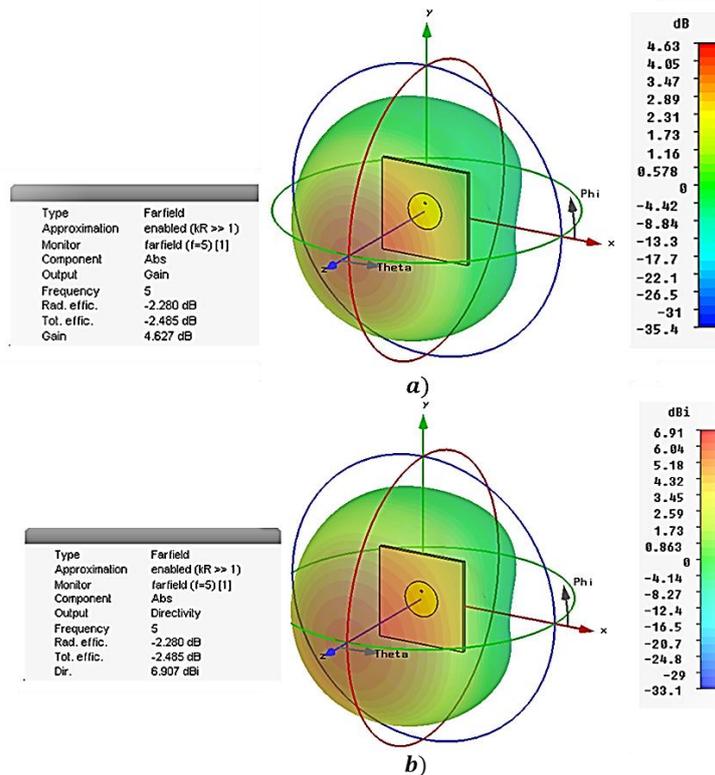


Figure III.8. a) Diagramme de rayonnement en gain en 3-D, (b) Diagramme de la Directivité en 3D.

Le gain dans le plan E ($\phi = 90^\circ$) et le plan H ($\phi = 0^\circ$) est représenté sur la figure ci-dessous :

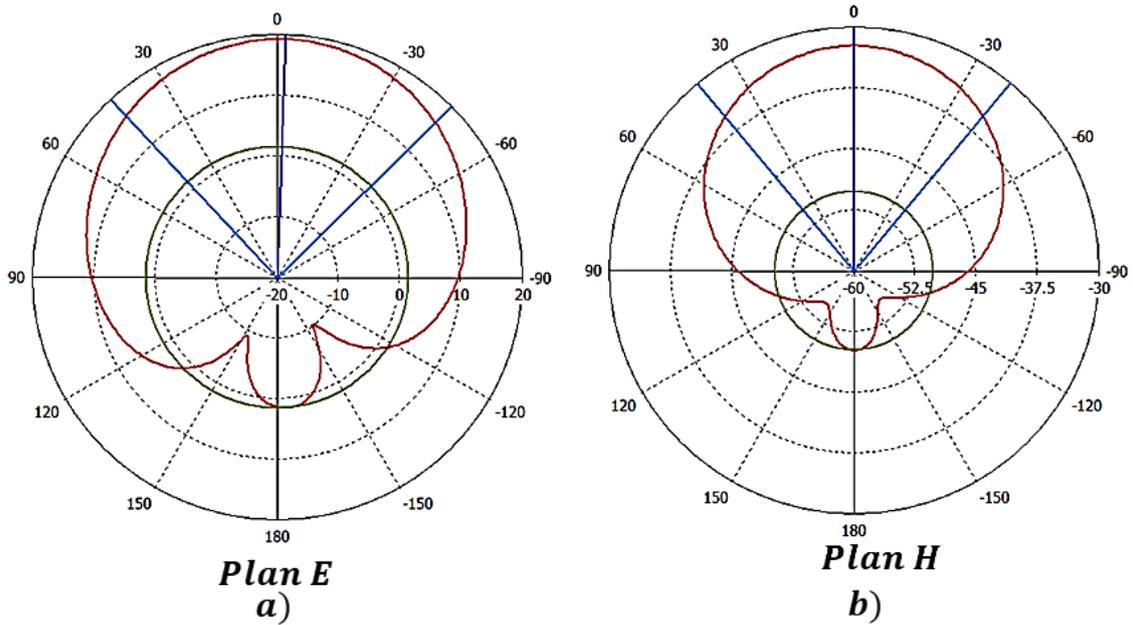


Figure III.9. Diagramme de rayonnement en gain dans les plans : (a) E et (b) H de l'antenne patch seule.

Le gain maximal de l'antenne seule à la résonance est de l'ordre de 4.63dB avec un lobe secondaire maximal de -17.9dB. L'antenne présente une directivité de 6.9dBi avec un angle d'ouverture à -3dB de 79.4°.

La Figure III.10. Montre respectivement la puissance rayonnée par l'antenne, acceptée, la puissance d'insertion, ainsi que la puissance dissipée (pertes diélectrique, ohmique, d'ondes de surface), en fonction de la fréquence pour une puissance totale simulée de 0.5Watt.

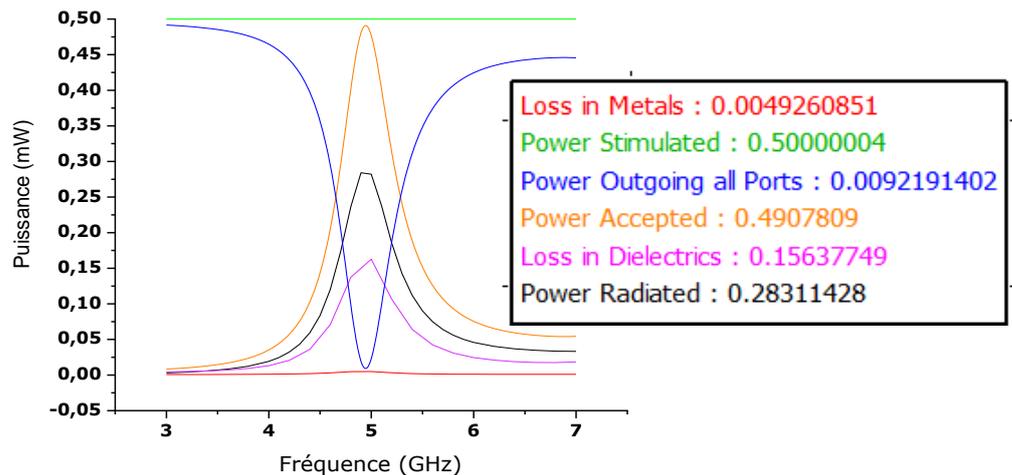


Figure III.10. Puissances simulées en fonction de la fréquence de l'antenne seule.

L'efficacité totale ε_T de l'antenne définit par la relation suivante :

$$\varepsilon_T = \varepsilon_M \times \varepsilon_R \quad (3.21)$$

Avec ϵ_M représente l'efficacité d'adaptation, L'efficacité totale de l'antenne est toujours inférieure à l'efficacité de rayonnement, celle-ci est comprise entre 0 et 1. En prenant en considération l'ensembles des pertes et pour une efficacité de rayonnement simulée à 5GHz de 0.5914 (59.14%). Le tracé de l'efficacité totale de l'antenne seule en fonction de la fréquence est représenté sur la figure III.11. L'efficacité totale de l'antenne est de 0.5663 à la résonnance, le taux d'onde stationnaire de l'antenne à 5GHz (VSWR) est de 1.456. Les principales caractéristiques de l'antenne sont résumées sur le tableau III.2.

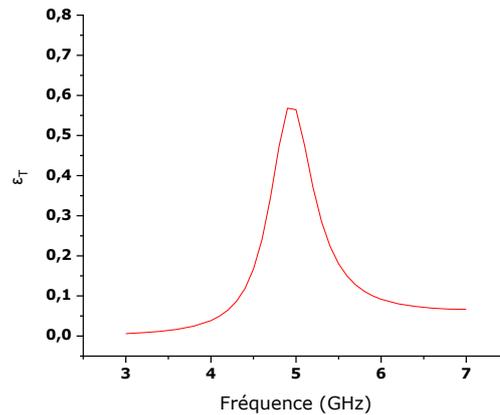


Figure III.11. L'efficacité de l'antenne seule.

TABLEAU III.2 : CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE SEULE.

Fréquence f_r	5 GHz
$ S_{11} $ (dB)	-14.61
Gain (dB)	4.623
Directivité (dBi)	6.907
$\Delta f / \Delta f_r$ (%)	3.66
Puissance acceptée (mW)	490
Puissance rayonnée (mW)	283
VSWR	1.456
Efficacité de rayonnement ϵ_R (%)	59.14
Efficacité totale ϵ_T (%)	56.63

III.6. Couche antireflet

Dans ce paragraphe nous effectuerons le dimensionnement d'une couche antireflet pour l'antenne proposée, celle-ci a pour objectif de faire en sorte qu'à 5GHz (fréquence de résonnance de l'antenne) la totalité du rayonnement sous incidence normal sont transmis sans réflexion au niveau de l'interface séparant le substrat de l'espace libre.

III.6.1. Dimensionnement

Le substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$ présente un indice de réfraction $n_a = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} = 2.07$. Les coefficients de réflexion et de transmission dans le cas de l'antenne sans la couche antireflet (Figure. III.12), peuvent s'exprimer respectivement directement en fonction de l'indice de réfraction comme suit [60] :

$$\Gamma_1 = \rho_1 = \frac{n_b - n_a}{n_b + n_a}, \quad T = \tau_1 = 1 + \rho_1 \quad (3.22)$$

Avec ρ_1, τ_1 représente les coefficients de réflexion et de transmission élémentaire depuis la gauche de l'interface de séparation et $n_b = 1$ représente l'indice de réfraction de l'air. Nous trouvons $\Gamma_1 = -0.35$ et $T = 0.65$. Il s'ensuit que la réflectance et la transmittance sont [60]:

$$|\Gamma_1|^2 = 0.125, \quad |T|^2 = 1 - |\Gamma_1|^2 = 0.8775$$

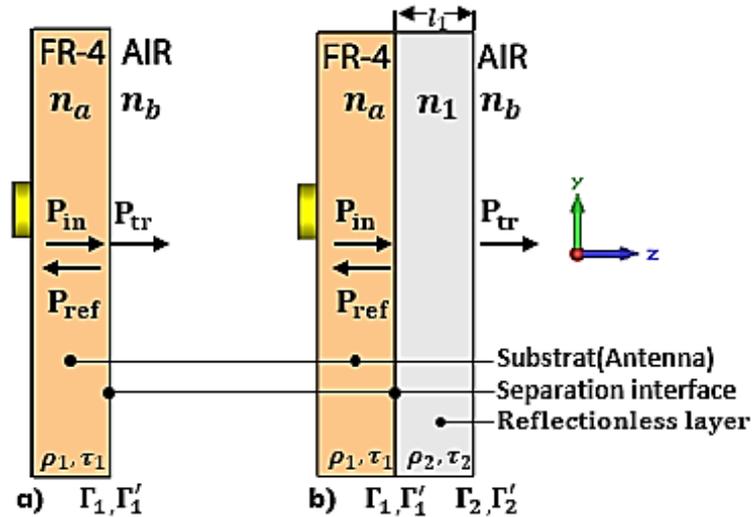


Figure III.12. La puissance à travers l'interface de séparation (FR-4/Air) (a) sans couche antireflet. (b) Avec couche antireflet.

Les relations entre la puissance, la réflectance et la transmittance sont données par [60] :

$$P_{ref} = P_{in} |\Gamma_1|^2 \quad (3.23)$$

$$P_{tr} = P_{in} (1 - |\Gamma_1|^2) \quad (3.24)$$

$$P_{in} = P_{ref} + P_{tr} \quad (3.25)$$

Où P_{in}, P_{ref}, P_{tr} représentent respectivement les Puissances incidente, réfléchiée et transmise. Cela signifie que 12.5% de la puissance émise par l'antenne est réfléchiée au niveau de l'interface de séparation (FR-4/Air) contre 87.75% qui est transmise vers l'espace libre (Air). L'ajout d'une couche antireflet au-dessus du substrat de l'antenne permet donc de faire transmettre la totalité de la puissance vers l'air. Son dimensionnement s'effectue selon les relations suivantes [60] :

$$n_1 = \sqrt{n_a n_b} \quad (3.26)$$

$$n_1 l_1 = \frac{\lambda_0}{4} \quad (3.27)$$

Où n_1, l_1, λ_0 représente respectivement l'indice de réfraction de la lame à la fréquence de travail, l'épaisseur de la lame, la longueur d'onde dans le vide. Pour la fréquence de résonance de notre antenne $f_r = 5$ GHz la couche antireflet quart d'onde doit présenter un indice de réfraction $n_1 = 1.44$ et une largeur $l_1 = 10.5mm$. Dans ce cas, le coefficient de réflexion au niveau de l'interface de séparation s'exprime comme suit [60] :

$$\Gamma_1 = \frac{n_a n_b - n_1^2}{n_a n_b + n_1^2} \quad (3.28)$$

La réflectance calculée est de $|\Gamma_1|^2 = 0$ ce qui signifie que la transmittance est de $|T|^2 = 1$ ainsi la totalité de la puissance émise par l'antenne sous incidence normal sera transmise. La Figure III.13 montre la réflectance $|\Gamma(f)|^2$ en fonction de la fréquence pour l'antenne sans et avec la couche antireflet proposée.

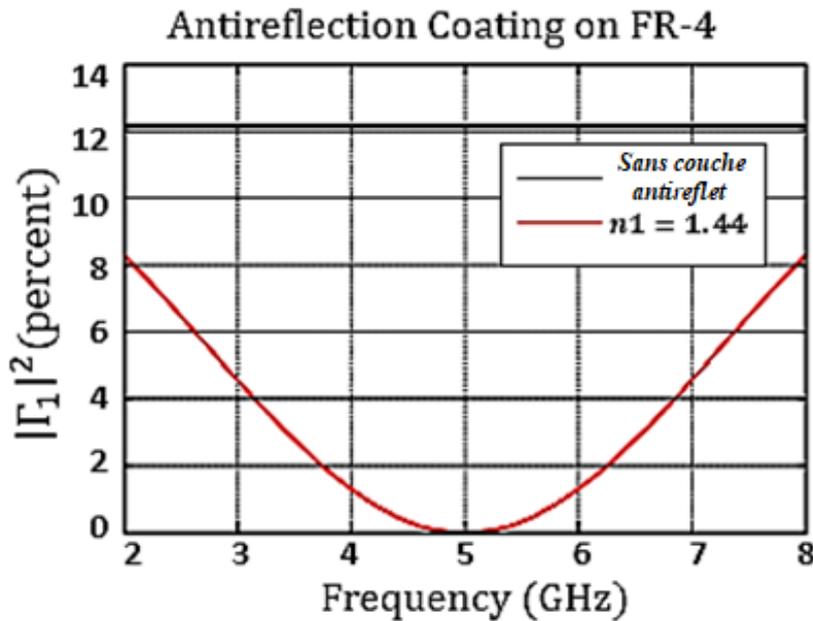


Figure III.13. La réflectance en fonction de la fréquence.

III.6.2. Design de la couche antireflet à base de métamatériau

Nous nous sommes intéressés à plusieurs types de métamatériaux pour la conception de la couche antireflet. Le métamatériau présenté dans [67] (Le résonateur en U) ayant une gravure métallique sous forme d'un U illustré sur la figure III.14(a) est celui qui a été choisi pour la conception de cette dernière. Celui-ci exploité à des fréquences beaucoup plus basses que sa fréquence de résonance permet d'assurer une valeur constante de l'indice de réfraction sur la bande de fréquence utile de l'antenne. Nous nous intéressons dans le cas de notre travail à sa région de non résonance. La couche antireflet proposée est réalisée à base de Métamatériau. La cellule unitaire du métamatériau est réalisée sur une couche diélectrique de type FR-4 ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$ d'épaisseur de 1.58 mm et des pertes diélectrique ($\tan \delta$) de l'ordre de 0.025 . Elle est placée entre deux couches d'air figure III.14(b).

Les paramètres de dispersion ont été calculés avec le Logiciel CST Microwave Studio. Un conducteur électrique parfait (PEC) et un conducteur magnétique parfait (PMC) ont été définis au niveau des conditions aux limites. La polarisation électrique et magnétique est au long de l'axe-x et l'axe-y respectivement.

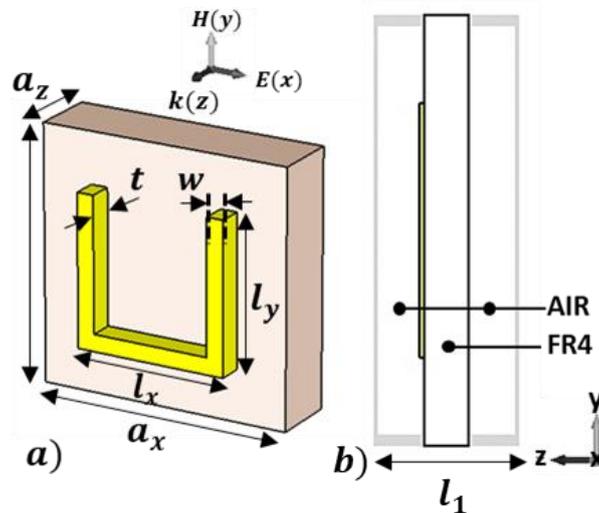


Figure III.14. Design du métamatériau (Résonateur en U) utilisé pour la conception de la couche anti-reflet a) Vue Globale, b) Vue de côté. Les paramètres géométriques sont $a_x = a_y = 10 \text{ mm}$, $a_z = 1.5 \text{ mm}$, $w = 1 \text{ mm}$, $t = 0.035 \text{ mm}$, $l_x = 4.62 \text{ mm}$, $l_y = 8.9 \text{ mm}$, $l_1 = 10.5 \text{ mm}$.

L'onde EM se propage le long de l'axe-z (Figure III.15). Lors de l'application d'un rayonnement électromagnétique suivant cette configuration, un courant est induit au niveau de la partie métallique du méta-atome (patch) qui à son tour entraîne une accumulation de charges aux alentours du gap. Un champ électrique se construit dû à cette accumulation, le champ magnétique lui est concentré dans la région enfermée par l'anneau. Le méta-atome peut être caractérisé par une capacitance effective C qui dépend principalement de la longueur des deux

bras parallèle l_y ainsi que de l'espacement entre eux l_x et par une inductance effective L qui dépend principalement de la largeur du conducteur w , avec une fréquence de résonance du métamatériau $\omega_m^2 = \frac{1}{LC}$. La cartographie des champs E et H pour le couplage électromagnétique simulée par le logiciel CST pour une fréquence de 5GHz est présentée sur les figure III.16 et III.17. Le diagramme du courant surfacique sur le patch métallisé du méta-atome est représenté sur la figure III.18. Le métamatériau dans ce cas est exploité dans sa région de non résonance. Les paramètres géométriques sont $a_x = a_y = 13.3\text{mm}$, $a_z = 1.5\text{mm}$, $w = 1\text{mm}$, $t = 0.035\text{mm}$, $l_x = 10\text{mm}$, $l_1 = 10.5\text{mm}$.

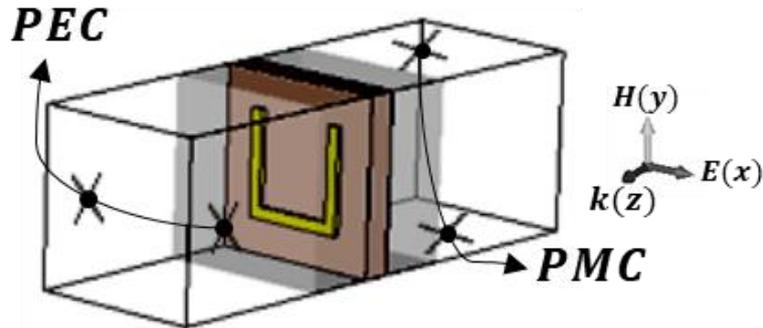


Figure III.15. Configuration de la simulation de la cellule en U sur CST Microwave Studio.

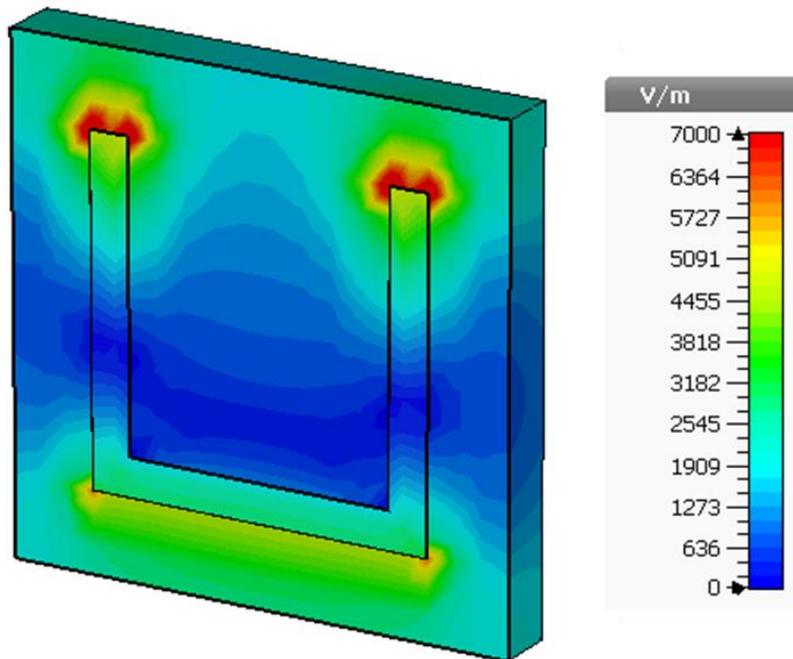


Figure III.16. Répartition du champ E électrique.

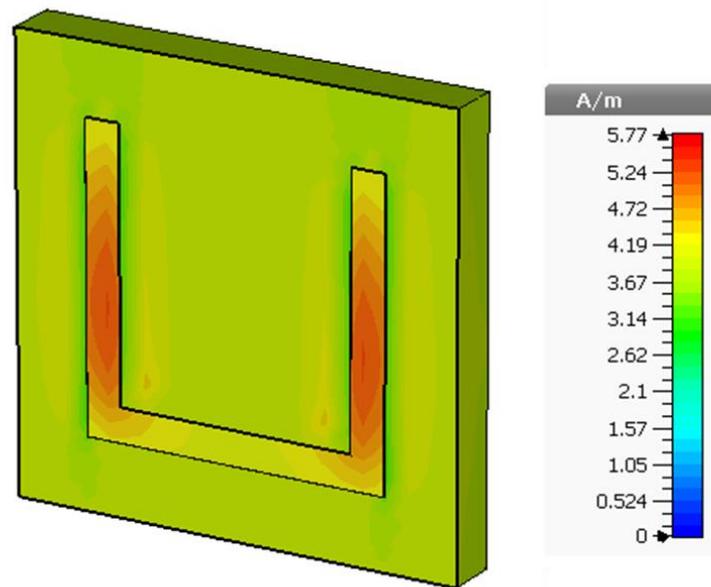


Figure III.17. Répartition du champ H magnétique.

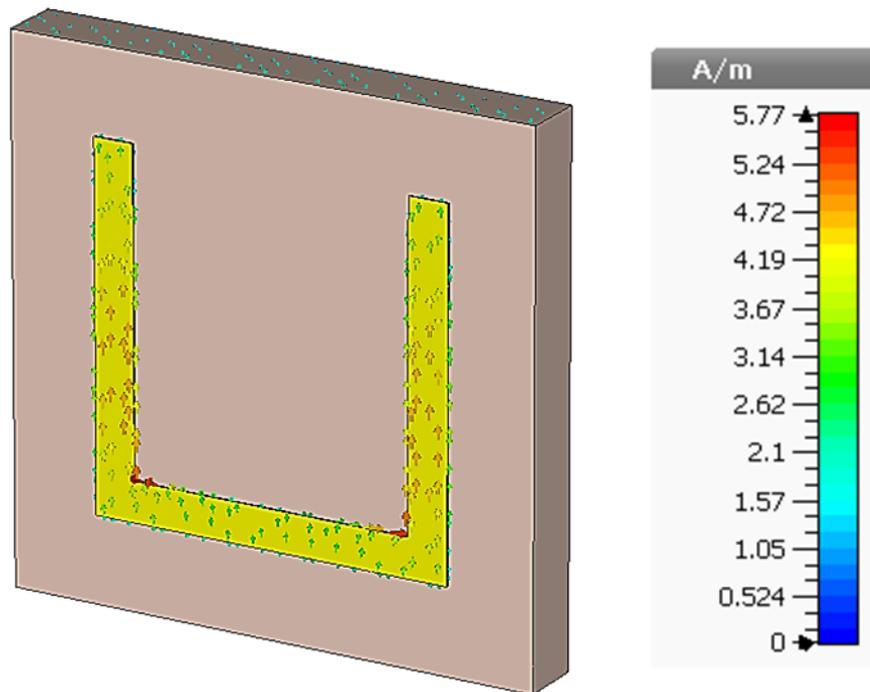


Figure III.18. Répartition du courant surfacique.

Nous observons que le couplage magnétique reste faible par rapport au couplage électrique. Donc, nous pouvons conclure que le couplage du résonateur en U est majoritairement électrique par conséquent il est capacitif. De ce fait dans une telle structure, l'indice de réfraction n_{eff} dépend principalement de l'activité électrique qui elle dépend fortement de la

longueur l_y des deux bras parallèles du résonateur en U. La figure III.19. illustre le tracé des coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 simulés pour une cellule unitaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_y .

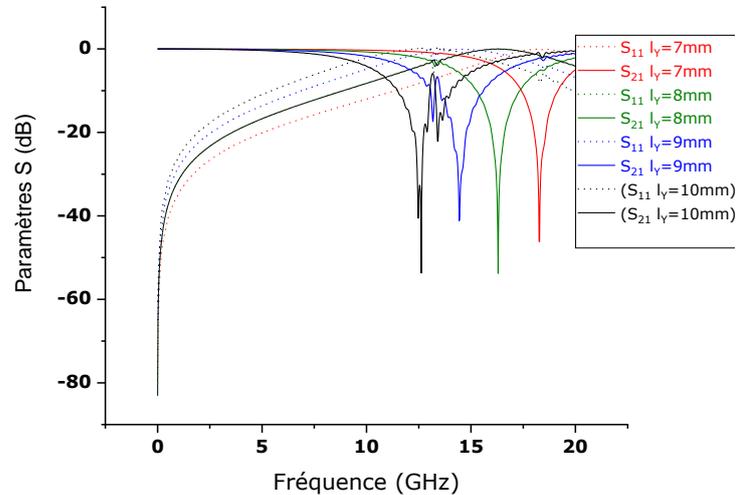


Figure III.19. Coefficient de réflexion S11 et de transmission S21 pour différentes valeurs de L_y .

Les quatre pics à 12.74GHz, 13.66GHz, 15.58GHz et 18.26GHz pour $l_y=10mm$, $l_y=9mm$, $l_y=8mm$ et $l_y=7mm$ représentent respectivement la fréquence de résonance électrique [9] du métamatériau. Celui-ci sera exploité dans sa région de non résonance. Les tracés correspondants des paramètres effectifs de la permittivité effective de l'indice de réfraction effectif ainsi que de la perméabilité effective aux alentours de la fréquence de résonance de l'antenne (5GHz) sont illustrés sur les figures III.20, III.21 et III.22.

Dans le but d'étudier l'influence des paramètres géométriques de la structure sur l'activité électrique et l'activité magnétique pour différentes valeurs de l_x avec $l_y=10mm$ les tracés des paramètres effectifs extraits sont illustrés sur la figure III.23, III.24, et III.25. De même pour différentes valeurs de W avec $l_x=l_x=10mm$ les tracés des paramètres effectifs du métamatériau sont illustrés sur les figures III.26, III.27, et III.28. Avec $a_x = a_y = 13.3mm, a_z = 1.5mm, t = 0.035mm, l_1 = 10.5 mm$.

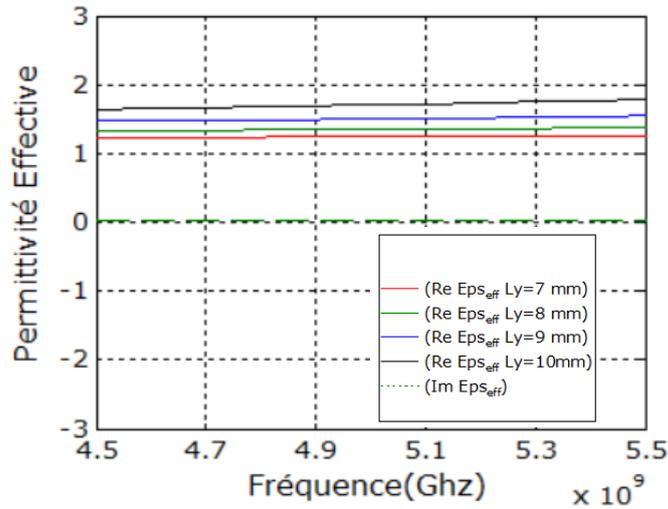


Figure III.20. Tracé de la permittivité effective pour différentes valeurs de L_y .

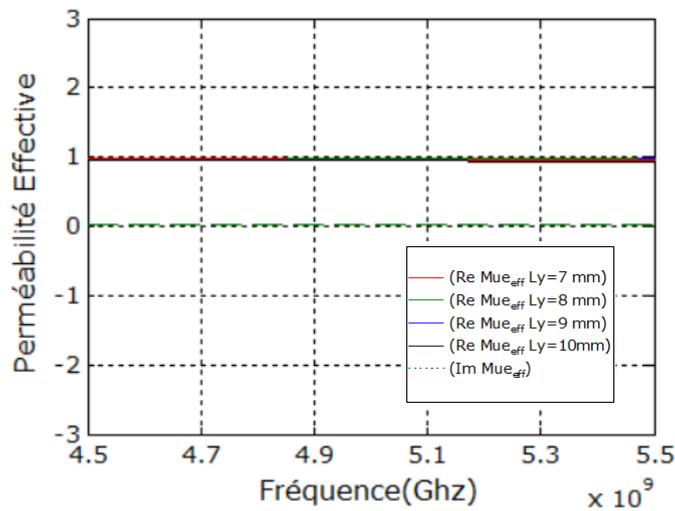


Figure III.21. Tracé de la perméabilité effective pour différentes valeurs de L_y .

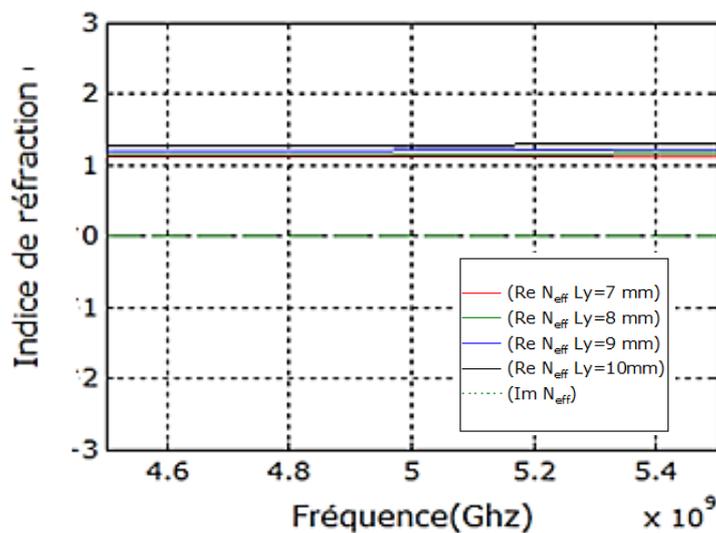


Figure III.22. Tracé de l'indice de réfraction effectif pour différentes valeurs de L_y .

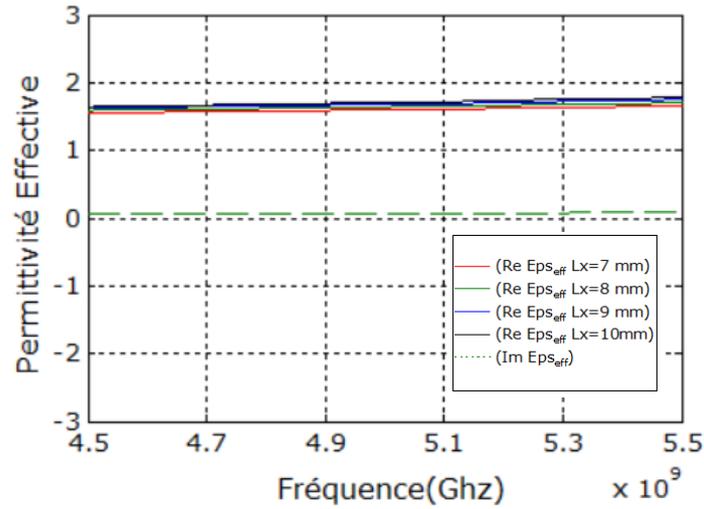


Figure III.23. Tracé de la permittivité effective pour différentes valeurs de L_x .

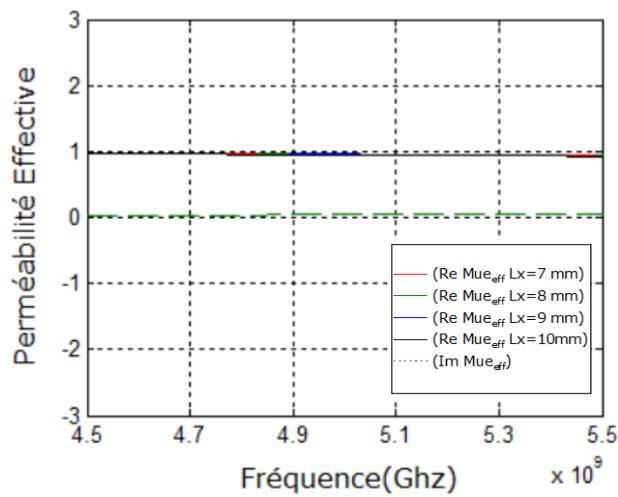


Figure III.24. Tracé de la perméabilité effective pour différentes valeurs de L_x .

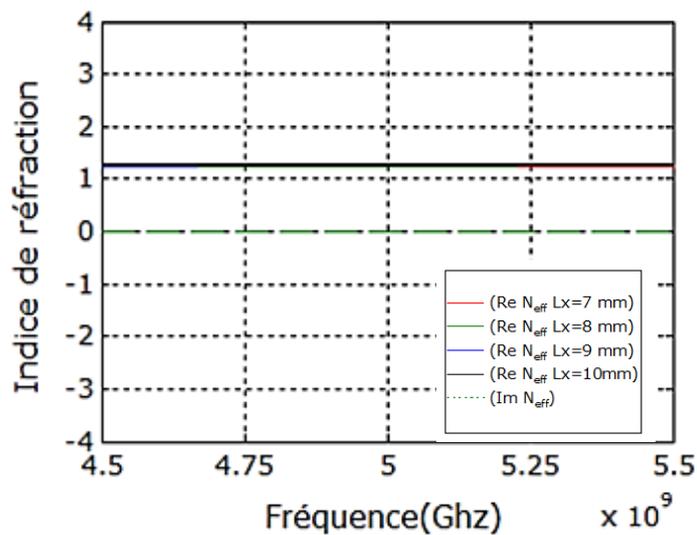


Figure III.25. Tracé de l'indice de réfraction effectif pour différentes valeurs de L_x .

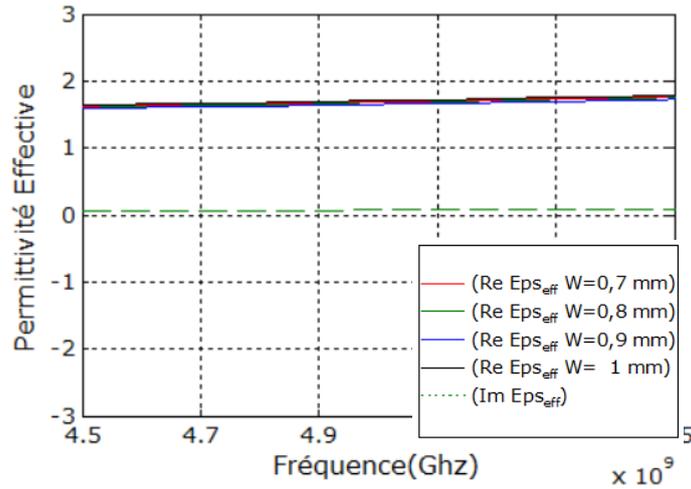


Figure III.26. Tracé de la permittivité effective pour différentes valeurs de W .

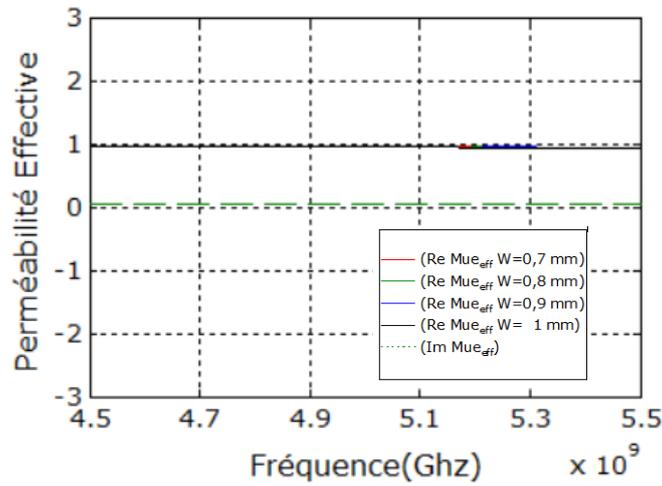


Figure III.27. Tracé de la perméabilité effective pour différentes valeurs de W .

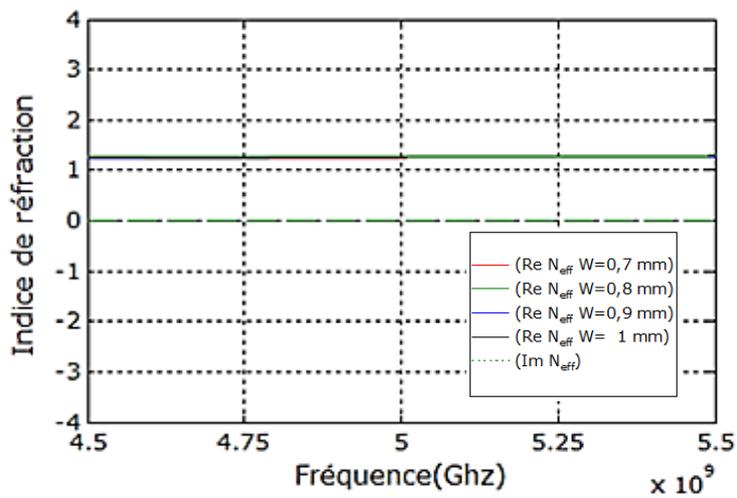


Figure III.28. Tracé de l'indice de réfraction effectif pour différentes valeurs de W .

Nous remarquons depuis l'étude paramétrique effectuée sur le résonateur en U, que la perméabilité effective pour différents cas et pour différentes valeurs de l_y , l_x et W (Figures III.21. III.24. III.27) est quasiment identique. Ceci s'explique par le fait que l'activité magnétique au niveau d'une telle structure est quasiment inexistante. A la différence de la perméabilité, la permittivité effective augmente pour des valeurs plus élevées de l_y comme nous pouvons le remarquer sur la Figure III.20. Celle-ci ne varie que sensiblement en fonction de la longueur du bras latérale l_x (Figure III.23) et reste inchangé pour des valeurs différentes de W (Figure III.26). Comme mentionner précédemment le couplage du résonateur en U est majoritairement électrique et la valeur de l'indice de réfraction dépend principalement de la longueur l_y (Figure III.22. III.25. III.28) qui agit de manière assez significative sur la permittivité effective. Ce qui rend pratique l'ajustement de la valeur de l'indice de réfraction effective. Celui-ci augmente pour des valeurs plus élevées de l_y Figure III.22 et est constant sur une large bande de fréquence. Dans notre cas l'indice de réfraction effectif de la couche anti-reflet selon le dimensionnement effectué doit être égale à 1.44 et d'épaisseur de 10.5mm à la fréquence de résonance de notre antenne 5GHz. La valeurs des paramètres effectifs extraits en fonction de l_y , l_x et W sur la bande de fréquence utile de l'antenne, sont résumés sur le tableau III.3.

TABLEAU III.3 : VALEURS DES PARAMETRES EFFECTIFS

Bande de fréquence	Longueur L_y	Longueur L_x	Largeur W	$Re(n_{eff})$	$Re(\epsilon_{eff})$	$Re(\mu_{eff})$
4.5 – 5.5 GHz	7 mm	10 mm	1 mm	1.103 – 1.109	1.231 – 1.26	~1
	8 mm			1.144 – 1.151	1.33 – 1.376	~1
	9 mm			1.197 – 1.213	1.468 – 1.546	~1
	10 mm			1.26 – 1.291	1.642 – 1.788	~1
4.5 – 5.5 GHz	10 mm	7 mm	1 mm	1.23 – 1.25	1.555 – 1.656	~1
		8 mm		1.242 – 1.265	1.59 – 1.705	~1
		9 mm		1.235 – 1.28	1.622 – 1.754	~1
		10 mm		1.26 – 1.291	1.642 – 1.788	~1
4.5 – 5.5 GHz	10 mm	10 mm	0.7 mm	1.240 – 1.273	1.58 – 1.73	~1
			0.8 mm	1.25 – 1.281	1.614 – 1.758	~1
			0.9 mm	1.254 – 1.286	1.627 – 1.773	~1
			1 mm	1.26 – 1.291	1.642 – 1.788	~1

III.6.3. Conception de la couche antireflet à base de métamatériau

La couche est conçue par une texturation de 9 (3x3) cellules du résonateur en U de dimension géométrique 40mm x 40mm x 10.5mm (Figure III. (29)). Après optimisation le tracé de l'indice de réfraction effectif en fonction de la fréquence est illustré sur la Figure III.30. La valeur de celui-ci est égale à $n = 1.44 + i0.003788$ à 5GHz. L'indice de réfraction effectif est quasiment constant et ne varie que très peu sur une bande de 200 MHz aux alentours de 5GHz (tableau III.4).

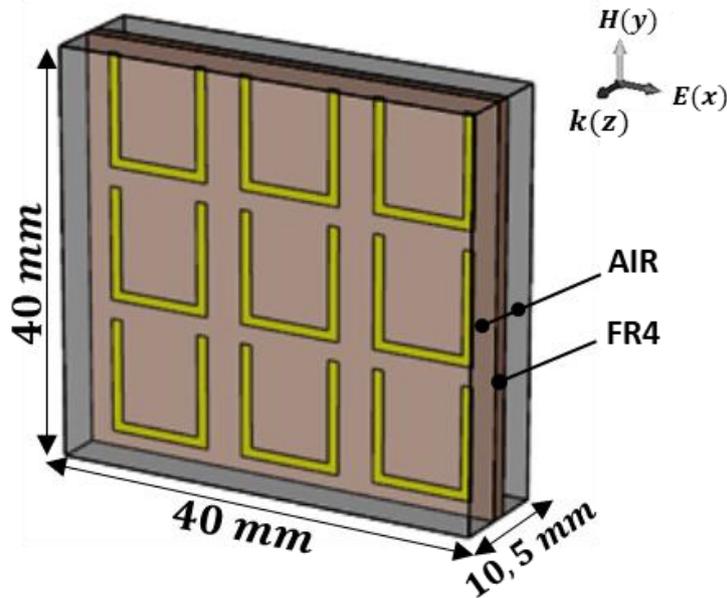


Figure III.29. Couche antireflet conçue à base de métamatériau pour l'antenne patch proposée. $a_x = a_y = 13.3mm, a_z = 1.5mm, w = 1mm, t = 0.035mm, l_x = 9.6mm, l_y = 11.1mm, l_1 = 10.5 mm$.

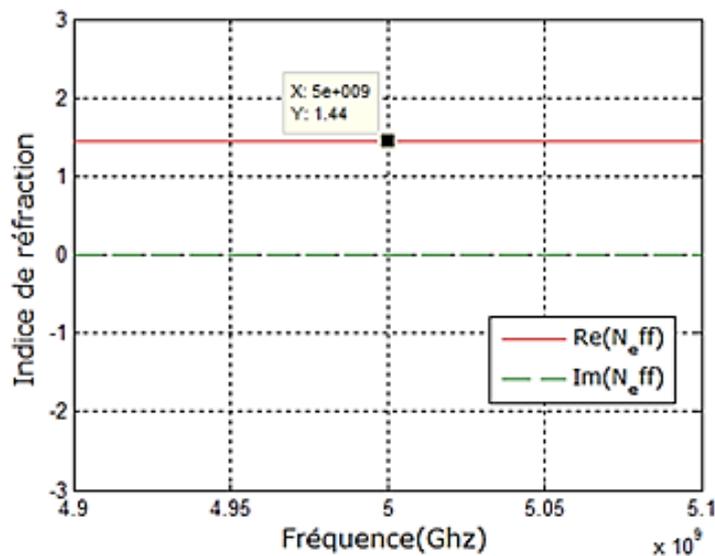


Figure III.30. Indice de réfraction de la couche antireflet.

TABLEAU III.4 : VARIATION DE L'INDICE DE REFRACTION EFFECTIF DE LA COUCHE ANTIREFLET

Bande de fréquence	$Re(n_{eff})$	$Im(n_{eff})$
4.9 – 5.1 GHz	1.435 – 1.448	0.002906 – 0.00654

III.7. Antenne en présence de la couche antireflet à base de métamatériau

La couche antireflet à base de métamatériau est positionnée au-dessus de l'antenne patch (Figure III.31). L'antenne est alimentée par un câble coaxial d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$. Le coefficient de réflexion simulé $|S_{11}|$ de l'antenne avec et sans couche anti-reflet est illustré sur la Figure III.32.

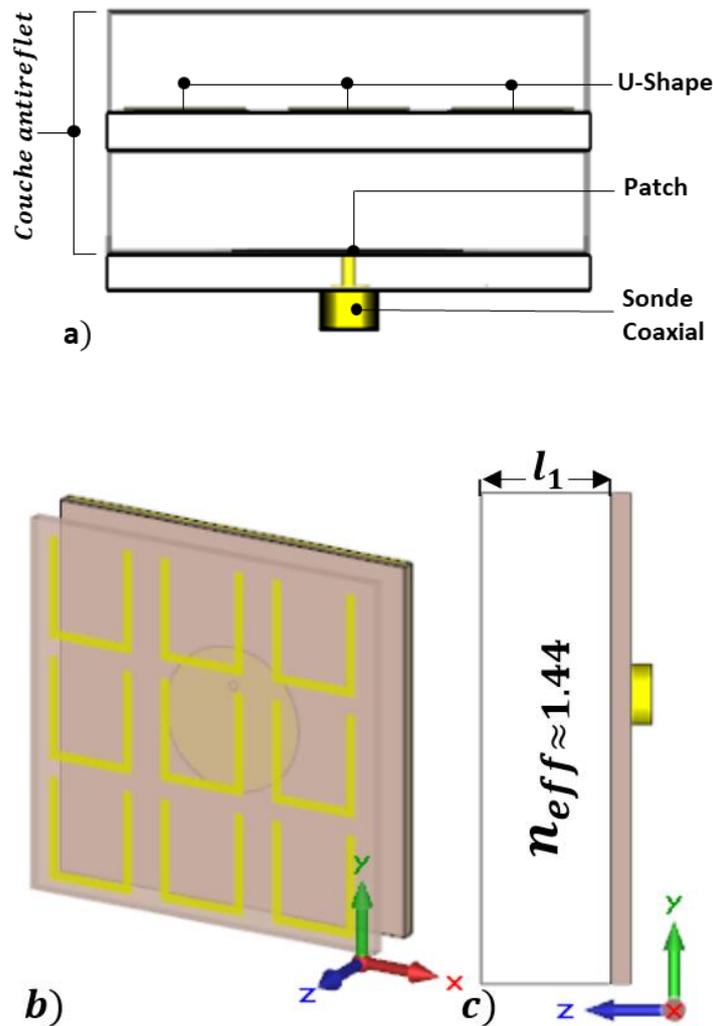


Figure III.31. a) Configuration de l'antenne en présence de la couche antireflet à base de métamatériau. (b) Vue en 3D, c) Vue de face.

L'antenne en présence de la couche antireflet à base de métamatériau présente un coefficient de réflexion de -42.97dB à 5.15GHz au lieu de 14.61dB pour une fréquence de résonance de 5GHz pour l'antenne seule avec une bande passante à -10dB de 4.5% . Le décalage entre les fréquences de résonance est dû au superstrat. Après optimisation de l'antenne en présence de la couche antireflet pour une résonance à 5GHz , les courbes du module du coefficient de réflexion pour l'antenne seule, en présence de la couche antireflet sans optimisation et en présence de la couche antireflet avec optimisation est illustré sur la figure suivante :

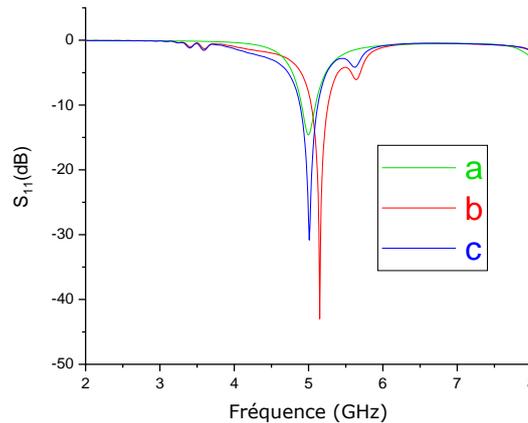


Figure III.32. Coefficient de réflexion S_{11} . a) antenne seule b) l'antenne patch en présence de la couche antireflet à base de métamatériau sans optimisation, c) après optimisation.

Après optimisation l'antenne en présence de la couche antireflet présente un coefficient de réflexion de -27.69dB pour une fréquence de résonance de 5GHz . La bande passante à -10dB est de 4.93% . Le diagramme de gain et de la directivité en 3-D de l'antenne-couche antireflet optimisée est donné sur la figure III.33.

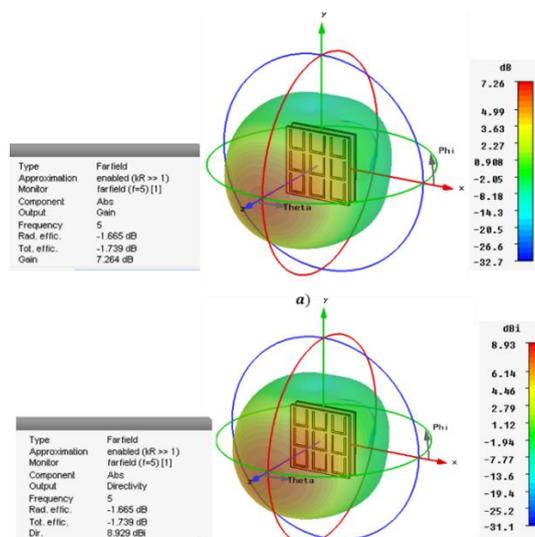


Figure III.33. Diagramme de rayonnement en 3-D de l'antenne en présence de la couche antireflet. a) en gain, b) de la directivité.

Le gain dans le plan E ($\phi = 90^\circ$) et le plan H ($\phi = 0^\circ$) est représenté sur la figure ci-dessous :

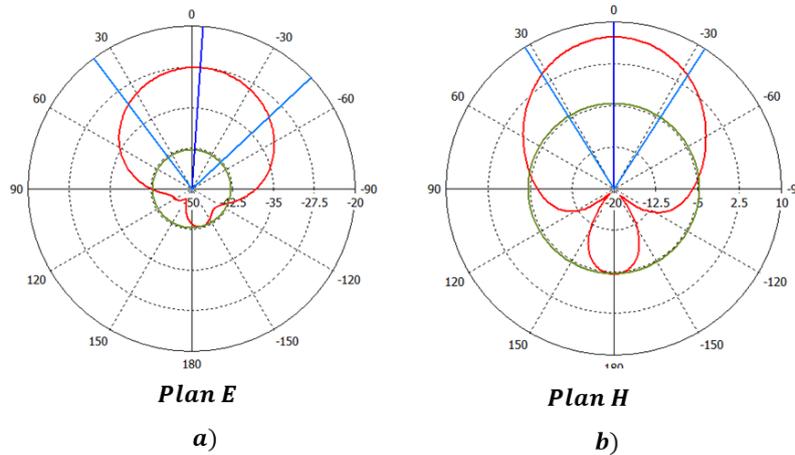


Figure III.34. Diagramme de rayonnement en gain dans les plans : (a) E et (b) H de l'antenne patch en présence de la couche antireflet optimisée.

Le gain maximal de l'antenne en présence la couche antireflet optimisée à la résonance est de l'ordre de 7.26dB avec un lobe arrière maximal de -11. 9dB. L'antenne présente une directivité de 8.93dBi avec un angle d'ouverture à -3dB de 65° . Un gain supérieur de 2.637dB de plus et une meilleure directivité de 2dBi de plus par rapport au gain et à la directivité de l'antenne seule.

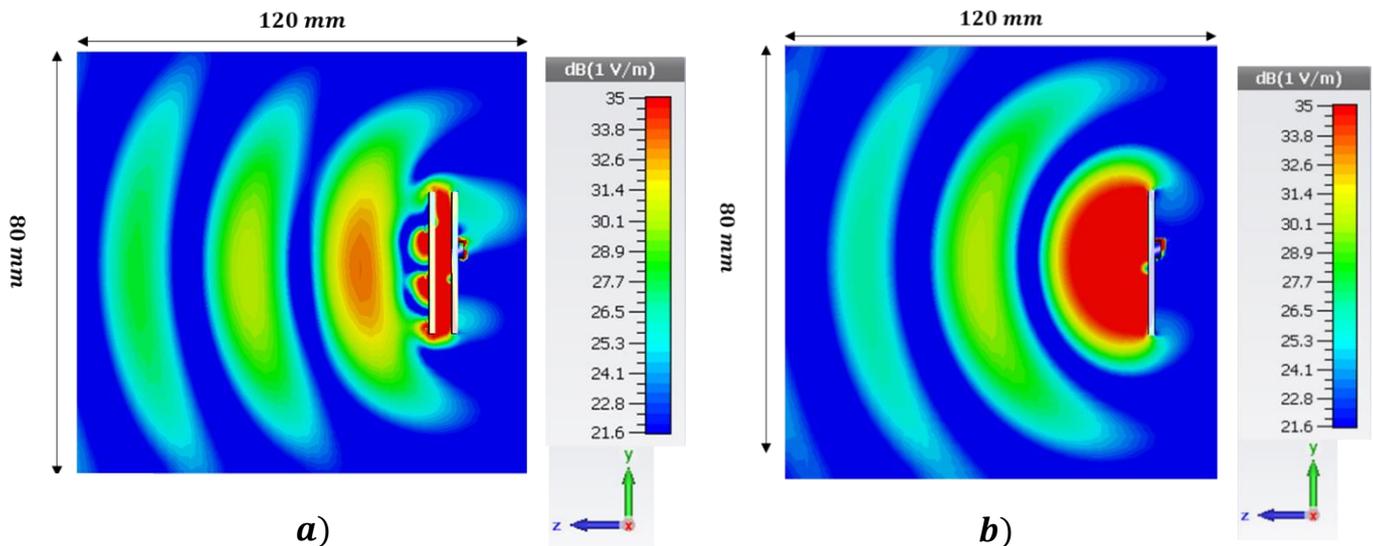


Figure III.35. Distribution du champ E à 5 GHz : (a) antenne en présence de la couche antireflet à base de métamatériau. (b) antenne seule

La figure III.35 illustre la distribution du champ E en l'absence et en la présence de la couche antireflet. Nous voyons que dans le cas de l'antenne toute seule, le champ E rayonné par l'antenne est équiréparti dans la boîte de rayonnement utilisée pour la simulation sous CST.

Dans le cas où la couche antireflet est au-dessus de l'antenne, on observe une focalisation du champ E dans le métamatériau qui est ensuite reparti uniformément dans l'espace libre. Cette modification de distribution de champ E dans l'environnement de l'antenne entraîne une amélioration du gain et de la directivité.

La Figure III.36. Montre respectivement la puissance rayonnée par l'antenne en présence de la couche antireflet optimisée, acceptée, la puissance d'insertion, ainsi que la puissance dissipée (pertes diélectrique, ohmique, d'ondes de surface), en fonction de la fréquence pour une puissance totale de 0.5Watt.

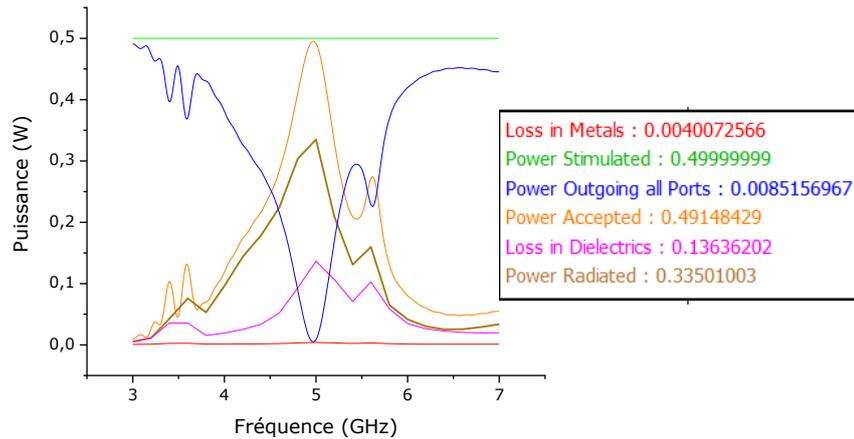


Figure III.36. Puissances calculés pour l'antenne en présence de la couche antireflet.

En présence de la couche antireflet l'antenne rayonne une puissance de 335 mW soit 51.8 mW de plus par rapport à celle rayonnée par l'antenne seule. Une amélioration assez considérable. La Figure III.37 illustre l'efficacité totale de l'antenne en présence de la couche antireflet et sans couche antireflet. L'efficacité de rayonnement calculée de l'antenne en présence de la couche antireflet à 5GHz est de 0.6816 (68.16%), son efficacité totale est de 0.6700 (67%) en présence de la couche antireflet. Le taux d'onde stationnaire VSWR est de 1.086. Les principales caractéristiques de l'antenne en présence de la couche antireflet son résumées sur le tableau III.5.

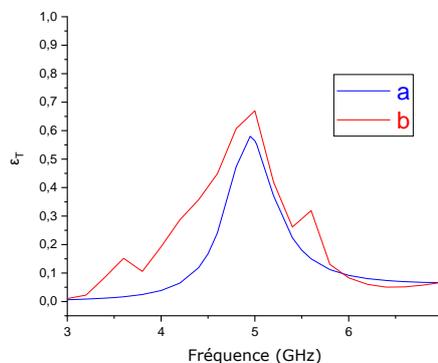


Figure III.37. L'efficacité de rayonnement totale de l'antenne a) seule b) en présence de la couche antireflet optimisée.

TABLEAU III.5 : CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE AVEC ET SANS COUCHE ANTIREFLET.

	Antenne seule	Antenne en présence de la couche antireflet optimisée
Fréquence f_r	5 GHz	5GHz
$ S_{11} $ (dB)	-14.61	-27.67
Gain (dB)	4.623	7.264
Directivité (dBi)	6.907	8.93
$\Delta f / \Delta f_r$ (%)	3.66	4.93
Puissance acceptée (mW)	490	491
Puissance rayonnée (mW)	283	355
VSWR	1.456	1.086
Efficacité de rayonnement ϵ_R (%)	59.14	68.16
Efficacité totale ϵ_T (%)	56.63	67

L'ajout de la couche antireflet à base de métamatériau améliore considérablement les caractéristiques de l'antenne patch, pour une puissance de 500mW délivrée à l'antenne par la source, l'antenne seule rayonne 282mW à la résonance, soit 56.14% de la puissance est transmise par l'antenne seule. En présence de la couche antireflet l'antenne rayonne beaucoup plus de puissance soit 355mW, avec 68.16% de la puissance qui est transmise. L'efficacité de l'antenne a augmenté de manière assez significative, soit 9% de plus par rapport a celle de l'antenne seule et une amélioration de la puissance rayonnée de 283mW à 355mW soit de 18.75% de plus. Un meilleure coefficient de réflexion de -27.67dB pour l'antenne en présence de la couche antireflet contre -14.61dB pour l'antenne seule à la résonance. Il en est de même pour le gain qui a été amélioré de 2.63dB pour un gain total de l'antenne en présence de la couche antireflet de 7.264dB et pour finir une amélioration de la directivité de 2.02dBi de plus par rapport à celle enregistré pour l'antenne seule. La couche antireflet offre une meilleure adaptation au niveau de la couche séparant le substrat, ce qui se traduit par l'amélioration de l'ensembles des performances de l'antenne validant ainsi l'approche qu'on propose.

III.8. Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre à l'approche nouvelle que nous proposons pour l'amélioration des performances de l'antenne en exploitant la technologie des métamatériaux. Dans la première partie nous avons fait un bref état de l'art sur les logiciels les plus employés, par la suite nous avons fait le choix d'utiliser SIMULA CST STUDIO SUITE pour la modélisation de nos antennes et métamatériaux. Afin de pouvoir extraire les paramètres effectifs des métamatériaux, nous avons développé un programme d'extraction basé sur la méthode d'homogénéisation sous Matlab. Nous avons étudié la couche antireflet en mettant en évidence l'intérêt de son exploitation dans le domaine des antennes planaires. Nous avons conçu une

Chapitre III : Couche antireflet à base de métamatériaux pour l'antenne patch

couche antireflet à base de métamatériau pour une antenne patch résonant à 5GHz. Celle-ci positionnée au-dessus, améliore ses performances de manière assez considérable, ce qui valide l'approche proposée [68].

CHAPITRE IV

*Antenne à couche antireflet en présence d'une lentille à gradient
d'indice à base de métamatériaux*

IV.1. Introduction

L'antenne à couche anti-reflet présente un grand angle d'ouverture à 3dB qui est de 65° . Un inconvénient majeur que nous cherchons à réduire pour une meilleure focalisation du rayonnement.

Les métamatériaux à gradient d'indice (GRIN) et les métamatériaux à epsilon proche de zéro (ENZ) sont largement utilisés pour améliorer la directivité des antennes et atteindre des hautes valeurs de gain. Celles-ci permettent de transformer le front d'onde sphérique d'une onde électromagnétique en un front planaire ce qui permet d'avoir une émission plus directive.

Dans ce chapitre, nous allons étudier et concevoir une lentille à gradient d'indice à base de métamatériau ainsi que son influence sur l'antenne seule, qui sera par la suite rajoutée à l'antenne muni de la couche antireflet. Les résultats de simulation sont présentés et analysés.

IV.2. Lentille à gradient d'indice à base de métamatériau

Une lentille à gradient d'indice a un indice de réfraction qui varie radialement. Elle permet principalement de transformer une onde cylindrique incidente en une onde plane [69][70]. Une propriété très intéressante pour l'antenne, qui peut être exploitée pour le contrôle du trajet de l'onde rayonnée par cette dernière, permettant ainsi une meilleure focalisation du rayonnement se traduisant par une meilleure directivité et un gain plus élevé pour l'antenne. Il existe plusieurs types de lentilles GRIN, dans ce paragraphe nous nous intéresserons à la lentille Half Maxwell Fish Eye (HMFE).

IV.2.1. La demi-lentille MFE

En 1854, James Clerk Maxwell, montre qu'une lentille sphérique de rayon R dont l'indice varie en fonction de la distance au centre selon la formule (4.1) a la propriété de permettre la convergence parfaite de tout rayon issu d'un point A de la sphère vers un point B diamétralement opposé (figure 1). C'est ce qu'on appelle une lentille fish-eye (MFE : Maxwell fish-eye).

$$n(r) = \frac{n_0}{1 + \left(\frac{r}{R}\right)^2} \quad (4.1)$$

Avec R : rayon de la lentille.

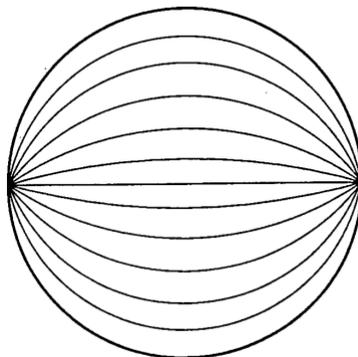


Figure IV.1. Profil de Maxwell appliqué à une lentille sphérique [71].

Benjamin Fuchs et son équipe ont démontré dans [72] que la lentille MFE, telle qu'elle a été présentée par Maxwell, peut être utilisée pour des applications d'antennes directives. En effet, les auteurs ont proposé de n'utiliser que la moitié de la lentille diélectrique afin de faire ressortir une onde plane. Cette demi-lentille MFE a donc été appelée Half Maxwell fish-eye (HMFE) (figure IV.2).

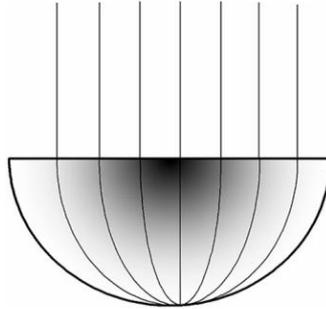


Figure IV.2. Propagation des ondes dans une lentille HMFE. [72].

La réalisation pratique de la lentille HMFE à gradient d'indice a été rendue possible dans le domaine des ondes électromagnétiques grâce aux propriétés des métamatériaux [32-35][44][50-59] [72]. Dans notre cas nous concevons une HMFE à base de métamatériau pour améliorer la directivité de l'antenne conçue résonant à 5GHz.

IV.2.2. Conception de la HMFE pour l'antenne-couche antireflet

La demi-lentille MFE caractérisée par l'équation (4.1) avec r qui représente la distance entre le centre de la lentille et un point A de sa sphère et n_0 représente l'indice de réfraction au niveau du centre de la lentille avec $n_0=2$ et de rayon R défini de 48mm. Celle-ci sera conçue à base de métamatériau. Dans notre cas on utilise le méta-atome window-type metamaterial (WTM) sous forme de fenêtre présenté dans [73] pour la réalisation de notre lentille HMFE.

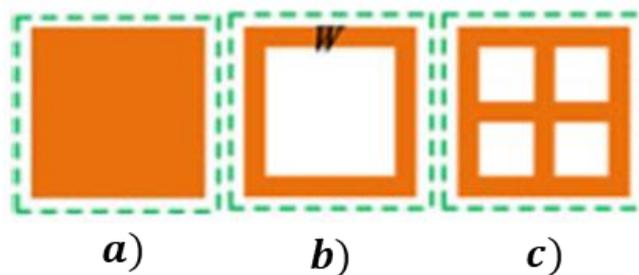


Figure IV.3. Cellule unitaire du méta-atome a) TBM, b) TRM, c) WTM. [7].

Le WTM est une amélioration du TBM (thin brick metallic patch metamaterial) et du TRM (thin ring shaped patch metamaterial) qui permettent l'obtention de valeur constante de l'indice de réfraction mais qui présentent des inconvénients. L'effet diamagnétique est assez considérable au niveau du TBM due aux boucles de courant induit sur sa surface conductrice par le champ qui lui est appliqué détériorant ainsi l'activité magnétique ce qui rend plus

complexe l'ajustement de la valeur de l'indice de réfraction. Ce phénomène est moins important pour le TRM mais l'inconvénient majeur d'une telle structure est le fait que l'indice de réfraction est constant seulement sur une bande étroite proche de sa fréquence de résonance, ce qui rend son exploitation moins pratique.

Le WTM à lui selon ces auteurs [7] l'avantage de pouvoir présenter un indice de réfraction constant sur une très large bande de fréquence. Une étude paramétrique sera effectuée sur ce métamatériau qui sera exploité pour la conception de la HMFE.

Le méta-atome est réalisé sur une couche diélectrique de type FR-4 ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$ d'épaisseur de 0.5mm et des pertes diélectrique ($\tan \delta$) de l'ordre de 0.025 (Figure IV.4.a-b). Les paramètres de dispersion ont été calculer avec le Logiciel CST Microwave Studio. Un conducteur électrique parfait (PEC) et un conducteur magnétique parfait (PMC) ont été définis au niveau des conditions aux limites. Les polarisations électrique et magnétique sont respectivement parallèles à l'axe z et à l'axe y . L'onde EM se propage le long de l'axe- x (Figure IV.4.c). Les propriétés de la cellule sont déterminées avec le logiciel commercial CST Microwave Studio. En simulation, les ports d'excitation sont placés loin du résonateur afin d'assurer une excitation par une onde plane et d'éviter un couplage avec le champ proche.

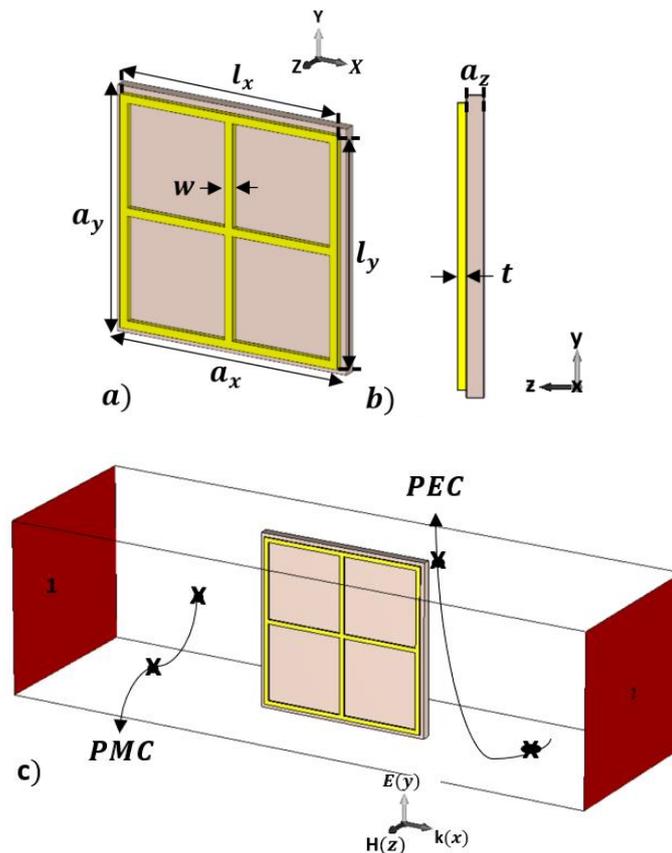


Figure IV.4. Design du métamatériau (window-type) utilisé pour la conception de la lentille a) Vue Globale, b) Vue de côté. c) Configuration de la simulation sur CST Microwave Studios. Les paramètres géométriques fixe sont $a_x = a_y = 4\text{ mm}$, $a_z = 0.5\text{mm}$, $w = 0.2\text{mm}$, $t = 0.035\text{mm}$, $l_x = l_y$.

L'indice de réfraction de la demi MFE varie de 2 du centre à 1 à l'enveloppe de la sphère de la lentille (Figure IV.5.a). Pour la réalisation du gradient d'indice le rayon de 48mm est divisé par 4 (longueur de la cellule unitaire) ce qui implique que douze cellules unitaires sont nécessaires pour la réalisation de la lentille. Chacune d'entre elles doit fournir un indice de réfraction différents variant de 1.09 à 2. La HMFE est réalisée par une texturation de 260 cellules (Figure IV.5.b).

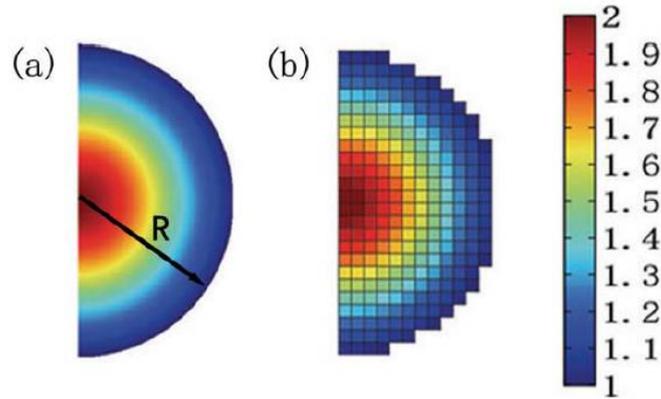


Figure IV.5. Le gradient d'indice de la lentille HMFE a) Cas idéal. b) à base de plusieurs méta-atome [5].

Dans une telle structure (WTM) le couplage électrique est faible par rapport au couplage magnétique. Donc, nous pouvons conclure que le couplage du WTM est majoritairement magnétique et par conséquent inductif. De ce fait dans une telle structure la variation l'indice de réfraction n_{eff} dépend principalement de l'activité magnétique qui elle dépend fortement de la longueur de l_x et l_y avec $l_x=l_y$, les deux bras perpendiculaire du résonateur. La figure IV.6 montre deux fréquences de résonances obtenues de 44.17GHz et 32.07GHz pour deux différentes valeurs de l_x respectivement 0.8mm et 3.93mm. La figure IV.7. (a) illustre le tracé des paramètres effectifs extraits en fonction de la fréquence.

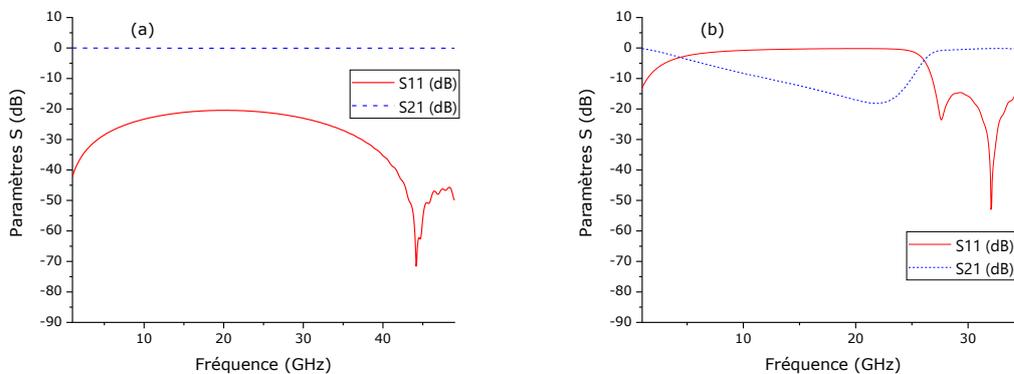


Figure IV.6. Paramètres S (dB), a) $l_x=l_y=0.8mm$, b) $l_x=l_y=3.93mm$.

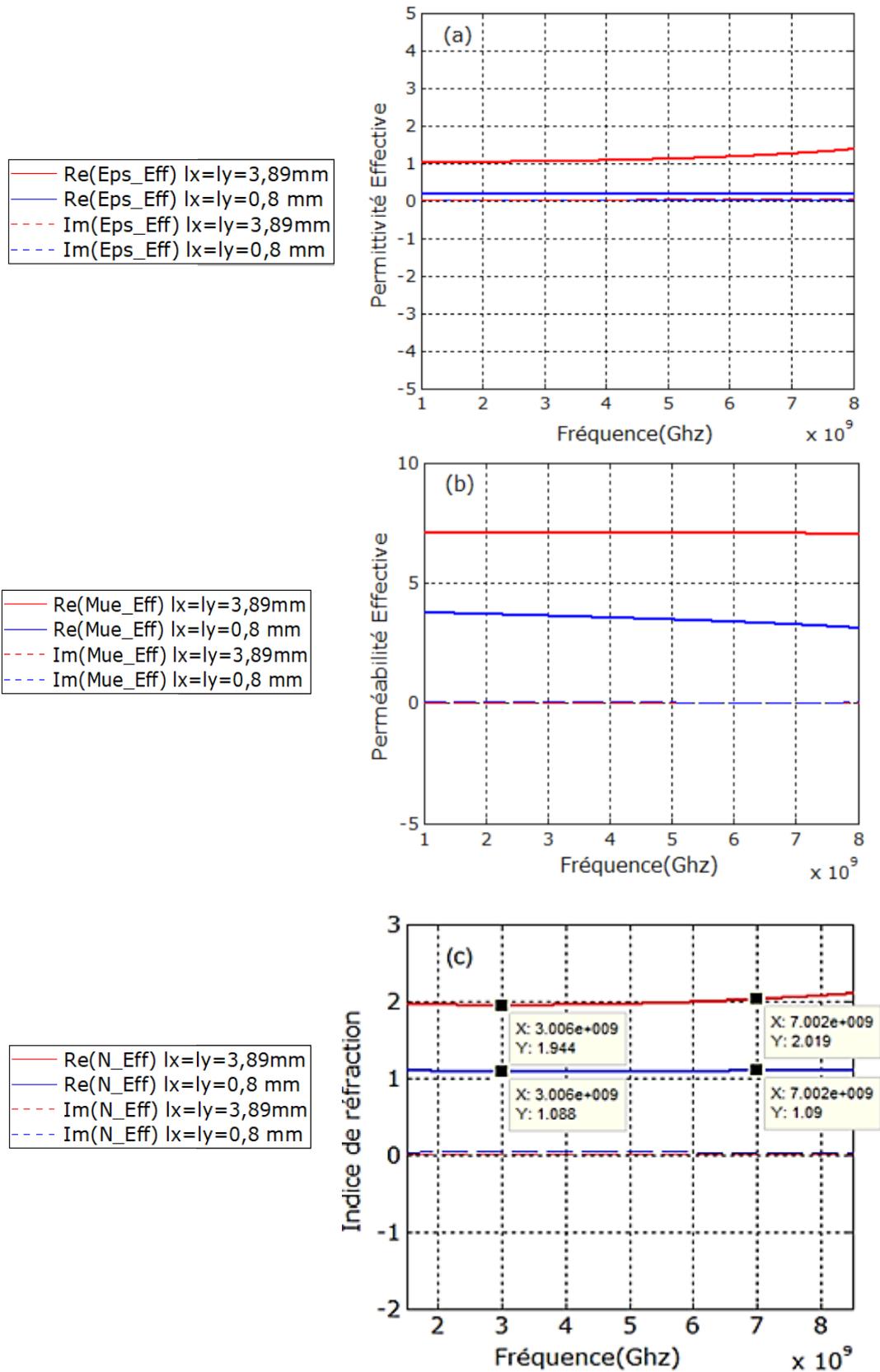


Figure IV.7. Paramètres effectifs extraits pour différentes valeurs de $lx=ly$ en fonction de la fréquence a) la permittivité effective, b) la perméabilité effective, c) l'indice de réfraction effectif.

D'après la figure IV.6 le résonateur est exploité loin de sa fréquence de résonance, celui-ci fournit un indice de réfraction constant sur une très large bande de fréquence d'environ 5 GHz

avec de très faible pertes (Figure IV.7.c). Les paramètres effectifs extraits des douze cellules unitaire nécessaire pour la réalisation du gradient d'indice de la lentille en fonction de la fréquence sont résumées sur le tableau suivant. La variation de l'indice de réfraction pour différente valeur de l_x avec $l_x=l_y$ à 5GHz (fréquence de résonance de l'antenne) est illustrée sur la figure IV.8.

TABLEAU VI.1 : INDICE DE REFRACTION SELON LX

Bande de fréquence	Longueur $L_x = L_y$	$Re(n_{eff})$
3 – 7 GHz	0.8 mm	1.088 – 1.09
	2.25 mm	1.199 – 1.201
	2.75 mm	1.293 – 1.297
	3.16 mm	1.389 – 1.395
	3.45 mm	1.49 – 1.5
	3.6 mm	1.57 – 1.591
	3.83mm	1.668 – 1.693
	3.85 mm	1.764 – 1.802
	3.89 mm	1.854 – 1.908
	3.93 mm	1.944 – 2.019

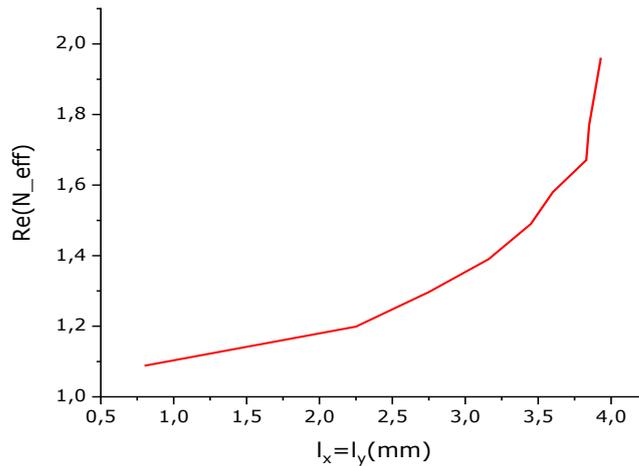


Figure IV.8. Indice de réfraction effectif à 5GHz en fonction de différentes valeurs de l_x avec $l_x=l_y$.

La lentille HMFE conçue à base de métamatériau est représentée sur la figure IV.9 et la figure IV.10 de dimension géométrique 48mm x 96 mm x 64mm.

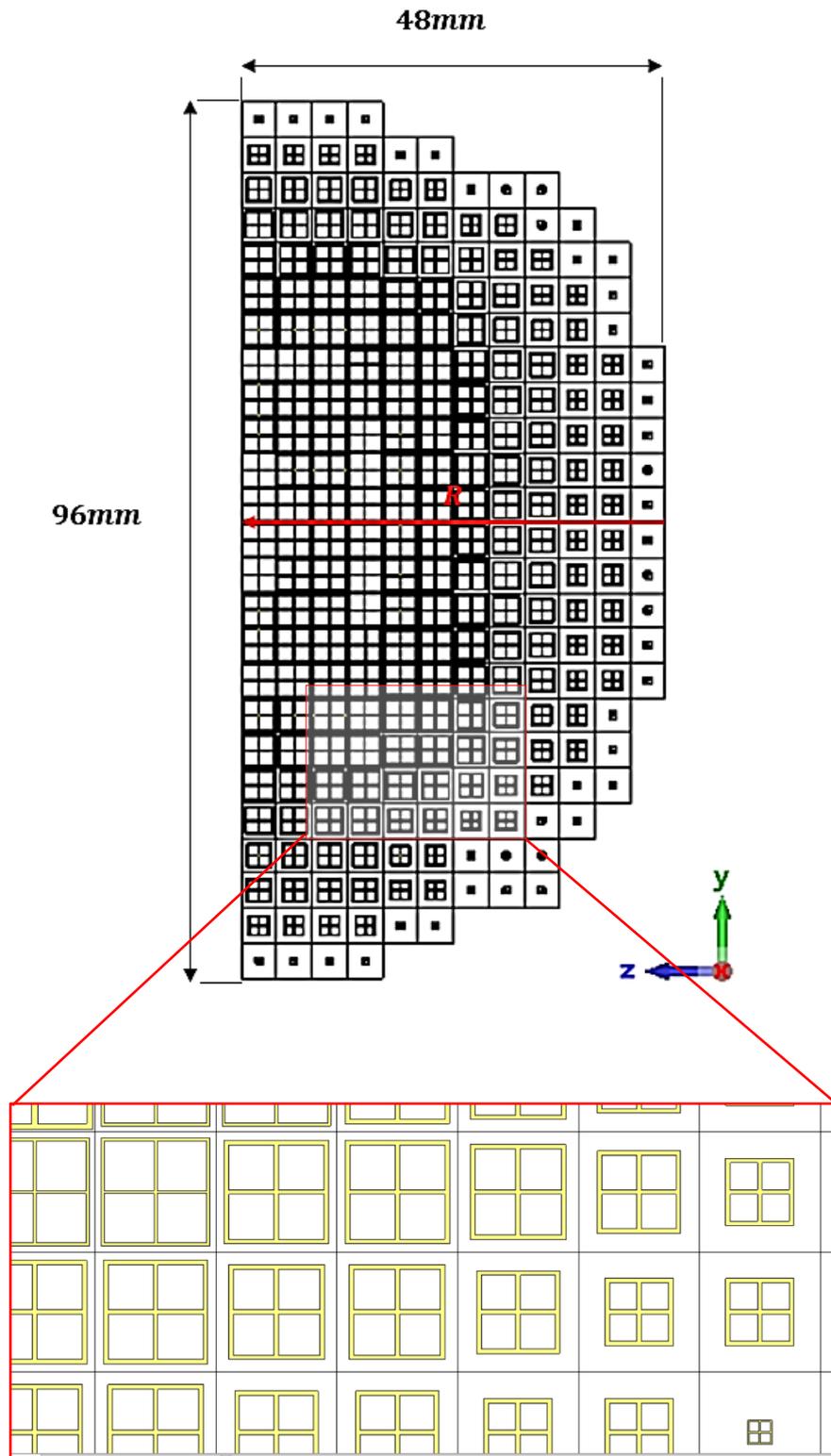


Figure IV.9. Lentille HMFE à gradient d'indice conçue à base de métamatériau (WTM) par une texturation de 160 cellules, pour l'antenne muni d'une couche antireflet résonant à 5GHz.

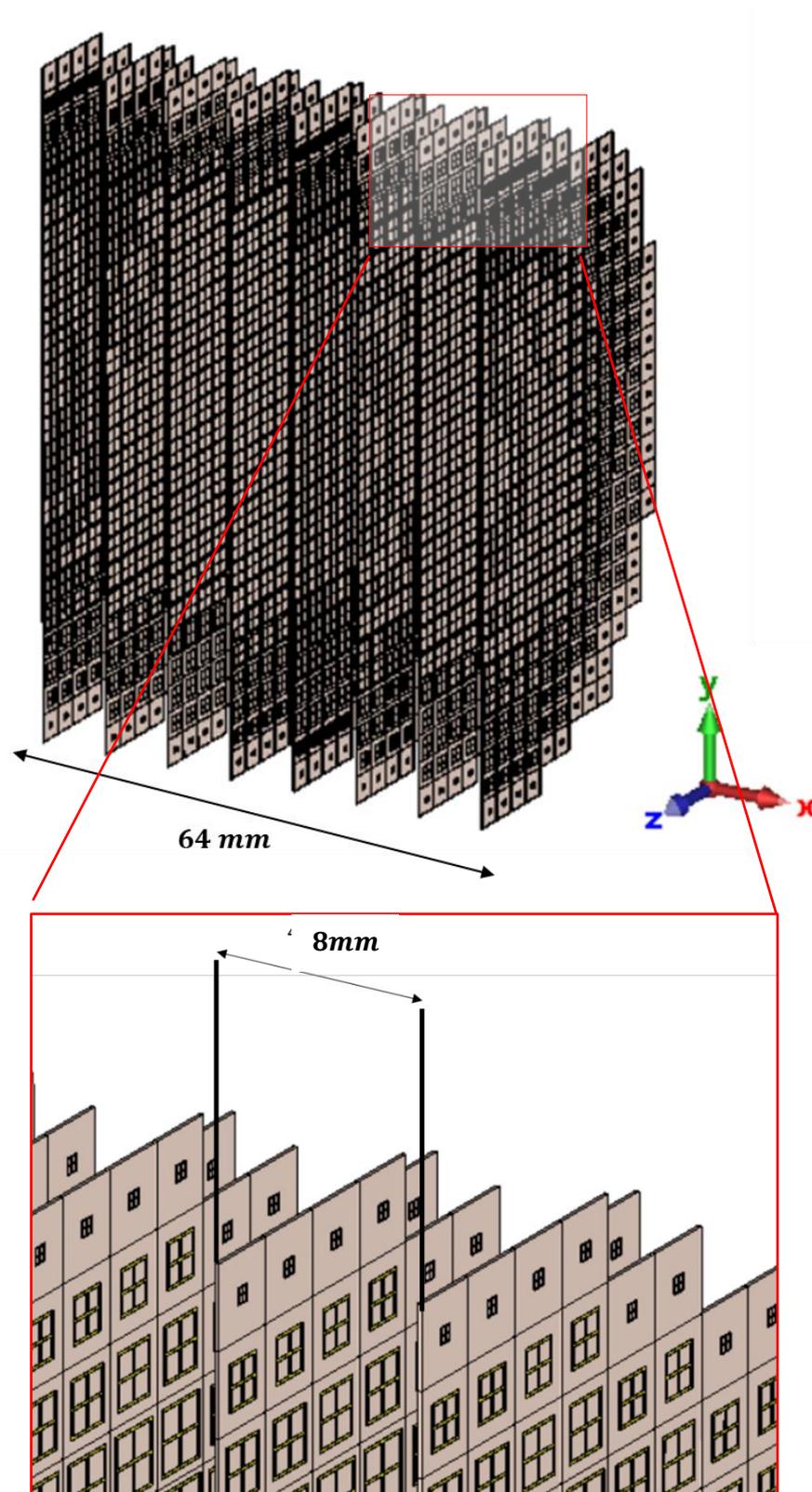


Figure IV.10. Vue globale de la lentille HMFE à gradient d'indice, Conçue avec 8 branches séparée d'une distance de 8mm par une couche d'air.

IV.3. Antenne en présence de la lentille à gradient d'indice

Dans cette partie nous nous intéressons à l'étude de l'influence de la lentille à gradient d'indice (HMFE) sur l'antenne patch seule résonnant à 5GHz étudiée précédemment dans le chapitre 3. L'étude consiste à placer la lentille HMFE conçue qui est sous forme de demi-sphère de rayon 48mm au-dessus de l'antenne patch à une distance d . Celle-ci est sensée focaliser le rayonnement émis par l'antenne patch dans une direction bien précise, ce qui aurait pour but d'améliorer la directivité et par conséquent le gain de l'antenne. Le schéma du dispositif antenne-lentille est illustré sur la figure IV.11.

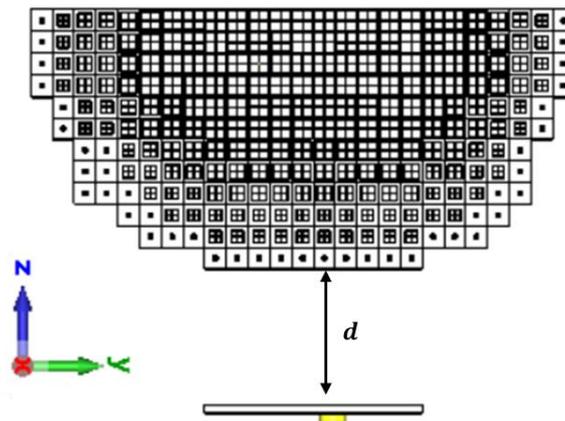


Figure IV.11. Lentille GRIN HMFE placée au-dessus de l'antenne patch.

Le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence simulé et optimisé pour une résonance à 5GHz de l'antenne en présence de la lentille pour une distance $d=37.93\text{mm}$ optimale est illustré sur la figure IV.12.

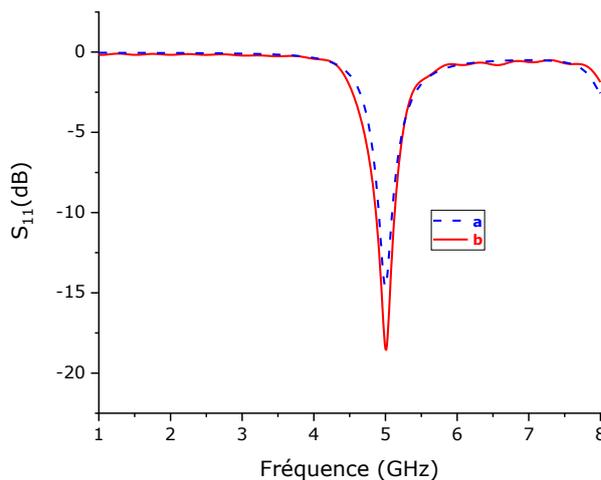


Figure IV.12. Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence, a) l'antenne patch seule, b) antenne-lentille GRIN après optimisation.

L'antenne patch en présence de la lentille GRIN optimisée pour une fréquence de résonance de 5GHz présente une adaptation de -18.51 dB et une bande passante à -10dB de 5.26%. Nous notons une amélioration de l'adaptation de l'antenne ainsi que sa bande passante. Le diagramme de gain et de la directivité en 3D sont donnés sur la figure IV.13.

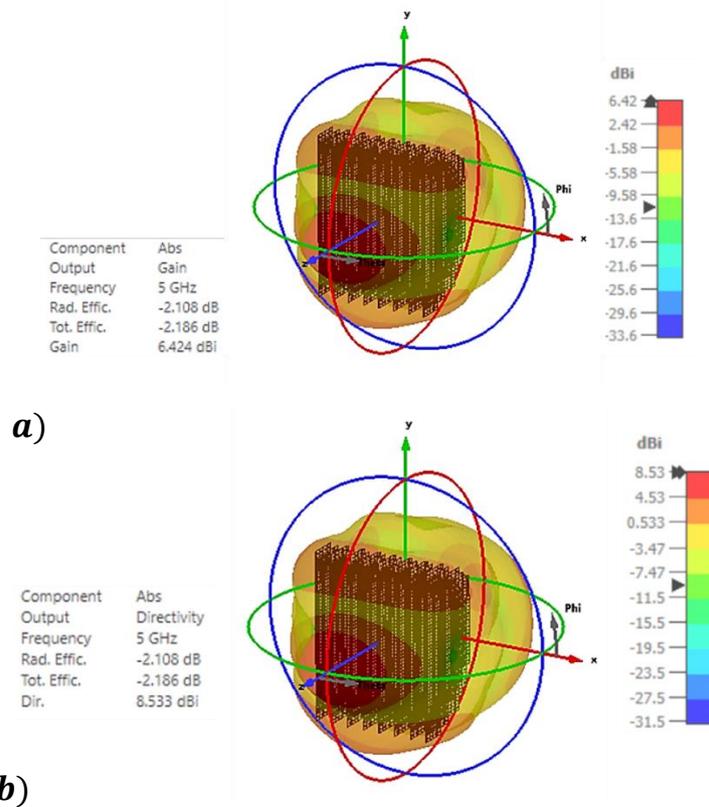


Figure IV.13. Diagramme de rayonnement en 3-D, (a) en gain, (b) de la Directivité.

Le gain dans le plan E ($\phi = 90^\circ$) et le plan H ($\phi = 0^\circ$) est représenté sur la figure IV.14.

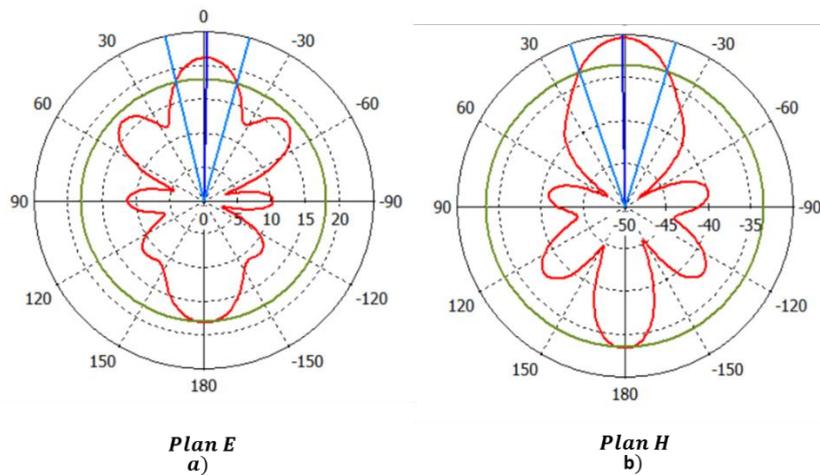


Figure IV.14. Diagramme rayonnement en gain de gain dans les plans : (a) E et (b) H de l'antenne-lentille.

La figure IV.15 compare la distribution du champ E en l'absence et en la présence de la lentille GRIN.

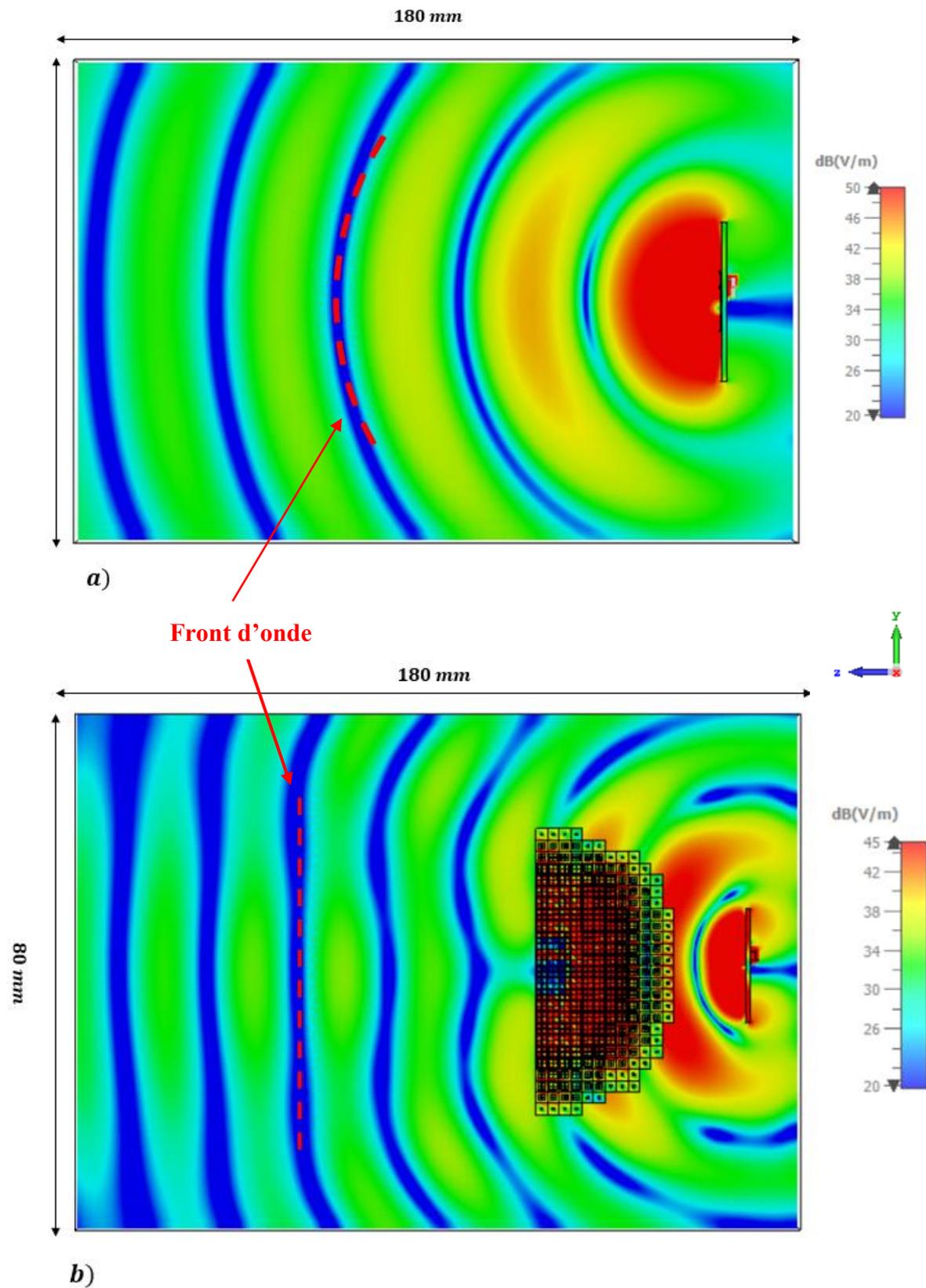


Figure IV.15. Répartition du champ E à 5 GHz, a) antenne seule, b) en présence de la lentille.

La directivité de l'antenne en présence de la lentille GRIN simulée est de 8.533 dBi avec un gain de 6.42 dB. Soit 1.63dBi de plus pour la directivité et de 1.8 dB de plus pour le gain avec un lobe secondaire de -3.1dB par rapport à l'antenne seule. L'angle d'ouverture à -3dB est passer de 79.4° à 36.7° une très nette amélioration après l'ajout de la lentille.

Depuis la figure IV.15. Nous voyons que dans le cas de l'antenne toute seule, le champ E rayonné par l'antenne est équiréparti dans la boîte de rayonnement utilisée pour la simulation sous CST. Dans le cas où la lentille à métamatériau (GRIN) est au-dessus de l'antenne, on observe une focalisation du champ E dans la lentille qui est ensuite reparti uniformément dans l'espace libre. Cette modification de distribution de champ E dans l'environnement de l'antenne entraîne une amélioration du gain et de la directivité. Nous observons aussi la transformation du front d'onde qui est sphérique pour l'antenne seule en un front planaire assurant ainsi une émission plus directive.

La Figure IV.16. Montre respectivement la puissance rayonnée par l'antenne, acceptée, la puissance d'insertion, ainsi que la puissance dissipée (pertes diélectrique, ohmique), en fonction de la fréquence pour une puissance totale simulée de 0.5Watt.

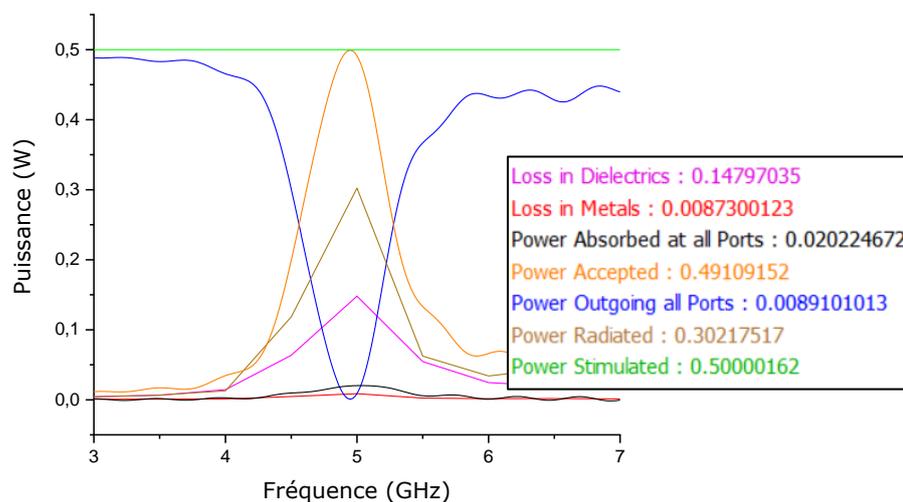


Figure IV.16. Puissances simulées en fonction de la fréquence de l'antenne-lentille.

L'antenne-lentille rayonne une puissance de 302mW soit 19mW de plus par rapport à l'antenne seule. Le tracé de l'efficacité totale de l'antenne seule et en présence de la lentille en fonction de la fréquence est représentée sur la figure IV.17.

L'efficacité totale de l'antenne est de 0.604 à la résonance, le rapport d'onde stationnaire de l'antenne-lentille à 5GHz (VSWR) est de 1.26. Les principales caractéristiques de l'antenne-lentille sont résumées sur le tableau IV.2. Ainsi qu'un comparatif entre l'antenne seule, l'antenne munis d'une couche anti-reflet et l'antenne seule-lentille.

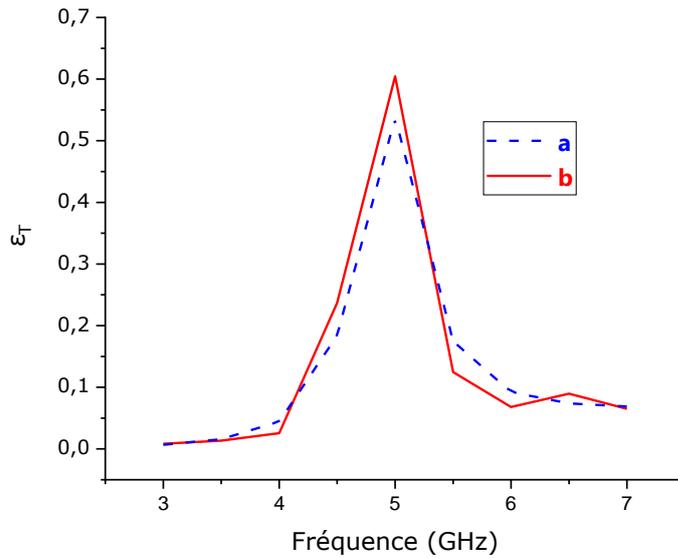


Figure IV.17. L'efficacité de rayonnement totale de l'antenne a) seule b) en présence de la lentille GRIN.

TABEAU IV.2 : CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE².

	Antenne seule	Antenne en présence de la lentille GRIN	Antenne en présence de la couche antireflet
Fréquence f_r	5 GHz	5GHz	5GHz
$ S_{11} $ (dB)	-14.61	-18.51	-27.67
Gain (dB)	4.623	6.42	7.264
Directivité (dBi)	6.907	8.55 dBi	8.93
$\Delta f / \Delta f_r$ (%)	3.66	5.26	4.93
Puissance acceptée (mW)	490	491	491
Puissance rayonnée (mW)	283	302	355
VSWR	1.456	1.26	1.086
Efficacité de rayonnement ϵ_R (%)	59.14	61.53	68.16
Efficacité totale ϵ_T (%)	56.63	60.43	67

Depuis le tableau IV.2. Nous pouvons constater que notre nouvelle approche proposée dans le chapitre 3, permet une nette amélioration des performances de l'antenne en tout point. La lentille à gradient d'indice conçue dans ce chapitre améliore la directivité de l'antenne de manière assez significative par sa capacité de transformation des fronts de l'onde émise par l'antenne qui à la base sont sphériques, en front d'onde plane, permettant ainsi une bien meilleure focalisation du rayonnement, une fonctionnalité quasi inexistante pour la couche antireflet proposée. C'est pour cette raison que dans la suite de ce chapitre nous appliquerons à l'antenne munis d'une couche antireflet une lentille GRIN afin d'améliorer davantage ses performances.

IV.4. Antenne munie d'une couche antireflet en présence de la lentille à gradient d'indice

Dans cette partie nous rajoutons à l'antenne munie d'une couche antireflet proposée dans le chapitre 3 une lentille à gradient d'indice conçue à base de métamatériau, la Demi MFE conçue précédemment au niveau de ce chapitre. La lentille est placée au-dessus de l'antenne-couche antireflet à une distance d . De la même manière que pour l'antenne seule, le but étant d'améliorer la focalisation du rayonnement qui pour le cas de l'antenne-couche antireflet, beaucoup plus de puissance est rayonnée comme cela a été démontré dans le chapitre 3. Le schéma du dispositif antenne couche antireflet-lentille est illustré sur la figure IV.18.

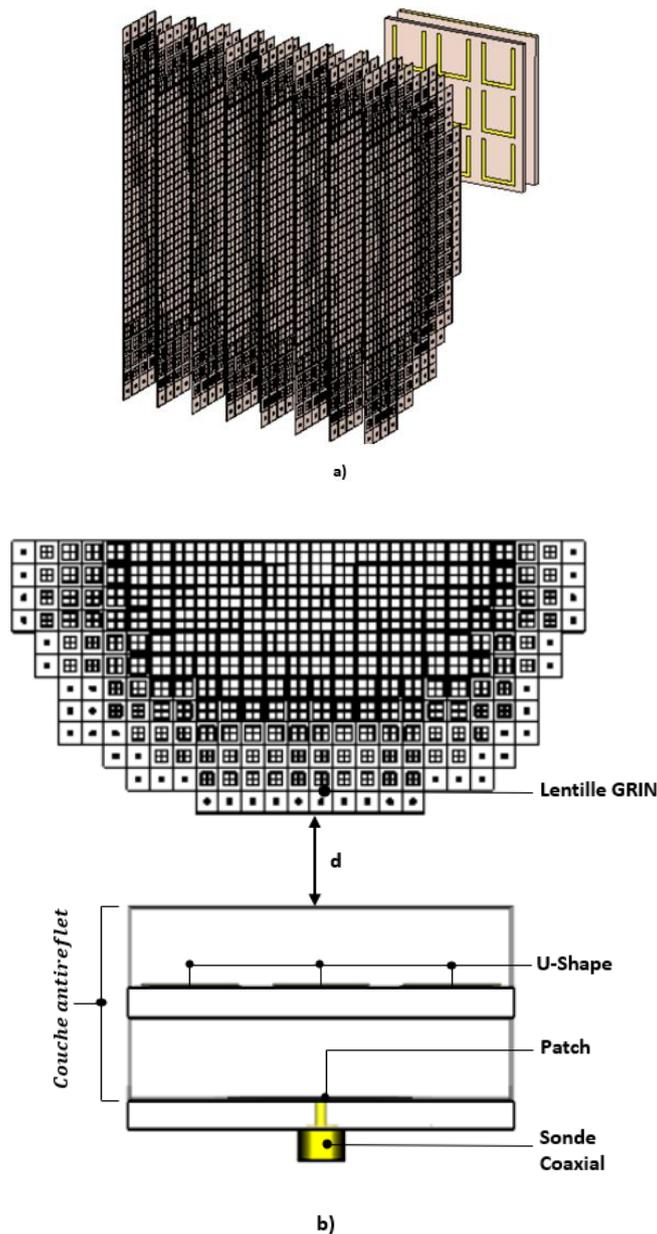


Figure IV.18. Configuration de l'antenne couche antireflet-lentille à base de métamatériau.
(a) Vue de face, (b) Vue globale.

Le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence simulé de l'antenne en présence de la lentille couche antireflet en présence de la lentille pour une distance $d=63$ mm optimale est illustrée sur la figure IV.19

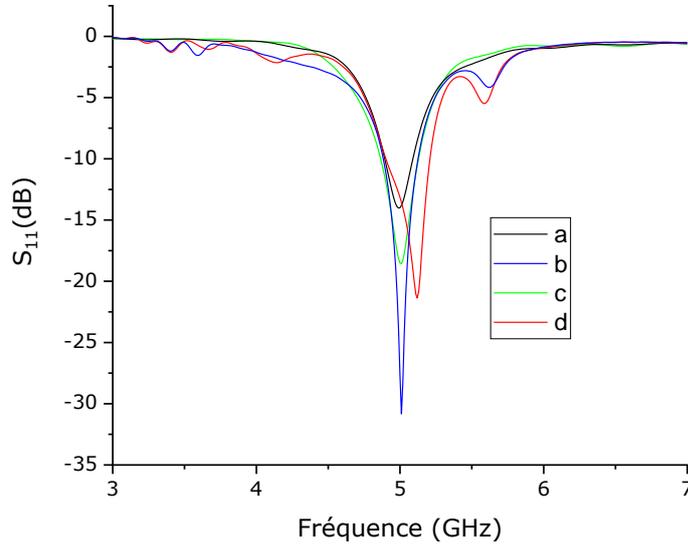


Figure IV.19. Module du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence, a) l'antenne patch seule, b) antenne-couche antireflet, c) antenne-lentille, d) antenne couche antireflet-lentille.

L'antenne munie d'une couche antireflet en présence de la lentille présente une adaptation à la résonance de -21.37 dB pour une bande passante à -10 dB de 6.03% . Nous constatons une dégradation de l'adaptation par rapport à l'antenne muni d'une couche antireflet soit de 6.3 dB de moins et une amélioration de l'adaptation par rapport à l'antenne-lentille de 2.86 dB de plus de 6.76 dB de plus par rapport à l'antenne seule.

Le diagramme de rayonnement en gain et de la directivité en 3D sont donnés sur la figure IV.20. Le gain dans le plan E ($\phi = 90^\circ$) et le plan H ($\phi = 0^\circ$) est représenté sur la figure IV.21.

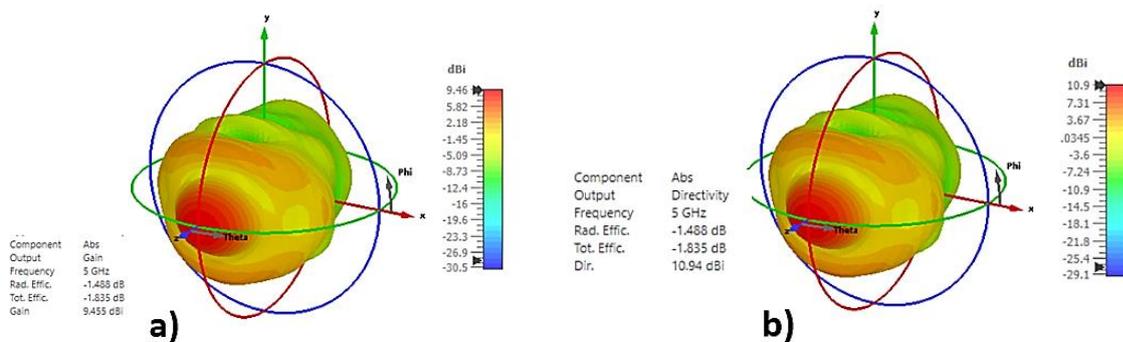


Figure IV.20. a) Diagramme de rayonnement en 3D, a) en gain, (b) de la Directivité.

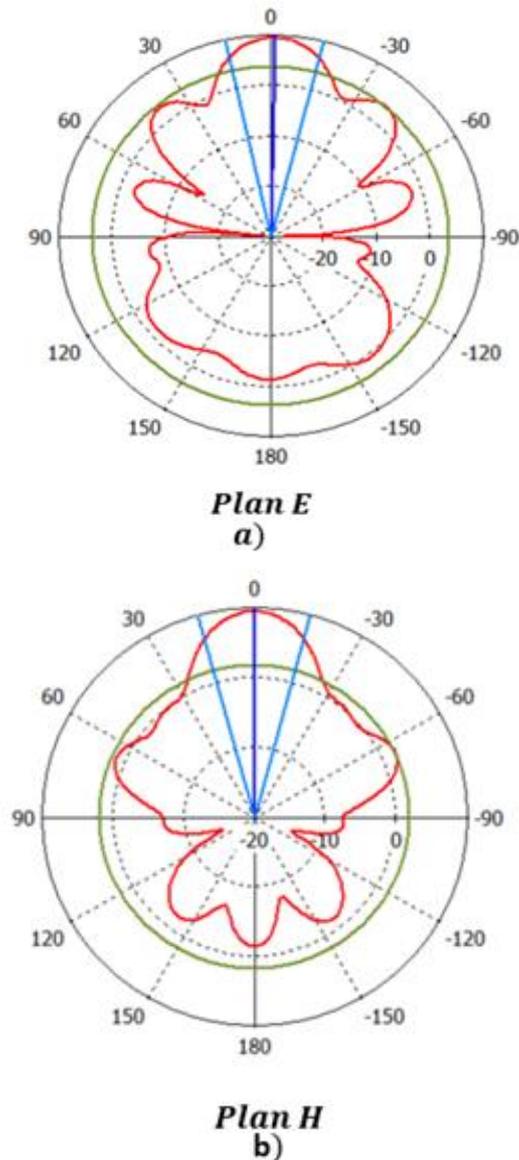


Figure IV.21. Diagramme de rayonnement en gain dans les plans : (a) E et (b) H de l'antenne couche antireflet-lentille.

La directivité de l'antenne couche antireflet-lentille est de 10.9 dBi avec un gain de 9.46 dB. Soit 1.63dBi de plus pour la directivité et de 1.8 dB de plus pour le gain avec un lobe secondaire de -3dB de -7.6dB par rapport à l'antenne-lentille. L'angle d'ouverture à -3dB est passé de 36.7° à 30.8°. Une amélioration très nette qui s'explique par le fait que l'antenne en présence de la couche antireflet émet un rayonnement plus directif par rapport à l'antenne seule qui en présence de la lentille sera refocalisé davantage.

La figure IV.22 compare la distribution du champ E de l'antenne munie de couche antireflet en présence et en absence de la lentille GRIN.

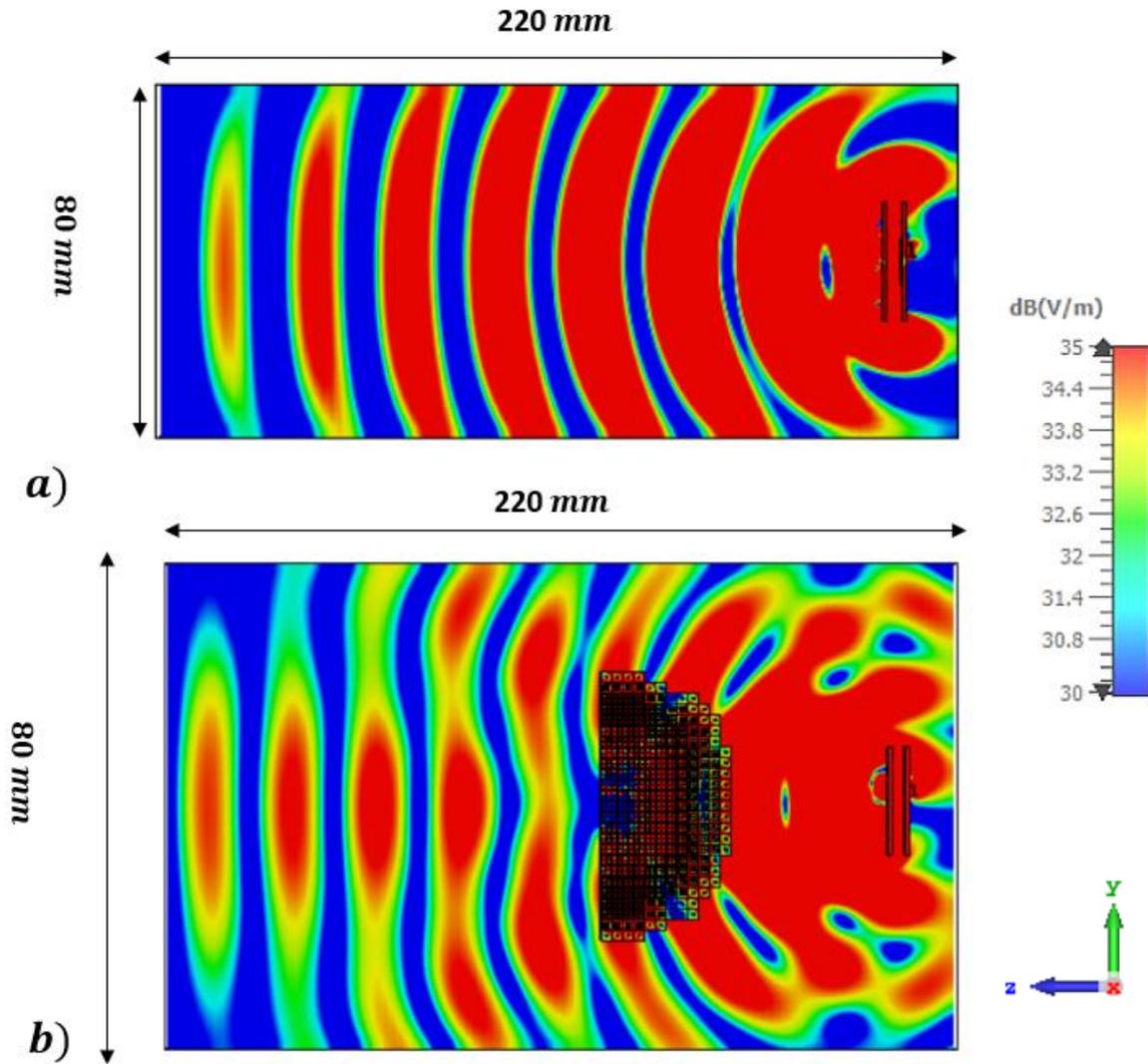


Figure IV.22. Répartition du champ E à 5 GHz, a) antenne couche antireflet, b) antenne couche antireflet en présence de la lentille.

Depuis la distribution du champ E (la figure IV.22), nous voyons que l'antenne couche antireflet en présence de la lentille focalise le rayonnement dans une direction bien précise suivant l'axe Z , ce qui améliore la directivité et le gain de l'antenne.

La Figure IV.23. Montre respectivement la puissance rayonnée par l'antenne, acceptée, la puissance d'insertion, ainsi que la puissance dissipée (pertes diélectrique, ohmique, d'ondes de surface), en fonction de la fréquence pour une puissance totale simulée de 0.5Watt.

L'antenne couche antireflet-lentille rayonne une puissance de 339mW soit 37mW de plus par rapport à l'antenne-lentille. Le tracé de l'efficacité totale de l'antenne munie de couche antireflet en présence de la lentille en fonction de la fréquence est représenté sur la figure IV.24.

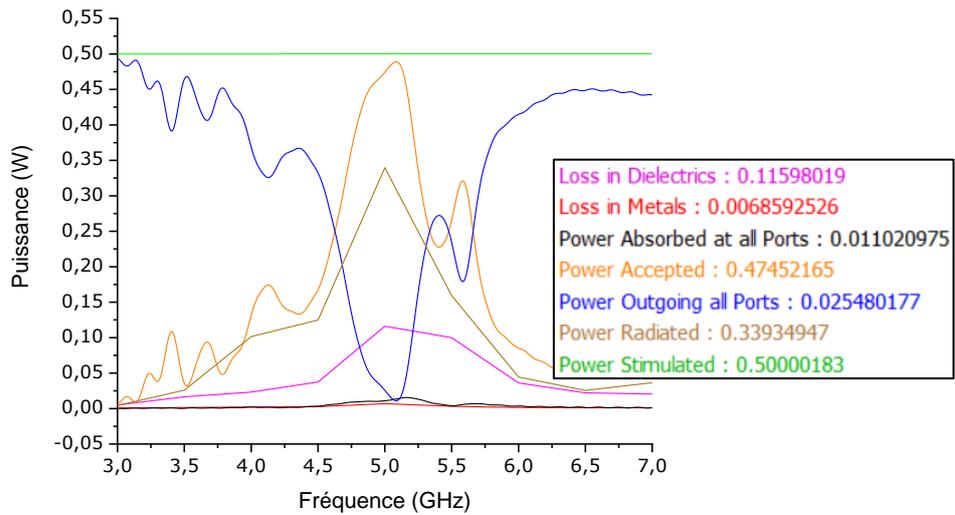


Figure IV.23. Puissances simulées en fonction de la fréquence de l'antenne-lentille.

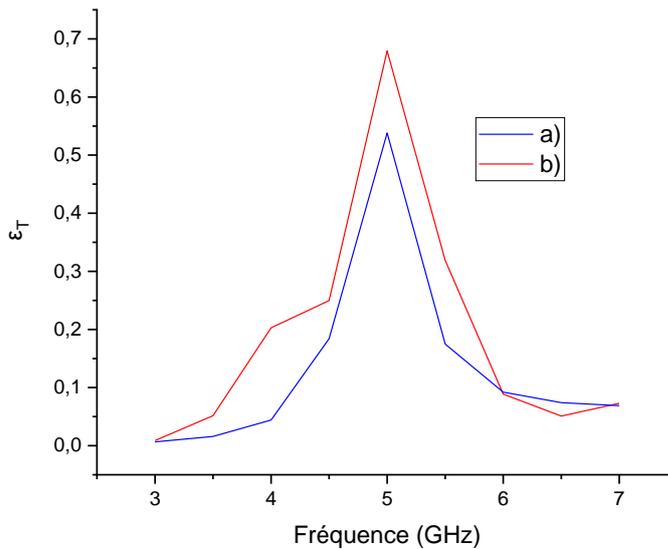


Figure IV.24. L'efficacité de rayonnement totale de l'antenne a) seule b) Antenne couche antireflet-lentille.

L'efficacité totale de l'antenne est de 0.6793 à la résonance, le rapport d'onde stationnaire de l'antenne (VSWR) est de 1.1. Les principales caractéristiques de l'antenne couche antireflet-lentille sont résumées sur le tableau IV.3. Ainsi qu'un comparatif entre l'antenne munis d'une couche anti-reflet en présence et sans la lentille GRIN.

TABLEAU IV.3 : CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE³.

	Antenne seule	Antenne couche antireflet	Antenne couche antireflet -lentille
Fréquence f_r	5 GHz	5GHz	5.05GHz
$ S_{11} $ (dB)	-14.61	-27.67	-21.37
Gain (dB)	4.623	7.264	9.46
Directivité (dBi)	6.907	8.93	10.9
$\Delta f / \Delta f_r$ (%)	3.66	4.93	6.03
Puissance acceptée (mW)	490	491	488
Puissance rayonnée (mW)	283	355	339
VSWR	1.456	1.086	1.111
Efficacité de rayonnement ϵ_R (%)	59.14	68.16	71.15
Efficacité totale ϵ_T (%)	56.63	67	67.86

D'après les résultats obtenus, le rajout d'une lentille à gradient d'indice à l'antenne munie d'une couche antireflet améliore principalement sa directivité et par conséquent son gain. La couche antireflet permet une meilleure adaptation au niveau de l'interface séparant l'antenne de l'air ce qui permet à celle-ci de rayonner beaucoup plus de puissance mais sans pour autant focaliser le rayonnement émis. L'ajout de la lentille à gradient d'indice permet de transformer les fronts d'onde qui sont sphérique en front d'ondes planes. Le tableau IV.4 résume les caractéristiques de l'antenne que nous proposons avec l'antenne de référence (antenne seule). D'après le tableau la nouvelle approche que nous avons proposée [68] dans le chapitre 3 combinée à l'exploitation d'une lentille GRIN que nous avons conçue à base de métamatériau améliore de manière très significative les performances de l'antenne patch. Celle-ci à vue son gain doublé il est passé de 4.623dB à 9.46dB, sa directivité améliorée de 6.907dBi à 10.9dBi avec une efficacité totale de l'antenne qui est passée de 56.63% à 67.86%. Ce qui valide d'avantage l'approche proposée.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons amélioré davantage l'antenne proposée dans le chapitre 3 en se basant sur une nouvelle approche. Exploitant une couche antireflet à base de métamatériau pour l'antenne. Celle-ci améliore les performances de l'antenne de manière assez nette. Néanmoins elle ne permet pas de diriger le rayonnement dans une direction donnée. Par ce fait nous avons étudié dans ce chapitre l'influence d'une lentille à gradient d'indice que nous avons conçue dans un premier temps sur l'antenne seule et dans un second temps sur l'antenne munie d'une couche antireflet. L'ajout de la lentille à l'antenne a permis l'amélioration de la directivité et du gain de l'antenne. Ces deux paramètres ont doublé pour l'antenne couche antireflet-lentille par rapport à l'antenne de référence (antenne seule). L'ajout de la lentille a permis la transformation des fronts d'onde sphérique émis par l'antenne à couche antireflet en front d'ondes planes. Ce qui a permis une meilleure focalisation du rayonnement qui dans le cas de l'antenne couche antireflet, plus de puissance a été émise grâce à une meilleure adaptation au niveau de l'interface séparant l'antenne de l'air. Les améliorations obtenues sont très satisfaisantes pour une antenne patch réalisée sur un substrat économique de type FR-4.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Conclusion générale et perspectives

L'objectif de cette thèse était d'étudier et d'exploiter la technologie des métamatériaux pour l'amélioration des performances de l'antenne planaire (antenne patch).

Dans un premier temps nous avons présenté l'historique des métamatériaux et nous avons mis en évidence leurs particularités qui sont celles de pouvoir présenter une perméabilité et une permittivité effective négative sur une même bande de fréquence, cela se traduit par l'obtention d'un indice de réfraction négatif, propriété originale et inexistante dans les matériaux naturels. De plus, certains métamatériaux peuvent être exploités loin de leurs régions de résonances où l'indice de réfraction est positif, cela permet de façonner finement la permittivité et la perméabilité, possibilité très intéressante pour un grand nombre d'applications.

Par la suite, nous avons étudié les différentes approches proposées par la communauté scientifique. Nous avons cherché à développer une nouvelle approche inexploitée auparavant pour l'amélioration de l'antenne patch avec un métamatériau. Nous nous sommes intéressés à la couche anti-reflet, qui placée entre deux milieux permet l'adaptation au niveau de leur interface de séparation, cela se traduit par : une réflectance de 0% et une transmittance de 100% sous incidence normale.

Dans le cas d'une antenne patch, elle assure une meilleure transmission entre le substrat et l'espace libre. Nous avons proposé cette couche antireflet à base de métamatériau exploité loin de sa fréquence de résonance pour une antenne patch à 5GHz. Pour pouvoir mettre en œuvre l'approche en question, nous avons présenté la procédure d'homogénéisation indispensable pour l'extraction des paramètres effectifs d'un métamatériau à partir des coefficients de réflexion et de transmission obtenus suite aux simulations réalisées par le logiciel CST. Un programme a été développé pour le calcul des paramètres effectifs. Celui-ci a d'abord été testé sur un diélectrique de paramètres connus afin de valider son efficacité, nous permettant ainsi de caractériser le méta-atome nécessaire à la réalisation de la couche antireflet.

Nous avons dimensionné une antenne patch résonant à 5GHz. Nous avons analysé ses performances par simulation sous le logiciel CST. Afin de valider l'approche une couche antireflet pour cette antenne a été conçue à base d'un résonateur en U. En présence de la couche antireflet la quasi-totalité de ses caractéristiques se sont améliorées de manière assez considérable. Une meilleure adaptation, un meilleur gain, une meilleure directivité et surtout une meilleure efficacité totale de l'antenne ont été obtenus par l'ajout de la couche antireflet. Les résultats de la simulation valident notre approche. Dans le dernier chapitre nous avons cherché à améliorer d'avantage l'antenne conçue (antenne-couche antireflet). L'antenne en présence de la couche antireflet rayonne beaucoup plus de puissance avec une meilleure adaptation au niveau de l'antenne et l'espace libre. Mais celle-ci ne présente aucune propriété lui permettant de focaliser le rayonnement. Nous avons alors proposé l'ajout d'une lentille à gradient d'indice la Half Maxwell Fish Eye à l'antenne munie de couche antireflet. Celle-ci a pour but de focaliser le rayonnement dans une direction donnée. La lentille a été conçue en exploitant la technologie des métamatériaux par une texturation de 160 cellules unitaires avec 12 cellules caractérisées pour différentes valeurs de l'indice de réfraction, cela est nécessaire pour la réalisation du gradient d'indice de la lentille. La lentille a été superposée au-dessus de l'antenne munie de couche antireflet. Celle-ci transforme les fronts d'onde sphérique du

rayonnement émis par l'antenne-couche antireflet en onde plane permettant une focalisation de la puissance rayonnée dans une direction bien précise selon l'axe z dans notre cas. Les résultats obtenus sont très satisfaisants mettant en avant la pertinence de l'approche proposée. La directivité et le gain ont doublé avec une efficacité totale de rayonnement optimale pour cette antenne.

Comme perspectives, bien que l'amélioration obtenue grâce notre nouvelle approche soit très satisfaisante néanmoins l'antenne est assez encombrante, ce qui rend son intégration beaucoup plus complexe. Il serait préférable de travailler davantage sur son intégration. L'idée étant d'exploiter d'autres types d'antennes planaires afin de pouvoir réaliser sur le même plan (substrat) la couche antireflet ainsi qu'une lentille à métamatériau, rendant ainsi son intégration plus efficace et facile.

Annexes

A- Propagation électromagnétique

B- Outils de simulation

A. Propagation électromagnétique

A.1. Cas d'un milieu homogène

Pour une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène et neutre, depuis les équations de Maxwell on peut réécrire le théorème d'Ampère et la loi de Faraday sous cette forme [5] :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad \text{et} \quad \overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = -\frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

Avec :

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad \text{et} \quad \vec{D} = \varepsilon\vec{E} \quad (\text{A.2})$$

\vec{E} (V/m) représente le champ électrique, \vec{H} (A/m) le champ magnétique, \vec{B} (Wb/m²) l'induction magnétique et \vec{D} (C/m²) déplacement électrique, μ la perméabilité magnétique, ε la permittivité électrique avec :

$$\mu = \mu_r\mu_0 \quad \text{et} \quad \varepsilon = \varepsilon_r\varepsilon_0 \quad (\text{A.3})$$

ε_r et μ_r représentent respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du milieu de propagation, ε_0 et μ_0 représentent respectivement la permittivité et la perméabilité du vide.

Pour une onde plane qui se propage selon la direction z, un caractère ondulatoire ($e^{j\omega t}$) et propagatif ($e^{-\gamma z}$) sont associés aux champs électromagnétiques \vec{E} et \vec{H} . L'équation de propagation s'écrit alors :

$$\vec{E} = E_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{et} \quad \vec{H} = H_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (\text{A.4})$$

La variation des champs E et H étant liée par les équations de Maxwell, l'onde est représentée fréquemment par le champ électrique dans un but de simplification. E_0 représente l'amplitude du champ électrique, ω la pulsation définie par :

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{rad/s}) \quad (\text{A.5})$$

avec f la fréquence.

Dans l'équation de propagation (A.4), γ est appelée la constante de propagation, elle est définie par:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{A.6})$$

avec α l'atténuation, est un paramètre d'affaiblissement linéique, souvent exprimée en décibels par mètre ou en Nepers par mètre (Np), β la constante de phase qui représente le déphasage linéique, exprimée en radians par mètre.

Selon la forme de la constante de propagation γ on définit trois cas :

-La valeur de γ est purement réelle : l'onde électromagnétique est évanescence, elle décroît exponentiellement lors de sa propagation.

-La valeur de γ est purement imaginaire : $\gamma = j\beta$, l'onde électromagnétique est propagative.

-La valeur de γ est complexe : $\gamma = \alpha + j\beta$, l'onde électromagnétique est propagative avec α est la constante de perte et β la constante de phase.

Si on considère l'onde qui se propage sans pertes, on peut écrire les équations (A.4) :

$$\vec{E} = E_0 e^{j\omega t} e^{-jkz} \quad \text{et} \quad \vec{H} = H_0 e^{j\omega t} e^{-jkz} \quad (\text{A.7})$$

Avec k le nombre d'onde, sachant que dans l'hypothèse d'une propagation TEM :

$$\beta = k \quad (\text{A.8})$$

A partir des équations (A.1), (A.2) et (A.3), on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme :

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad \text{et} \quad \vec{k} \times \vec{H} = -\omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{A.9})$$

A.2. Cas d'un milieu doublement négatif (métamatériaux)

A partir de l'équation (A.9), nous pouvons déduire qu'avec ε et μ simultanément positives, les vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forment un trièdre direct ou main droite. Le flux de puissance est décrit par le vecteur de Poynting qui s'écrit :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{A.10})$$

Par conséquent \vec{S} et \vec{k} suivent la même direction.

Nous pouvons également déduire qu'une autre possibilité satisfait cette équation, c'est le cas où ε et μ sont simultanément négatives. Dans ce cas, les vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forment un trièdre indirect ou main gauche (Figure A.1). C'est l'hypothèse théorique qui était introduite pour la première fois en 1964 par Veselago [4].

La vitesse de phase est définie par l'équation (A.11) et la vitesse de groupe est la dérivée de la pulsation par rapport au nombre d'onde est bien sur positive (A.12).

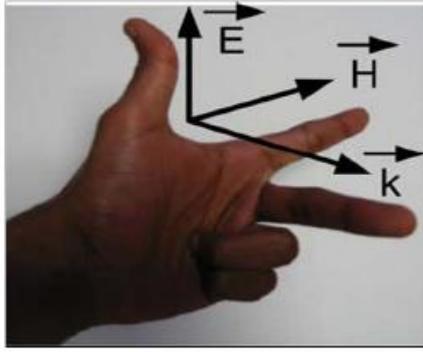


Figure A.1. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche de Veselago.

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{k} \quad (\text{A.11})$$

$$v_g > 0 \quad (\text{A.12})$$

Le fait que les trois vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forment un trièdre indirect implique que la vitesse de phase et la vitesse de groupe de l'onde sont dans des directions opposées (Figure A.2):

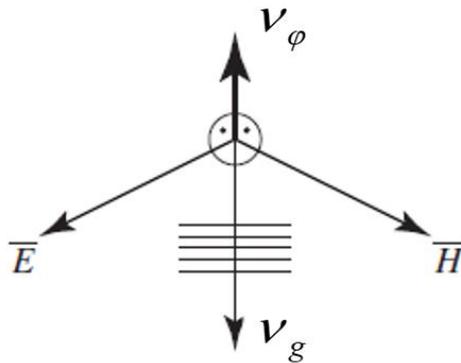


Figure A.2. Opposition dans la vitesse de phase et la vitesse de groupe dans un milieu main gauche de veselago.

Milieu main droite : $v_{\phi} > 0 (k > 0)$ et $v_g > 0$ (A.12)

Milieu main gauche : $v_{\phi} < 0 (k < 0)$ et $v_g > 0$ (A.13)

B. Outils de SIMULATION

Les outils de simulation permettent de minimiser les coûts de conception des nouveaux composants. Pour obtenir des résultats précis avec un minimum d'étapes et de temps de simulation, le choix du simulateur est très important. Dans ce paragraphe, nous allons donner un bref aperçu sur les simulateurs rencontrés dans la littérature avant de présenter le logiciel CST que nous allons utiliser pour nos simulations.

B.1. Etat de l'art sur les logiciels de simulation

Dans la littérature, on trouve plusieurs simulateurs électromagnétiques 3D. Tels que SIMULIA CST Studio Suite, MOMENTUM , HFSS , SONNET , Simplorer, Maxwell, Flux, etc. pour ne citer que les plus connus. Les outils comme Maxwell et Flux sont utilisés pour étudier des composants basses fréquences, par exemple les moteurs électriques, les transformateurs, etc. Ils permettent de prédire les champs magnétique et électrique, les couples, les forces électrodynamiques et les impédances [61]. Pour prédire l'intégrité du signal, les diaphonies ou les interférences électromagnétiques, on utilise les outils comme Simplorer, Sonnet, etc. Et enfin, pour les composants Radiofréquences ou microondes, antennes et radar, on utilise les outils comme CST Studio Suite, HFSS, Momentum pour prédire les paramètres S [49]. Ces logiciels sont plus précis et faciles d'utilisation. Ils prennent en compte les géométries des structures multicouches et simulent correctement les effets électromagnétiques complexes comme les couplages et les effets parasites.

Dans le cadre de notre travail, le laboratoire a choisi CST Studio Suite pour l'étude et la conception de nos composants. Nous allons présenter le logiciel CST dans le paragraphe suivant.

B.2. Logiciel CST STUDIO SUITE

Le logiciel CST STUDIO SUITE [49], connu aujourd'hui sous le nom de SIMULIA CST Studio Suite développé initialement par Computer Simulation Technology racheté en 2016 par Dassault Systèmes est un logiciel commercial qui calcule les champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel en résolvant localement les équations de Maxwell. Il permet aux utilisateurs d'accéder à de nombreux solveurs de simulation électromagnétique (EM) qui utilisent des méthodes telles que la méthode des éléments finis (FEM), la technique d'intégration finie (FIT) et la matrice des lignes de transmission (TLM). Il s'agit des solveurs généraux les plus puissants pour les tâches de simulation à haute fréquence. Des solveurs supplémentaires pour les applications spécialisées dans les hautes fréquences comme les structures de grande taille par rapport à la longueur d'ondes ou les structures hautement résonnantes complètent les solveurs généraux. Grâce à la technologie d'assemblage et de modélisation des systèmes (System Assembly and Modeling, SAM), CST Studio Suite® propose un environnement qui simplifie la gestion des projets de simulation. Cela permet de construire de façon intuitive des systèmes électromagnétiques (EM) et de gérer facilement les flux de simulation complexes à l'aide de la modélisation de schémas permettant de dessiner une structure en 2D ou 3D puis de calculer de nombreuses grandeurs (les constantes de propagation, les paramètres S,..) qui relient les ondes entrantes et sortantes, les paramètres admittance Y et impédance Z. Les résultats sont visibles sous forme de graphes ou de représentations dans

l'espace. Avec CST il est possible de paramétrer le système et de faire varier les paramètres lors de la simulation. Un des intérêts du logiciel est sa capacité à donner directement les paramètres S en fonction de la fréquence. La Figure B.1 présente un exemple de composant simulé sous CST.

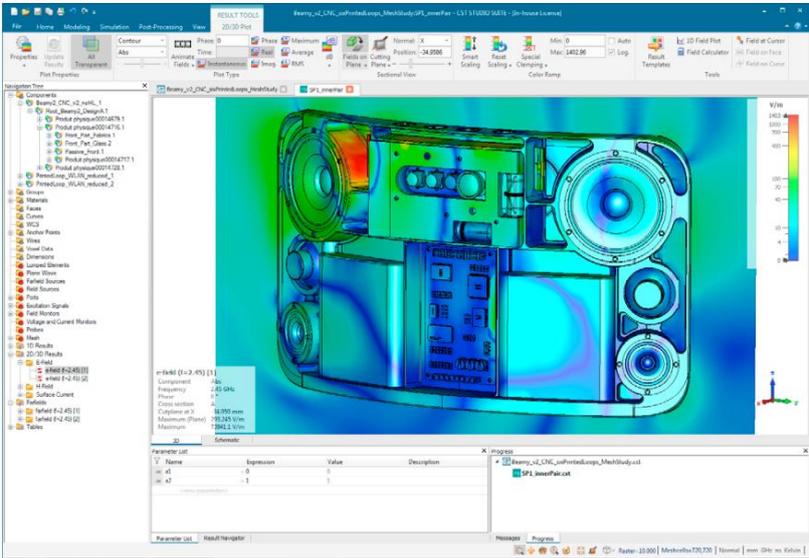


Figure B.1. Exemple de composant simulé sous CST 2022 [49].

BIBLIOGRAPHIE

- [1] OLIVIER, VANBESIEN. *Matériaux artificiels: ingénierie de dispersion des micro-ondes à l'optique*. Lavoisier, 2012.
- [2] WOOD, Ben. Metamaterials and invisibility. *Comptes Rendus Physique*, 2009, vol. 10, no 5, p. 379-390.
- [3] Alain PRIOU *et al.* Les métamatériaux, des matériaux naturels aux matériaux créés et fabriqués par l'homme. *REE. Revue de l'électricité et de l'électronique*, 2013, no 4, p. 54-58.
- [4] VESELAGO, Victor Georgievich. The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of $\text{Im} \epsilon$ and μ . *Physics-Uspokhi*, 1968, vol. 10, no 4, p. 509-514.
- [5] Orfanidis, S. J. "Electromagnetic Waves and Antennas; Sophocles J." (2004): 1-36.
- [6] PENDRY, John B., HOLDEN, A. J., STEWART, W. J., *et al.* Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures. *Physical review letters*, 1996, vol. 76, no 25, p. 4773.
- [7] PENDRY, John B., HOLDEN, Anthony J., ROBBINS, David J., *et al.* Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 1999, vol. 47, no 11, p. 2075-2084.
- [8] AYDIN, Koray, BULU, Irfan, GUVEN, Kaan, *et al.* Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs. *New journal of physics*, 2005, vol. 7, no 1, p. 168.
- [9] SMITH, David R., PADILLA, Willie J., VIER, D. C., *et al.* Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical review letters*, 2000, vol. 84, no 18, p. 4184.
- [10] SHELBY, Richard A., SMITH, David R., et SCHULTZ, Seldon. Experimental verification of a negative index of refraction. *Science*, 2001, vol. 292, no 5514, p. 77-79.
- [11] GARCÍA-GARCÍA, J., MARTÍN, Ferrán, BAENA, J. D., *et al.* On the resonances and polarizabilities of split ring resonators. *Journal of Applied Physics*, 2005, vol. 98, no 3, p. 033103.
- [12] HONG, Tao, DONG, Han, WANG, Jun, *et al.* A novel combinatorial triangle-type AMC structure for RCS reduction. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2015, vol. 57, no 12, p. 2728-2732.
- [13] KOSCHNY, Th, ZHANG, Lei, et SOUKOULIS, C. M. Isotropic three-dimensional left-handed metamaterials. *Physical Review B*, 2005, vol. 71, no 12, p. 121103.
- [14] SIMOVSKI, Constantin R. et HE, Sailing. Frequency range and explicit expressions for negative permittivity and permeability for an isotropic medium formed by a lattice of perfectly conducting Ω particles. *Physics letters A*, 2003, vol. 311, no 2-3, p. 254-263.
- [15] HUANGFU, Jiangtao, RAN, Lixin, CHEN, Hongsheng, *et al.* Experimental confirmation of negative refractive index of a metamaterial composed of Ω -like metallic patterns. *Applied Physics Letters*, 2004, vol. 84, no 9, p. 1537-1539.
- [16] CHEN, Hongsheng, RAN, Lixin, HUANGFU, Jiangtao, *et al.* Left-handed materials composed of only S-shaped resonators. *Physical review E*, 2004, vol. 70, no 5, p. 057605.
- [17] Deschamps, G. A. (1953). Microstrip microwave antennas. In *Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program*, Oct (pp. 18-22).
- [18] Gutton, H., & Baissinot, G. (1955). Flat aerial for ultra high frequencies. French patent, 703113.

- [19] Balanis, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2015.
- [20] Picon, O., Cirio, L., Ripoll, C., Baudoin, G., Bercher, J. F., & Villegas, M. (2009). *Les antennes: Théorie, conception et applications*. Dunod.
- [21] Carver, Keith, and James Mink. "Microstrip antenna technology." *IEEE transactions on antennas and propagation* 29.1 (1981): 2-24.
- [22] Dieuleveult, François, and Olivier Romain. *Électronique appliquée aux hautes fréquences-2e éd.: Principes et applications*. Dunod, 2008.
- [23] Bahl, Inderjit, Prakash Bhartia, and P. Bhartia. *Microstrip antennas*. Artech house, 1980.
- [24] Carver, Keith, and James Mink. "Microstrip antenna technology." *IEEE transactions on antennas and propagation* 29.1 (1981): 2-24.
- [25] Katehi, P., and N. Alexopoulos. "On the modeling of electromagnetically coupled microstrip antennas--The printed strip dipole." *IEEE transactions on antennas and propagation* 32.11 (1984): 1179-1186.
- [26] James, James Roland, James R. James, and Peter S. Hall, eds. *Handbook of microstrip antennas*. Vol. 1. IET, 1989.
- [27] Pozar, David M. "Microstrip antennas." *Proceedings of the IEEE* 80.1 (1992): 79-91.
- [28] Katehi, P., and N. Alexopoulos. "On the modeling of electromagnetically coupled microstrip antennas--The printed strip dipole." *IEEE transactions on antennas and propagation* 32.11 (1984): 1179-1186.
- [29] Gronau, G., and I. Wolff. "Aperture-coupling of a rectangular microstrip resonator." *Electronics Letters* 22.10 (1986): 554-556.
- [30] BERBAR, Tarik Bouziane, *Méthode des lignes élémentaires couplées finies appliquée aux antennes microrubans stratifiées*. 2006. Ecole Nationale Polytechnique, thèse de doctorat.
- [31] Liu, Ruopeng & Cheng, Qiang & Chin, Jessie & Mock, Jack & Cui, Tie & Smith, D.. (2009). Broadband gradient index microwave quasi-optical elements based on non-resonant metamaterials. *Optics express*. 17. 21030-41. 10.1364/OE.17.021030.
- [32] Dhouibi, Abdallah & Burokur, Shah Nawaz & de Lustrac, André & Priou, Alain. (2013). Métamatériaux à gradient d'indice pour les antennes-lentilles large-bande. *Revue de l'Electricité et de l'Electronique*. 63-67.
- [33] Cheng, Qiang, Hui Feng Ma, and Tie Jun Cui. "Broadband planar Luneburg lens based on complementary metamaterials." *Applied Physics Letters* 95.18 (2009): 181901.
- [34] Mei, Z. L., Bai, J., Niu, T. M., & Cui, T. J. (2011). A half Maxwell fish-eye lens antenna based on gradient-index metamaterials. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 60(1), 398-401.
- [35] Dhouibi, Abdallah, et al. "Compact metamaterial-based substrate-integrated luneburg lens antenna." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 11 (2012): 1504-1507.
- [36] R.~K.~Luneburg,. (1964). *The Mathematical Theory of Optics*. 10.1119/1.1972799.
- [37] Fuchs, Benjamin, et al. "Design and characterization of half Maxwell fish-eye lens antennas in millimeter waves." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 54.6 (2006): 2292-2300.
- [38] Liu, Ruopeng, et al. "Broadband gradient index microwave quasi-optical elements based on non-resonant metamaterials." *Optics express* 17.23 (2009): 21030-21041.

- [39] Huawei and NTT DOCOMO Achieves a New Breakthrough in 5G mmWave Long-Distance Mobility Trial over 39 GHz Band. (2017, Dec 18). *Huawei*. <https://www.huawei.com/en/news/2017/12/NTT-DOCOMO-5G-mmWave-Trial>
- [40] Wu, Bae-Ian, et al. "A study of using metamaterials as antenna substrate to enhance gain." *Progress in electromagnetics research* 51 (2005): 295-328.
- [41] O'brien, S., and J. B. Pendry. "Magnetic activity at infrared frequencies in structured metallic photonic crystals." *Journal of Physics: Condensed Matter* 14.25 (2002): 6383.
- [42] Huangfu, Jiangtao, et al. "Experimental confirmation of negative refractive index of a metamaterial composed of Ω -like metallic patterns." *Applied Physics Letters* 84.9 (2004): 1537-1539.
- [43] Chen, H., Ran, L., Huangfu, J., Zhang, X., Chen, K., Grzegorzczuk, T. M., & Kong, J. A. (2004). Left-handed materials composed of only S-shaped resonators. *Physical review E*, 70(5), 057605.
- [44] Enoch, Stefan, et al. "A metamaterial for directive emission." *Physical Review Letters* 89.21 (2002): 213902.
- [45] Li, Dongying, et al. "A high gain antenna with an optimized metamaterial inspired superstrate." *IEEE transactions on antennas and propagation* 60.12 (2012): 6018-6023.
- [46] Schurig, D. R. S. D., J. J. Mock, and D. R. Smith. "Electric-field-coupled resonators for negative permittivity metamaterials." *Applied physics letters* 88.4 (2006): 041109.
- [47] Liu, Ruopeng, et al. "Negative index material composed of electric and magnetic resonators." *Applied Physics Letters* 90.26 (2007): 263504.
- [48] BOUBAKRI, A. (2017). Etude et conception des métalentilles électromagnétiques [Thèse de doctorat, L'École Supérieure des Communications de Tunis].
- [49] SIMULA (2021). CST STUDIO SUITE. 3D DASSAULT SYSTEMES <https://www.3ds.com/fr/produits-et-services/simulia/produits/cst-studio-suite/>
- [50] Kedze, Kam Eucharist, Heesu Wang, and Ikmo Park. "Compact broadband omnidirectional radiation pattern printed dipole antenna incorporated with split-ring resonators." *IEEE Access* 6 (2018): 49537-49545.
- [51] Mahmud, Md, et al. "A negative index metamaterial to enhance the performance of miniaturized UWB antenna for microwave imaging applications." *Applied Sciences* 7.11 (2017): 1149.
- [52] Razi, Zahra Mousavi, Pejman Rezaei, and Arash Valizade. "A novel design of Fabry-Perot antenna using metamaterial superstrate for gain and bandwidth enhancement." *AEU-International Journal of Electronics and Communications* 69.10 (2015): 1525-1532.
- [53] Sheersha, Jils A., N. Nasimuddin, and Arokiaswami Alphones. "A high gain wideband circularly polarized antenna with asymmetric metasurface." *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* 29.7 (2019): e21740.
- [54] Singha, Rahul, and Damera Vakula. "Directive beam of the monopole antenna using broadband gradient refractive index metamaterial for ultra-wideband application." *IEEE Access* 5 (2017): 9757-9763.
- [55] Erfani, Elham, Mahmoud Niroo-Jazi, and Serioja Tatu. "A high-gain broadband gradient refractive index metasurface lens antenna." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 64.5 (2016): 1968-1973.

- [56] Patel, Shobhit K., Christos Argyropoulos, and Yogeshwar P. Kosta. "Broadband compact microstrip patch antenna design loaded by multiple split ring resonator superstrate and substrate." *Waves in Random and Complex Media* 27.1 (2017): 92-102.
- [57] Jafargholi, Amir, and Mohammad Hossein Mazaheri. "Broadband microstrip antenna using epsilon near zero metamaterials." *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 9.14 (2015): 1612-1617.
- [58] Ju, Jeongho, et al. "Wideband high-gain antenna using metamaterial superstrate with the zero refractive index." *Microwave and Optical Technology Letters* 51.8 (2009): 1973-1976.
- [59] Li, Dongying, et al. "A high gain antenna with an optimized metamaterial inspired superstrate." *IEEE transactions on antennas and propagation* 60.12 (2012): 6018-6023.
- [60] Orfanidis, S. J. "Electromagnetic Waves and Antennas; Sophocles J." (2004): 154-174.
- [61] Philippe Artillan. Design, modelization and realization of integrated inductive components for low power supplies and microsystems. Thèse en microélectronique, Université de Toulouse, Institut des Sciences Appliquées (INSA), novembre 2008, 147p.
- [62] Ph. Lalanne and D. Lalanne, "On the effective medium theory of subwavelength periodic structures", *Journal of Modern Optics*, vol. 43, no. 10, pp. 2063–2086, October 1996.
- [63] D. Seetharamdoo, R. Sauleau, A-C. Tarot, and K. Mahdjoubi, "Homogenization of negative refractive index metamaterials : Influence of physical parameters on the effective permittivity and permeability", In: *27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas: Electromagnetic Bandgap, Left handed materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces*, Santiago de Compostela, Spain, March 9-11, pp. 201–207 (2004)
- [63] D. R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, April 2002.
- [64] P. Markos and C. M. Soukoulis, "Transmission properties and effective electromagnetic parameters of double negative metamaterials", *Optics Express*, vol. 11, no. 7, pp. 649–661, April 2003.
- [65] Chen, X., Grzegorzczuk, T. M., Wu, B. I., Pacheco Jr, J., & Kong, J. A. (2004). Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials. *Physical Review E*, 70(1), 016608.
- [66] Galek, T., et al. "Extraction of effective permittivity and permeability of metallic powders in the microwave range." *Modelling and Simulation in Materials Science and Engineering* 18.2 (2010): 025015.
- [67] Zhou, J., Koschny, T., & Soukoulis, C. M. (2007). Magnetic and electric excitations in split ring resonators. *Optics express*, 15(26), 17881-17890.
- [68] KHARROUBI, Hakim, BERBAR, Tarik Bouzian, NACER, Azzeddine, *et al.* Radiation improvement of microstrip antenna by metamaterial superstrate. *International Journal of Electronics*, 2021, p. 1-16.
- [69] Shrestha, Gauri Shankar, et al. "GRIN optics."
- [70] Cheng, D. "Modified Luneberg lens for defocused source." *IRE Transactions on Antennas and Propagation* 8.1 (1960): 110-111.

- [71] Greenwood, Andrew D., and Jian-Ming Jin. "A field picture of wave propagation in inhomogeneous dielectric lenses." *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 41.5 (1999): 9-18.
- [72] Fuchs, Benjamin, et al. "Design and characterization of half Maxwell fish-eye lens antennas in millimeter waves." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 54.6 (2006): 2292-2300.
- [73] Jing, Xufeng, et al. "Ultrabroadband unnaturally high effective refractive index metamaterials in the terahertz region." *IEEE Photonics Journal* 9.1 (2017): 1-7.