

N° d'ordre : 112/2021-C/ELC

*REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE*  
*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*  
*Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene*  
*Faculté d'Electronique et Informatique*



**THÈSE de Doctorat**

**Présentée pour l'obtention du grade de Docteur en : ELECTRONIQUE**

**Spécialité : Instrumentation Electronique/ Optronique des Systèmes**

**Par : GUIDOUME Ferial**

**Thème :**

**Application des métamatériaux dans la conception  
des circuits micro-ondes**

Soutenue publiquement le **23 /10/ 2021** devant le jury composé de :

M. S. MEKAOUI	Professeur	à l'USTHB	Président
M. M.L. TOUNSI	Professeur	à l'USTHB	Directeur de thèse
M. N. ABABOU	Professeur	à l'USTHB	Co-directeur de thèse
M. M. CHALLAL	Professeur	à l'UMBB	Examineur
M. K. MAZIGHI	Maitre de conférence /A	à l'USTHB	Examineur

## Remerciements

*Cette thèse a été préparée au sein du laboratoire d'instrumentation (LINS) de la Faculté d'Electronique et d'Informatique (FEI) de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari-Boumédiène (USTHB, Algérie), en collaboration avec le laboratoire IMEP LaHC, INP de Grenoble, France.*

*Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Mohamed Lamine TOUNSI, Professeur à la Faculté d'Electronique et d'Informatique de l'USTHB, qui m'a encadré tout au long de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions. Qu'il soit remercié aussi pour sa générosité, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.*

*Je tiens à rendre hommage à Feu Monsieur Nouredine ABABOU, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari-Boumédiène (USTHB, Algérie), qui m'a beaucoup aidée et conseillée avec gentillesse, et qui nous a malheureusement quittés sans pouvoir voir le fruit de notre travail.*

*Je remercie Monsieur Tan Phu VUONG, Professeur à l'IMEP-LaHC, fruit d'une collaboration mutuelle de plus de quatre (4) ans. C'est à ses côtés que j'ai compris ce que rigueur et précision voulaient dire.*

*J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur Mustapha C.E. YAGOUB, professeur à l'École des sciences informatiques et de génie électrique, Université d'Ottawa, Canada, pour son aide et ses conseils grâce auxquels ce travail a pu réussir.*

*Je tiens enfin à remercier Monsieur Slimane MEKAOUI, Professeur à la Faculté d'Electronique et d'Informatique de l'USTHB, pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury, Messieurs Mouloud CHALLAL Professeur à l'Université M'hamed Bouguera de Boumerdes et Khaled MAZIGHI Maître de Conférences à la Faculté d'Electronique et d'Informatique de l'USTHB d'avoir aimablement accepté d'examiner cette thèse.*

*J'exprime aussi ma profonde reconnaissance à Mr. Nicolas CORRAO, ingénieur au laboratoire IMEP LaHC, pour son énorme aide concernant les prototypes d'antennes réalisés.*

*Enfin, je tiens à remercier ma famille de m'avoir encouragé durant ma thèse, et tous mes amis notamment Djamel ABBOU qui ne m'a jamais épargné aucune aide ou information, Karim Ben Si Said, Mahdi ZABAT, Nazim OUADAHI, Mounira ZOUTAT, Nadia BOUSAHA, et Lamia ALIK qui étaient ma deuxième famille à Alger.*

*Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail aux personnes qui ont accepté mes choix, et qui m'ont poussée vers l'avant jusqu'à la dernière minute, à mon très cher PAPA et à ma chère MAMA.*

# Sommaire

<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>Chapitre 1: Vue d'ensemble sur les métamatériaux et métasurfaces</b>	
1.1. Notions théoriques.....	3
1.1.1. Milieu à permittivité négative.....	5
1.1.2. Milieu à perméabilité négative .....	6
1.1.3. Milieu doublement négatif.....	8
1.1.4. Approche basée sur les lignes de transmission .....	9
1.2. Applications principales des métamatériaux .....	12
1.2.1. Applications dans le domaine de l'optique .....	12
1.2.1.1. Les Superlentilles .....	12
1.2.1.2. Cape d'invisibilité.....	14
1.2.2. Dans le domaine des micro-ondes.....	14
1.3. Les métasurfaces .....	15
1.3.1. Etude théorique et analyse des métasurfaces .....	16
1.3.2. Applications majeures des métasurfaces.....	18
1.3.2.1. Contrôle de polarisation.....	18
1.3.2.2. Métasurfaces d'Huygens .....	19
1.3.2.3. Métasurfaces pour le contrôle du rayonnement.....	20
1.4. Application des méta-structures dans le domaine des antennes : Etat de l'art.....	21
<b>Chapitre 2 : Application des métasurfaces sur les antennes 60 GHz</b>	
2.1. Systèmes millimétriques à 60 GHz .....	24
2.1.1. Définitions et standards.....	24
2.1.2. Bande passante de l'antenne .....	24
2.1.3. Gain de l'antenne .....	25
2.1.4. Largeur du faisceau de l'antenne .....	26

2.1.5.	Applications potentielles à 60GHz.....	27
2.2.	Introduction aux structures de transmission.....	28
2.3.	Conception d'une antenne 60 GHz à métasurfaces 2D.....	29
2.3.1.	L'antenne 60 GHz .....	30
2.3.2.	Origines des structures périodiques.....	30
2.3.3.	Cellule à fentes croisées.....	31
2.3.4.	Cellule à anneaux circulaires .....	32
2.3.5.	Application des structures périodiques .....	32
2.3.6.	Discussion des résultats.....	33
2.3.6.1.	Structure périodique à base de cellule à Fentes rectangulaires croisées.....	33
2.3.6.2.	Structure périodique à base cellules à fente en anneaux circulaires.....	34
2.4.	Les métasurfaces 3D .....	36
2.4.1	Etat de l'art des FSS 3D .....	36
2.4.2.	Limites de l'impression 3D.....	37
2.5.	Conception d'une antenne 60 GHz à Métasurfaces 3D .....	38
2.5.1.	Cellule unitaire 3D .....	38
2.5.2.	Application de la structure périodique .....	39
<b>Chapitre 3 : Antennes à FSS 3D et filtre FSS dédiées aux applications 5G</b>		
3.1.	Introduction .....	42
3.1.1.	Contexte applicatif .....	42
3.1.2.	Etat de l'art des antennes 5G à métasurfaces .....	43
3.2.	Conception d'une antenne patch 24 GHz à métasurfaces 3D .....	44
3.2.1.	Structure périodique à Cellule unitaire remplie (full unit cell) .....	44
3.2.2.	Application de la structure périodique.....	45
3.2.3.	Fabrication et problèmes rencontrés.....	48
3.3.	Structure périodique à cellules unitaires creuses ( <i>empty unit cell</i> ).....	48
3.3.1.	Structure périodique et protocole de réalisation.....	49

3.3.2.	Structures finales réalisées .....	51
3.3.3.	Mesures du paramètre $S_{11}$ .....	51
3.3.4.	Mesures du diagramme de rayonnement .....	52
3.4.	Conception d'une structure FSS 3D à partir d'une structure 2D.....	54
3.4.1.	Cellule unitaire .....	54
3.4.2.	Application de la structure périodique 2D.....	55
3.4.3.	Passage à une structure 3D .....	56
3.4.4.	Fabrication, mesures et comparaison des résultats .....	57
3.5.	Conception et réalisation d'un filtre FSS pour les applications 5 G (bande 3.5 GHz)	63
3.5.1.	Introduction aux filtres FSS .....	63
3.5.2.	Conception des éléments .....	63
3.5.3.	Simulation des performances du filtre FSS.....	65
3.5.4.	Fabrication et résultats des mesures .....	66
3.6.	Conclusion.....	68

#### **Chapitre 4 : Application des FSS sur les Antennes à substrats anisotropes**

4.1.	Introduction .....	69
4.2.	Design de l'antenne patch proposée .....	69
4.3.	Etude de l'anisotropie uniaxiale .....	70
4.3.1.	Influence de l'anisotropie sur la fréquence de résonance.....	70
4.3.2.	Variation de $\epsilon_x$ .....	71
4.3.2.1.	Influence sur l'adaptation de l'antenne.....	71
4.3.2.2.	Influence sur le gain et la directivité de l'antenne.....	72
4.3.3.	Variation de $\epsilon_y$ .....	72
4.3.3.1.	Influence sur l'adaptation de l'antenne.....	72
4.3.3.2.	Influence sur le gain et la directivité de l'antenne.....	73
4.4.	Etude de l'anisotropie bi-axiale.....	73

4.4.1.	Cas du PTFE .....	74
4.4.1.1.	Influence des dimensions sur l'adaptation.....	74
4.4.1.2.	Influence de la variation de permittivité sur l'adaptation et les fréquences de résonance	74
4.4.2.	Cas du saphir glass .....	76
4.4.2.1.	Influence de la Variation des dimensions sur l'adaptation.....	76
4.4.2..2	Influence de la variation de permittivité sur l'adaptation et les fréquences de résonance	77
4.5.3.	Influence de la variation de permittivité sur la directivité.....	78
4.5.	Application des FSS sur l'antenne monopole.....	80
4.6.	Conclusion.....	89
	<b>Conclusion Générale</b> .....	90
	<b>Références</b> .....	92
	<b>Annexe A</b> .....	108
A.1.	Dimensions de l'antenne patch rectangulaire .....	108
A.2.	Techniques d'excitation des antennes patch .....	108
A.3.	Impédance d'entrée et adaptation.....	109

## Liste des symboles

$\vec{E}$  : Champ électrique

$\vec{H}$  : Champ magnétique

$\vec{k}$  : Vecteur d'onde

$\vec{S}$  : Vecteur de Pointing

$\epsilon_0$  : Permittivité électrique absolue du vide

$\epsilon_r$  : Permittivité électrique relative

$\mu_0$  : Perméabilité magnétique absolue du vide

$\mu_r$  : Perméabilité magnétique relative

$\vec{r}$  : Vecteur déplacement

$E_0$  : Amplitude du champ électrique

$H_0$  : Amplitude du champ magnétique

$f$  : la fréquence du rayonnement électromagnétique

$V_\phi$  : Vitesse de phase de l'onde électromagnétique

$V_g$  : Vitesse de groupe de l'onde électromagnétique

$\omega$  : Pulsation

$\omega_p$  : Fréquence plasma électrique

$\gamma_m$  : Facteur de pertes métallique

$n_e$  : Densité des électrons libres

$m_e$  : Masse de l'électron

$e$  : Charge électrique de l'électron

$n_{eff}$  : Densité effective des électrons libres

$m_{eff}$  : Masse effective de l'électron

$\mu_{eff}$  : Perméabilité magnétique effective

$\omega_m$  : Fréquence de résonance magnétique

$\omega_{pm}$  : Fréquence plasma magnétique

$\gamma$  : Constante de propagation

$\beta$  : Constante de phase

$L_R$  : Inductance de la bobine en série

$C_R$  : Capacité électrique du condensateur en parallèle

$L_l$  : Inductance de la bobine en parallèle

$C_l$  : Capacité électrique du condensateur en série

V : Tension électrique

I : Courant électrique

M : Matrice de transfert

A, B, C et D : Eléments de la matrice M

$\vec{E}_1^+$ ,  $\vec{E}_2^+$  : Ondes incidentes sur le premier et le deuxième plan respectivement

$\vec{E}_1^-$ ,  $\vec{E}_2^-$  : Ondes réfléchies sur le premier et le deuxième plan respectivement

S : Matrice de répartition (*scattering matrix*)

$S_{11}$ ,  $S_{22}$  : Coefficients de réflexion

$S_{12}$ ,  $S_{21}$  : Coefficients de transmission

$\lambda_0$  : Longueur d'onde dans le vide

PL : Pertes sur le trajet

## **Liste des abréviations**

AP : Point d'accès

BBU : Base band and units

BW : Bande passante (band width)

CMOS : Semi-conducteur Complémentaire à Oxyde métallique (Complementary Metal Oxide Semiconductor)

CRLH : Ligne composite main droite / main gauche (Composite Right Left Handed Transmission Line)

CSRR : Résonateur à anneaux fondus circulaire (Circular Split Ring Resonator)

EBG : Bande interdite électromagnétique (Electromagnetic Band Gap)

EIRP : Puissance isotrope rayonnée effective (Effective Isotropic Radiated Power)

FCC : Commission fédéral des communications (Federal Commition of Communications)

FSS : Surface sélective en fréquence (Frequency Selective Surface)

GPRS : Service général de radiocommunication par paquets (General Packet Radio Service)

GPRS : Service général de radiocommunication par paquets (General Packet Radio Service)

LH-TL : Ligne de transmission main gauche (left handed tansmission line)

LTE : Évolution à long terme (LongTerm Evolution)

PRS : surfaces partialement réfléchissante (Partially reflecting Surface)

RH-TL : Ligne main droite (right handed transmission line)

RRU : Unités radio à distance (Remote Radio Units)

SIW: Antennes à fente à guide d'ondes intégré (Integrated Waveguide Slot antennas)

SLL : Niveau des lobes latéraux (Side Lobe Level)

SRR : Résonateur à anneaux fondus (Split Ring Resonator)

TCP-IP : Transmission Control Protocol/Internet Protocol

UE : Equipement des utilisateurs (User Equipment)

UHD : Dimension ultra-haute (Ultra Hight Dimension)

UM : Mode d'usage (Modes of Use)

WHDMI : Interface multimédia à haute définition par réseau sans fil (Wireless Hight Definition Multimedia Interface)

WiMAX : Interopérabilité mondiale pour l'accès aux micro-ondes (Worldwide Interoperability for Microwave Access)

WLAN : Réseau local sans fil (Wireless Local Area Network)

WPAN: Réseau personnel sans fil (Wireless Personal Area Network)

## Liste des figures

- Figure 1.1** : (a) Trièdre direct et (b) indirect composé par le champ électrique  $\vec{E}$ , le champ magnétique  $\vec{H}$  et le vecteur d'onde  $\vec{k}$ , pour un matériau usuel et un métamatériau respectivement.....(16)
- Figure 1.2** : Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ses paramètres constitutifs (permittivité  $\epsilon$  et  $\mu$  perméabilité).....(18)
- Figure 1.3** : Structure du réseau de fils métalliques minces proposée par J.Pendry [1].....(19)
- Figure 1.4** : Tracé de la permittivité (partie réel) d'un réseau de fils métalliques [2].....(19)
- Figure 1.5** : SRRs proposés par J.Pendry et al. [3].....(19)
- Figure 1.6** : Tracé de la : (a) perméabilité, et (b) permittivité d'un réseau des SRR carrés en fonction de la fréquence [4].....(20)
- Figure 1.7** : Structure proposée par D. Smith et al [5] qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériau).....(21)
- Figure 1.8** : Permittivité et perméabilité d'un métamatériau obtenues à partir d'une combinaison SRR-fils [2].....(21)
- Figure 1.9** : Tronçon de ligne de transmission classique (main droite), (a) sans et (b) avec pertes.....(22)
- Figure 1.10** : Tronçon de ligne de transmission main gauche (LH-TL), sans (a) et avec pertes (b).....(23)
- Figure 1.11** : Diagramme de dispersion pour les deux catégories de ligne de transmission (RH-TL, LH-TL).....(23)
- Figure 1.12** : Tronçon de ligne composite main droite/ main gauche (CRLH), (a) sans et (b) avec pertes.....(24)
- Figure 1.13** : Diagramme de dispersion pour un tronçon de ligne CRLH : (a) non équilibré et (b) équilibré (droite) [10].....(24)
- Figure 1.14** : Super lentille idéale de John Pendry (a) ondes propagatives et (b) ondes évanescentes [6].....(26)
- Figure 1.15** : Principe du Cloaking, les rayons contournent l'objet (la sphère) se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (A) vue 2D, (B) vue 3D [7].....(27)

<b>Figure 1.16</b> : (a) vu dessous (plan de masse à UC-PBG) et dessus (la ligne de transmission), (b) résultats des paramètres S obtenus [8].....	<b>(27)</b>
<b>Figure 1.17</b> : (a) Présentation des ondes incidente et réfléchie, (b) Succession des éléments basiques composant un système multicouches ou périodique 1D.....	<b>(29)</b>
<b>Figure 1.18</b> : Métasurface permettant de convertir une polarisation linéaire en polarisation circulaire [9] .....	<b>(31)</b>
<b>Figure 1.19</b> : Métasurface de Huygens permettant de réfracter une onde incidente normale [12], [45].....	<b>(32)</b>
<b>Figure 1.20</b> : Métasurface alimentée par une source laser $\lambda = 676$ nm générant en réflexion une image holographique [13].....	<b>(33)</b>
<b>Figure 2.1</b> : Spectre disponible sans licence dans la bande des 60 GHz selon les zones géographiques [14].....	<b>(37)</b>
<b>Figure 2.2</b> : Puissance transmise en fonction du gain de l'antenne pour les différents modes de fonctionnement à 60GHz [15].....	<b>(38)</b>
<b>Figure 2.3</b> : Détermination de la largeur de faisceau de l'antenne. Couverture angulaire de l'antenne en fonction de la taille de la pièce pour une répartition uniforme des utilisateurs [15].....	<b>(39)</b>
<b>Figure 2.4</b> : Principe de fonctionnement des structures de transmission [16].....	<b>(41)</b>
<b>Figure 2.5</b> : Cellule unitaire à (a) un seul anneau, à (b) double anneau et (c) caractérisation de la structure multicouche, vue de profil [16].....	<b>(41)</b>
<b>Figure 2.6</b> : Illustration du module de coefficient de transmission de la structure multicouche, avec un seul et deux anneaux [16].....	<b>(41)</b>
<b>Figure 2.7</b> : Antenne 60 GHz.....	<b>(42)</b>
<b>Figure 2.8</b> : Cellule unitaire, (a) vue de face et (b) vue de profil.....	<b>(43)</b>
<b>Figure 2.9</b> : Coefficient de transmission en module et en phase de la cellule unitaire à fentes croisées.....	<b>(43)</b>
<b>Figure 2.10</b> : Cellule unitaire, (a) vue de face et (b) vue de profil.....	<b>(44)</b>
<b>Figure 2.11</b> : Coefficient de transmission de la cellule unitaire à anneaux circulaires.....	<b>(44)</b>
<b>Figure 2.12</b> : Application de la structure périodique à fente rectangulaire sur l'antenne...	<b>(45)</b>
<b>Figure 2.13</b> : comparaison du $S_{11}$ pour les différents cas.....	<b>(46)</b>
<b>Figure 2.14</b> : Diagramme de rayonnement pour les différents cas.....	<b>(46)</b>

<b>Figure 2.15</b> : Application de la structure périodique à anneaux circulaires sur l'antenne....	(47)
<b>Figure 2.16</b> : Comparaison des coefficients de réflexions.....	(47)
<b>Figure 2.17</b> : Comparaisons des diagrammes de rayonnement.....	(48)
<b>Figure 2.18</b> : Cellule unitaire 3D, (a) vue tridimensionnelle, (b) vue de face (et arrière) et (c) vue de côté (et au-dessus).....	(50)
<b>Figure 2.19</b> : Coefficient de transmission en module et en phase de la cellule unitaire 3D présentée dans la figure 2.18.....	(51)
<b>Figure 2.20</b> : Structure périodique à cellule unitaire 3D appliquée sur l'antenne patch.....	(51)
<b>Figure 2.21</b> : Coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	(52)
<b>Figure 2.22</b> : Diagramme de rayonnement 3D, (a) antenne seule, (b) antenne à FSS 3D placée à 11.5 mm et (c) antenne à métasurface 3D placée à 7.5 mm.....	(52)
<b>Figure 2.23</b> : Comparaison des diagrammes de rayonnement en coordonnées cartésiennes sur le plan E.....	(53)
<b>Figure 3.1</b> : Evolution des réseaux mobile dans le temps [17].....	(55)
<b>Figure 3.2</b> : Réseau hétérogène 5G.....	(55)
<b>Figure 3.3</b> : Antenne patch 24 GHz utilisée.....	(56)
<b>Figure 3.4</b> : Cellule unitaire 3D à 24 GHz, (a) vue 3D, (b) vu de face et arrière et (c) vue de côté et dessus.....	(57)
<b>Figure 3.5</b> : Coefficient de transmission de cellule unitaire en module et en phase.....	(57)
<b>Figure 3.6</b> : Application de la structure périodique sur l'antenne patch.....	(58)
<b>Figure 3.7</b> : Paramètre $S_{11}$ des différents cas avec et sans métasurfaces 3D.....	(58)
<b>Figure 3.8</b> : Diagramme de rayonnement à 24 GHz, (a) antenne seule, (b) $H_p = 8.5$ mm, (c) $H_p = 26.6$ mm, (d) $H_p = \lambda_0/4$ .....	(59)
<b>Figure 3.9</b> : Comparaison des différents cas du gain, avec et sans métasurfaces 3D à 24 GHz.....	(59)
<b>Figure 3.10</b> : Comparaison du gain à 24.5 GHz .....	(59)
<b>Figure 3.11</b> : Cellule unitaire creuse, (a) vue 3D, (b) vue de coupe, (c) vue de face et (d) vue de coté.....	(60)
<b>Figure 3.12</b> : Coefficient de transmission en module et phase de la cellule unitaire de la figure 3.11.....	(61)
<b>Figure 3.13</b> : Protocole suivi pour la fabrication de la structure périodique.....	(62)

**Figure 3.14** : (a) structure périodique appliquée sur l'antenne, (b) placement des blindages appliqué.....(62)

**Figure 3.15** : (a) structure périodique en intérieur, (b) structures finales réalisées (antenne patch + structure périodique + la rochette) .....(63)

**Figure 3.16** : Processus utilisé pour la mesure du paramètre  $S_{11}$ , (a) antenne seule, (b) antenne à structure.....(63)

**Figure 3.17** : Comparaison du paramètre  $S_{11}$  des antennes.....(64)

**Figure 3.18** : Mesure du gain en chambre anéchoïque .....(64)

**Figure 3.19** : Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne finale.....(65)

**Figure 3.20** : Diagramme de rayonnement des antennes à 24.5 GHz, (a) sur le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ), (b) sur le plan  $\varphi = 45^\circ$ .....(65)

**Figure 3.21** : Diagramme de rayonnement des antennes à 24.8 GHz, (a) sur le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ), (b) sur le plan  $\varphi = 45^\circ$ .....(66)

**Figure 3.22** : Cellule unitaire, (a) vue de face, (b) vue de côté.....(67)

**Figure 3.23** : Coefficient de transmission de la cellule unitaire en module et en phase.....(67)

**Figure 3.24** : Application de la structure 2D sur l'antenne, (a) avant et (b) après l'enlèvement du cuivre.....(68)

**Figure 3.25** : (a) Principe suivi pour référencier les endroits du champ incident le plus intense pour placer les parois réfléchissants, (b) vue en 3D de l'antenne finale conçue.....(68)

**Figure 3.26** : Dessin explicatif de la Vue de coté de l'antenne finale après exploitation de la troisième dimension.....(69)

**Figure 3.27** : Structures réalisées : (a) Antenne patch, (b) structure périodique 2D, (c) placement des parois métalliques réfléchissants et (d) structure périodique 3D finale.....(69)

**Figure 3.28** : Coefficient de réflexion des différentes antennes.....(70)

**Figure 3.29** : Antennes en chambre anéchoïde, (a) antenne de référence (antenne émettrice), (b) antenne à structure 2D et (c) antenne finale à structure 3D.....(71)

**Figure 3.30** : Diagramme de rayonnement des différentes structures à 24.5 GHz.....(71)

**Figure 3.31** : Diagramme de rayonnement des différentes structures à 24.64 GHz.....(72)

**Figure 3.32** : Diagramme de rayonnement des différentes structures à 24.64 GHz.....(72)

**Figure 3.33** : Diagramme de rayonnement simulé normalisé de (a) l'antenne seule, (b) l'antenne à structure 2D et (c) l'antenne à structure 3D.....(72)

**Figure 3.34** : Gain simulé et mesuré des différents cas en fonction de la fréquence.....(73)

**Figure 3.35** : Procédure d'attribution des fréquences par opérateur mobile en France.....(75)

**Figure 3.36** : Géométrie de la cellule unitaire, (a) vue de face, (b) emplacement des vias métalliques et (c) vue de côté.....(75)

**Figure 3.37** : Coefficient de réflexion en module et en phase de la cellule unitaire.....(76)

<b>Figure 3.38</b> : Coefficient de transmission en module et en phase de la cellule unitaire.....	<b>(76)</b>
<b>Figure 3.39</b> : Coefficient de réflexion simulé en variant l'angle d'incidence.....	<b>(77)</b>
<b>Figure 3.40</b> : Coefficient de transmission simulé en variant l'angle d'incidence.....	<b>(77)</b>
<b>Figure 3.41</b> : Filtre 8×8 cellules réalisé.....	<b>(78)</b>
<b>Figure 3.42</b> : Processus de mesures.....	<b>(78)</b>
<b>Figure 3.43</b> : Coefficient de transmission mesuré pour les différentes valeurs de l'angle d'incidence $\theta$ .....	<b>(79)</b>
<b>Figure 4.1</b> : Antenne patch utilisée [18].....	<b>(81)</b>
<b>Figure 4.2</b> : Analyse de l'influence de permittivité sur les résonances de l'antenne.....	<b>(82)</b>
<b>Figure 4.3</b> : Contrôle d'adaptation en fonction de la permittivité sur l'axe x.....	<b>(83)</b>
<b>Figure 4.4</b> : Variation du gain en fonction de la permittivité sur l'axe x pour : (a) la première et (b) la deuxième résonance.....	<b>(83)</b>
<b>Figure 4.5</b> : Contrôle d'adaptation en fonction de la permittivité sur l'axe y.....	<b>(84)</b>
<b>Figure 4.6</b> : Variation du gain en fonction de la permittivité sur l'axe y pour : (a) la première et (b) la deuxième résonance.....	<b>(84)</b>
<b>Figure 4.7</b> : Tracé du $S_{11}$ pour plusieurs valeurs de : (a) la longueur du plan de masse « b » et (b) de la largeur du patch « W ».....	<b>(85)</b>
<b>Figure 4.8</b> : Variation du paramètre $S_{11}$ en fonction de la fréquence, en variant la permittivité sur : (a) l'axe x ( $\epsilon_y=2.95$ , $\epsilon_z=2.89$ ), (b) l'axe y ( $\epsilon_x=2.45$ , $\epsilon_z=2.89$ ) et (c) l'axe z ( $\epsilon_x=2.45$ , $\epsilon_y=2.95$ ).....	<b>(87)</b>
<b>Figure 4.9</b> : Illustration du $S_{11}$ pour plusieurs valeurs de : (a) la longueur du plan de masse, (b) et la largeur du patch .....	<b>(88)</b>
<b>Figure 4.10</b> : Contrôle d'adaptation en variant la permittivité sur : (a) l'axe x ( $\epsilon_y = 5.56$ , $\epsilon_z = 6.24$ ), (b) l'axe y ( $\epsilon_x = 6.64$ , $\epsilon_z = 6.24$ ) et sur (c) l'axe z ( $\epsilon_x = 6.64$ , $\epsilon_y = 5.56$ ).....	<b>(89)</b>
<b>Figure 4.11</b> : Contrôle de directivité en variant la permittivité dans les trois axes (x, y et z) ; (a) pour le PTFE, (b) pour le saphir glass.....	<b>(90)</b>
<b>Figure 4.12</b> : Antenne monopole à structure FSS. (a) vue 3D, (b) vue dessous et (c) vu de profil.....	<b>(90)</b>
<b>Figure 4.13</b> : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique $H_{p1} = 16\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H.....	<b>(92)</b>
<b>Figure 4.14</b> : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique $H_{p2} = 57\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H.....	<b>(93)</b>

- Figure 4.15** : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p3} = 2\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H.....(94)
- Figure 4.16** : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne seule sans métasurface pour les trois cas d'anisotropie, (a) sur le plan E et (b) sur le plan H.....(94)
- Figure 4.17** : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne à métasurface pour les différentes distances antenne-structure périodique, (a, c et e) sur le plan E, (b, d et f) sur le plan H.....(95)
- Figure 4.18** : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p1} = 16\text{mm}$ , en variant  $\epsilon_y$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H.....(97)
- Figure 4.19** : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p2} = 57\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H.....(98)
- Figure 4.20** : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p3} = 2\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H.....(99)
- Figure 4.21** : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne seule sans métasurface pour les trois cas d'anisotropie, (a) sur le plan E et (b) sur le plan H.....(99)
- Figure 4.22** : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne à métasurface pour les différentes distances antenne-structure périodique, (a, c et e) sur le plan E, (b, d et f) sur le plan H.....(100)
- Figure A.1** : Présentation des dimensions d'une antenne patch, (a) vue dessus, (b) vue de côté.....(114)
- Figure A.2** : Antenne patch à ligne micro ruban, (a) centrée, (b) décalée et (c) avec encoches.....(115)
- Figure A.3** : Excitation par ligne coaxiale.....(115)

<b>Tableau 2.1</b> : Paramètres dépendant du mode des dispositifs de type a, b, et c dans la norme ECMA .....	<b>24</b>
<b>Tableau 2.2</b> : Spectre des 60 GHz.....	<b>25</b>
<b>Tableau 2.3</b> : Dimensions de l'antenne 60 GHz .....	<b>30</b>
<b>Tableau 2.4</b> : Performances obtenues pour les différents cas .....	<b>33</b>
<b>Tableau 2.5</b> : Performances obtenues pour les différents cas .....	<b>35</b>
<b>Tableau 3.1</b> : Comparaison des performances de l'antenne 3D FSS proposée avec les modèles d'antennes existants.....	<b>61</b>
<b>Tableau 4.1</b> : Dimensions de l'antenne.....	<b>68</b>

## **Introduction Générale**

Les métamatériaux sont largement utilisés pour le filtrage fréquentiel vu leurs propriétés à créer des bandes interdites dans le spectre électromagnétique pour l'amélioration des différentes performances des circuits microondes [1]–[6]. Dans ce cadre, les métasurfaces sont connues comme étant des équivalents bidimensionnels (2D) des métamatériaux et présentent certains avantages par rapport aux métamatériaux tridimensionnels. D'un point de vue volume, les métasurfaces sont moins encombrantes et sont simples à concevoir, notamment par l'impression directe sur PCB, ce qui pourrait réduire le coût de fabrication. Concernant leurs performances, ces métasurfaces possèdent moins de pertes à cause de la finesse de leurs épaisseurs. Dernièrement et grâce aux nouvelles méthodes de fabrication telles que la technologie d'impression 3D, les structures FSS (frequency selective surfaces) tridimensionnelles ont attiré l'attention des chercheurs en dépit leur complexité de fabrication comparées aux structures FSS bidimensionnelles [7]–[10].

L'objectif de ce travail consiste principalement à réaliser des circuits microondes miniaturisés, moins encombrés, facile à étudier et à fabriquer et plus performants à base des FSS 2D et 3D. Pour ce faire, nous avons étudié théoriquement la forme et le dimensionnement des antennes ainsi que celles des structures périodiques. En effet, des équations empiriques permettant le dimensionnement des antennes ont été d'abord présentées. Les résultats de dimensionnement de ces équations ont servi comme paramètres d'entrée pour le simulateur CST Microwave studio afin de construire des designs précis et optimisés. Cette étude théorique a contribué à construire et à réaliser en laboratoire de nouvelles structures FSS 2D et 3D. Pour les structures FSS 2D, nous avons examiné les applications 60 GHz, 5G à 24 GHz et 3.5 GHz, et WLAN. Quant aux structures FSS 3D, seuls les cas des fréquences 60 GHz et 5G à 24GHz ont été étudiés. Pour les applications 60GHz et WLAN, nous avons effectué des études purement numériques [11]–[16].

Concernant le reste des applications, nous avons réalisé des études expérimentales et théoriques. Les résultats expérimentaux sont en accord avec les résultats simulés. Le manuscrit est organisé comme suit :

Le premier chapitre présente une vue d'ensemble sur les notions théoriques des métamatériaux et métasurfaces, ainsi que leurs applications majeures dans le domaine optique et micro-onde. Un état de l'art y est également proposé concernant les métasurfaces appliquées aux antennes.

Le deuxième chapitre est réservé à l'application des métasurfaces aux antennes 60 GHz. Après avoir donné quelques généralités sur les systèmes millimétriques à 60 GHz, une conception d'une antenne à métasurfaces 2D a d'abord été proposée avant de lui associer des structures FSS 3D permettant d'éviter l'encombrement causé par la configuration multicouche des FSS 2D.

Le troisième chapitre a été consacré à la conception des antennes à FSS 3D et filtres FSS dédiées aux applications radio-mobiles 5G. Trois structures 3D distinctes ont été

proposées. La première et la deuxième structure ont été conçues à base de cellules unitaires 3D remplies et creuses respectivement. Les difficultés de conception rencontrées dans les deux premières structures ont été contournées ensuite par le design d'une troisième structure basée sur une cellule 2D. La troisième dimension a été ensuite exploitée par le placement de parois latérales réfléchissantes. Ce chapitre a été clôturé par la réalisation théorique et expérimentale d'un filtre pour la même application autour de 3.5 GHz.

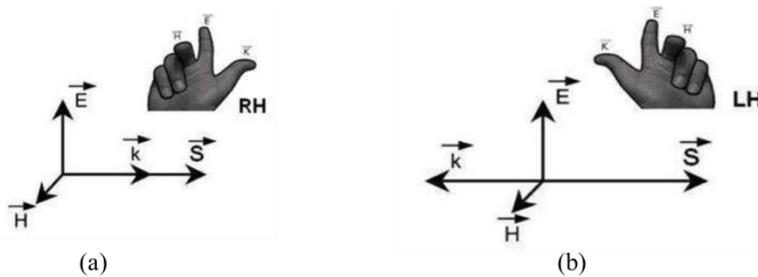
Le chapitre 4, à caractère purement théorique, concerne l'étude de l'effet de l'anisotropie sur les performances d'une antenne patch monopole. Des structures FSS y ont été rajoutées afin d'examiner l'influence des métasurfaces et les substrats anisotropes sur les performances de l'antenne.

Une conclusion générale résume les résultats obtenus tout en suggérant un ensemble de voies possibles d'investigations et de développements.

Les Métamatériaux est le nom donné pour désigner les matériaux artificiels faisant référence à leurs propriétés électromagnétiques non conventionnelles. Il s'agit des milieux électromagnétiques artificiels multifonctions conçus pour générer des réponses électromagnétiques difficiles voire impossibles à réaliser autrement. Leurs nouvelles propriétés apparaissent en raison d'interactions spécifiques avec les champs électromagnétiques.

### 1.1. Notions théoriques

La théorie des métamatériaux a commencé en 1964 lorsque le physicien russe V. G. Veselago [1] a spéculé qu'un phénomène non usuel pouvait être présent si permittivité électrique  $\epsilon$  et perméabilité magnétique  $\mu$  sont inférieures à zéro : le vecteur d'onde  $\vec{k}$ , le vecteur champ électrique  $\vec{E}$  et le champ magnétique  $\vec{H}$  forment un trièdre indirect, caractérisé par la main gauche contrairement aux matériaux usuels, où les vecteurs  $\vec{k}$ ,  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  forment un trièdre direct caractérisé par la main droite. De là, vient l'appellation *matériaux main gauche* pour les métamatériaux. Dans le cas des matériaux main gauche, la phase et l'énergie se propagent dans deux sens opposés, c'est-à-dire que le vecteur d'onde  $\vec{k}$  et le vecteur de Poynting  $\vec{S}$  ont deux sens opposés (Figure 1.1).



**Figure 1.1** (a) Trièdre direct et (b) indirect composé par le champ électrique  $\vec{E}$ , le champ magnétique  $\vec{H}$  et le vecteur d'onde  $\vec{k}$ , pour un matériau usuel et un métamatériau respectivement.

Les équations de Maxwell dans un milieu homogène, linéaire et isotrope sont définies par:

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \mu\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad \text{et} \quad \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

Avec

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} ; \vec{B} = \mu \vec{H} \quad (1.2)$$

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r ; \mu = \mu_0 \mu_r \quad (1.3)$$

où  $\epsilon_0$ ,  $\epsilon_r$ ,  $\mu_0$  et  $\mu_r$  sont la permittivité électrique et la perméabilité magnétique du vide et du matériau respectivement.

Si nous considérons la propagation d'une onde plane (pour simplifier), le vecteur champ électrique et le vecteur champ magnétique sont définis par :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\omega t + \vec{k} \cdot \vec{r})} \quad \text{et} \quad \vec{H} = \vec{H}_0 e^{j(\omega t + \vec{k} \cdot \vec{r})} \quad (1.4)$$

avec  $\vec{k}$  le vecteur d'onde,  $\vec{r}$  vecteur déplacement,  $E_0, H_0$  les amplitudes du champ électrique et du champ magnétique respectivement, et  $\omega$  la pulsation définie par :

$$\omega = 2\pi f \quad (1.5)$$

f étant la fréquence du rayonnement électromagnétique.

A partir des équations (1.1, 1.2, et 1.4) on peut écrire :

$$\vec{k} \wedge \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad \text{et} \quad \vec{k} \wedge \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad (1.6)$$

A partir de l'équation 1.6, on déduit que : si  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont positives, les vecteurs  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{k}$  forment le trièdre direct présenté sur la Figure 1.1-a. Le vecteur de Poynting dans ce cas est défini par :

$$\vec{S} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (1.7)$$

La réponse électromagnétique d'un matériau face à une onde électromagnétique qui le traverse, dépend de sa permittivité électrique et sa perméabilité magnétique. En revanche, selon le signe de ces deux paramètres, il y'a quatre combinaisons possibles comme l'indique la Figure 1. 2 : le premier et le quatrième quadrant représentent des modes de propagation satisfaisant l'équation (1.6), pour des matériaux main droite et main gauche respectivement. Le deuxième et le troisième quadrant représentent des modes évanescents. Le cas où  $\varepsilon_r > 0$  et  $\mu_r < 0$  correspond au cas des ferrites, par contre le cas de  $\mu_r > 0$  et  $\varepsilon_r < 0$  correspond au cas des plasmas.

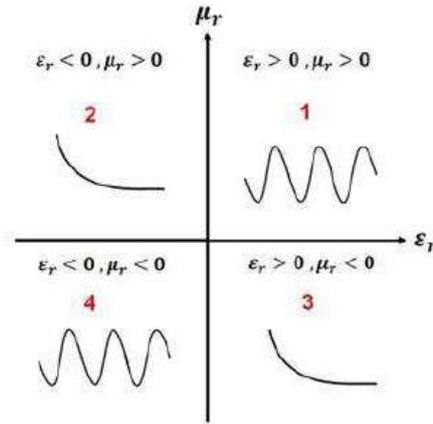
Les deux équations suivantes représentent la vitesse de phase et la vitesse du groupe respectivement :

$$V_\varphi = \frac{\omega}{k} \quad (1.8)$$

$$V_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (1.9)$$

Le fait que les trois vecteurs  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{k}$  forment un trièdre indirect, la vitesse de phase et la vitesse du groupe de l'onde sont dans des directions opposées [17].

Le premier métamatériau fut réalisé en trois étapes : la première est la réalisation d'un matériau à permittivité négative, la deuxième est de réaliser un matériau à perméabilité négative et ensuite l'association des deux matériaux précédents pour composer un matériau doublement négatif ou bien un métamatériau.



**Figure 1.2** Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ses paramètres constitutifs (permittivité  $\epsilon$  et  $\mu$  perméabilité).

### 1.1.1. Milieu à permittivité négative

La dépendance fréquentielle de la permittivité dans les métaux obéit au modèle de Drude [2]:

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + j\gamma_m)} \quad (1.10)$$

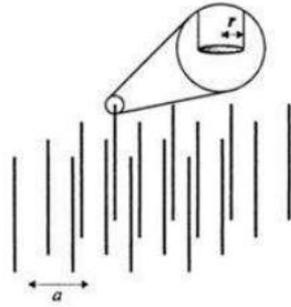
avec :  $\omega_p = \sqrt{\frac{n_e e^2}{\epsilon_0 m_e}}$  la fréquence plasma électrique,  $\gamma_m$  le facteur de pertes,  $n_e$  la densité des électrons libres,  $m_e$  la masse de l'électron et  $e$  sa charge électrique.

L'équation (1.10) montre qu'on peut avoir une permittivité  $\epsilon(\omega)$  inférieure à zéro pour des fréquences inférieures à la fréquence plasma électrique. Pendry et al. en 1996 [2] ont proposé de baisser la fréquence plasma électrique pour avoir une permittivité négative dans la gamme des micro-ondes. La solution consistait à créer un réseau périodique de fils métalliques très minces dont le rayon de courbure est d'environ 1 micron, comme l'indique la Figure 1. 3, ce qui permet d'avoir une basse densité des électrons et donc le courant qui circule le long des tiges métalliques induit un champ magnétique qui agit à son tour sur les charges en rendant leur masse effective plus élevée. Les paramètres effectifs sont définis par [5] :

$$n_{eff} = \frac{n_e \pi r^2}{a^2} \quad (1.11)$$

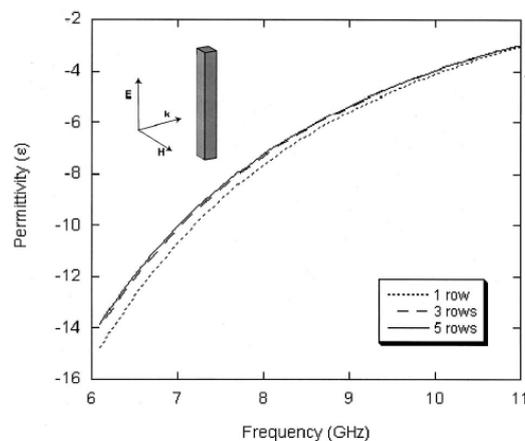
$$m_{eff} = \frac{\mu_0 e^2 \pi r^2 n_e}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad (1.12)$$

Où  $r$  est le rayon des tiges métalliques et  $a$  la période du réseau (espacement entre les tiges).



**Figure 1.3** Structure du réseau de fils métalliques minces proposée par J. Pendry [2]

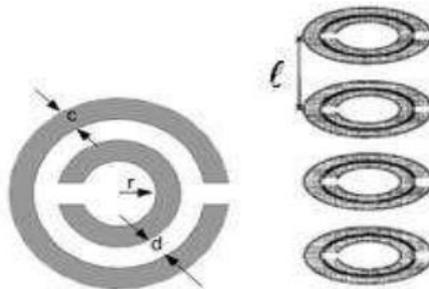
La Figure 1. 4 présente un exemple de permittivité en fonction de la fréquence d'un réseau de fils métalliques, réalisé en 2002 par D. Smith [18].



**Figure 1.4** Tracé de la permittivité (partie réel) d'un réseau de fils métalliques [18]

### 1.1.2. Milieu à perméabilité négative

En 1999, J. Pendry et al [5] ont proposé une structure qui permet d'avoir une perméabilité magnétique négative. Il s'agit des résonateurs à anneaux fendus SRR (*Split Ring Resonators*) comme le montre la Figure 1.5. Les cercles métalliques sont excités par un champ électromagnétique, dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles (il est possible de créer un comportement magnétique sans utiliser des matériaux magnétiques mais juste des conducteurs métalliques classiques, c'est ce qu'on appelle le magnétisme artificiel).



**Figure 1.5** SRRs proposés par J. Pendry et al. [5]

La dépendance fréquentielle de la perméabilité magnétique suit le modèle de Lorentz. La perméabilité magnétique effective est définie par [5]:

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\omega_{pm}^2 - \omega_m^2}{\omega(\omega + j\gamma) - \omega_m^2} \quad (1.13)$$

$\omega_m$  est la fréquence de résonance magnétique,  $\omega_{pm}$  la fréquence plasma magnétique et  $\gamma$  le facteur de pertes métalliques. Les deux fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR (voir figure 1.5) comme suit [5] :

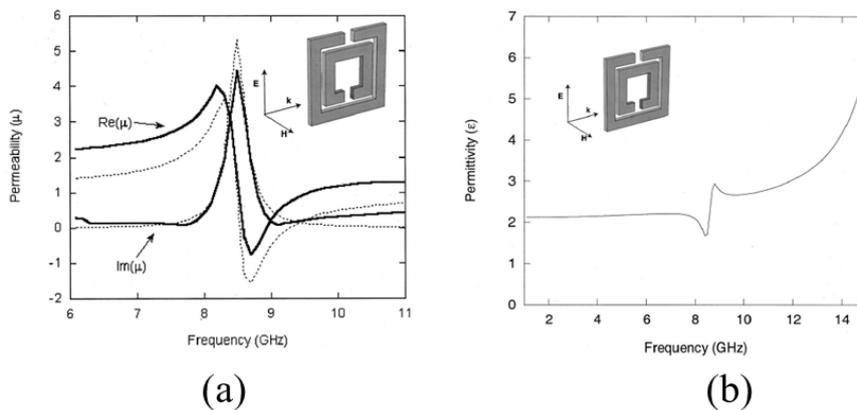
$$\omega_m = \sqrt{\frac{3l C_0^2}{\pi \ln\left(\frac{2c}{d}\right) r^3}} \quad (1.14)$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1 + \frac{\pi r^2}{a^2}}} \quad (1.15)$$

avec  $l$  l'espacement entre les couches de SRR,  $r$  le rayon du petit anneau,  $d$ : le gap entre anneaux,  $a$  la période du réseau et  $C_0$  la vitesse de la lumière dans le vide.

L'équation (1.13) montre que la perméabilité effective peut avoir des valeurs négatives pour des fréquences entre  $\omega_m$  et  $\omega_{pm}$  en considérant que les pertes sont suffisamment faibles. La Figure 1.6 représente un exemple de tracé de la perméabilité effective d'une structure à SRR carré, la perméabilité effective prend des valeurs négative autour de 8.5 GHz et la permittivité reste toujours positive [3].

On définit la perméabilité et la permittivité par :  $\mu = \mu_0 \mu_r$ ,  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$



**Figure 1.6** Tracé de la : (a) perméabilité, et (b) permittivité d'un réseau des SRR carrés en fonction de la fréquence [3]

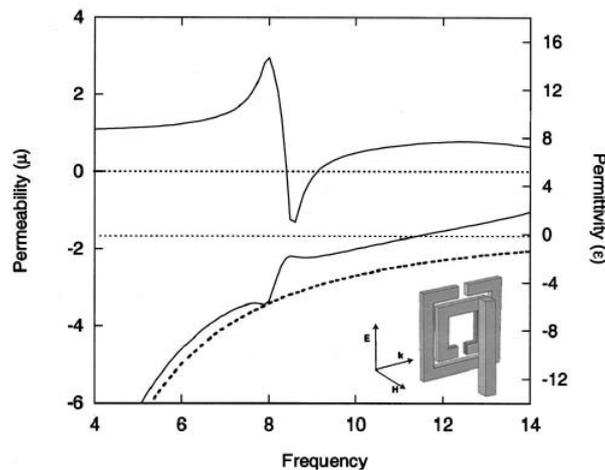
### 1.1.3. Milieu doublement négatif

En s'inspirant des travaux de J. Pendry et al [2] et ceux de D. Smith [5], D. Smith et al [6] ont réalisé la première structure composite doublement négative (figure 1.7), dont ils ont superposé un réseau de fils et un réseau de SRR avec une conception soignée et un choix précis de la largeur de la fente, de la distance d'écart entre les anneaux, et le rayon métallique. Les SRRs peuvent créer une résonance magnétique forte qui mène à la perméabilité négative. Le réseau de fils métalliques permet de fournir la permittivité négative en choisissant soigneusement le rayon et la distance entre les fils. C'était donc la première démonstration expérimentale de la théorie des métamatériaux "LHM" (left handed materials) introduite par Veslago en 1968.



**Figure 1.7** Structure proposée par D. Smith et al [6] qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (métamatériau)

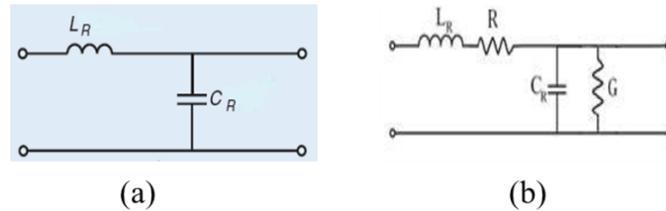
La Figure 1.8 donne le tracé de la permittivité et la perméabilité pour une structure composite constituée d'un réseau de fils minces et des SRRs carrés, les deux paramètres  $\epsilon$  et  $\mu$  sont négatifs pour une bande fréquentielle entre 8.5 et 9.0 GHz [18].



**Figure 1.8** Permittivité et perméabilité d'un métamatériau obtenues à partir d'une combinaison SRR-fils [18]

### 1.1.4. Approche basée sur les lignes de transmission

Une nouvelle approche a été introduite par deux équipes de recherche en 2002, [19] et [20], basée sur les lignes de transmission ce qui permet l'exploitation des propriétés des métamatériaux dans le domaine des micro-ondes. Dans le cas des lignes de transmissions classiques (ligne main droite, RH-TL *Right Handed Transmission Line*), une cellule est composée d'une inductance série  $L_R$  et d'une capacité en parallèle  $C_R$ . En réalité, on rajoute un élément série  $R$  lié aux pertes métalliques, et un élément parallèle  $G$  lié aux pertes diélectriques, comme l'indique la Figure 1. 9.



**Figure 1.9 :** Tronçon de ligne de transmission classique (main droite), (a) sans et (b) avec pertes

La constante de propagation est définie par :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} \quad (1.16)$$

Avec :  $\alpha$  le facteur de pertes,  $\beta$  la constante de phase,  $Z$  l'impédance des éléments séries, et  $Y$  l'admittance des éléments parallèles.

Dans le cas idéal (circuit sans pertes), la constante de phase est définie par :

$$\beta = \omega\sqrt{L_R C_R} \quad (1.17)$$

Les équations de télégraphistes peuvent s'écrire comme suit [21]:

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -I(z)Z \quad , \quad \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -V(z)Y \quad (1.18)$$

Les équations de Maxwell peuvent s'écrire aussi comme suit :

$$\frac{\partial E(z)}{\partial z} = j\omega\mu H \quad , \quad \frac{\partial H(z)}{\partial z} = j\omega\varepsilon E \quad (1.19)$$

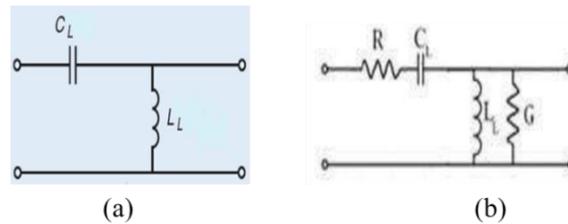
En mode TEM, nous pouvons faire correspondre  $V$  à  $E$  et  $I$  à  $H$  [21], l'identification des équations (1.18) et (1.19) donne:

$$Z = j\omega\mu \quad , \quad Y = j\omega\varepsilon \quad (1.20)$$

Ce qui donne :

$$\mu = \frac{Z}{j\omega} \quad , \quad \varepsilon = \frac{Y}{j\omega} \quad (1.21)$$

Si maintenant on permute entre la capacité et l'inductance en mettant une capacité  $C_L$  en série et une inductance  $L_L$  en parallèle comme le montre la Figure 1. 10, l'impédance série  $Z$  et l'admittance parallèle  $Y$  sont définies par l'équation (1.22) [22]. La combinaison de cette dernière avec l'équation (1.21) démontre le comportement ligne de transmission main gauche (LH-TL *Left Handed Transmission Line*), où la permittivité électrique et la perméabilité magnétique ne peuvent être que négatives. Nous pouvons définir dans ce cas, la constante de propagation  $\beta$  par l'équation (1.23) [22].

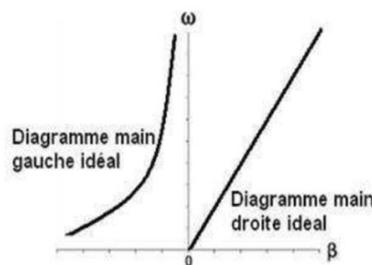


**Figure 1.10 :** Tronçon de ligne de transmission main gauche (LH-TL), (a) sans et (b) avec pertes

$$Z = \frac{1}{j\omega C_L} \quad , \quad Y = \frac{1}{j\omega L_L} \quad (1.22)$$

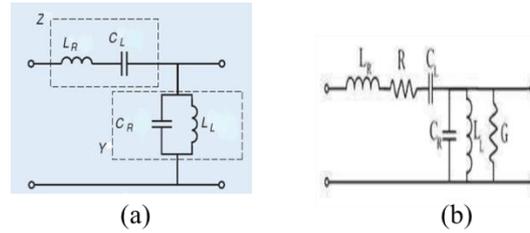
$$\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} \quad (1.23)$$

La figure 1.11 donne le diagramme de dispersion pour les lignes main droite et main gauche dont la constante de phase est définie par les équations (1.17) et (1.23) respectivement. A partir des équations (1.8) et (1.9), on note que les vitesses de phase et de groupe ont le même signe positif (la pente du diagramme est toujours positive, ce qui implique que la vitesse de groupe est positive aussi) pour le cas main droite, et ont des signes opposés pour le cas main gauche.



**Figure 1.11 :** Diagramme de dispersion pour les deux catégories de ligne de transmission (RH-TL, LH-TL)

Il n'est pas possible de réaliser une ligne de transmission purement main gauche. Les éléments ont toujours besoin d'une interconnexion, ce qui nécessite une intervention des tronçons de lignes main droite, ce qui donne une ligne composite main droite/main gauche ou bien CRLH (*Composite Right Left Handed Transmission Line*) comme le montre la Figure 1. 12 [23].



**Figure 1.12 :** Tronçon de ligne composite main droite/ main gauche (CRLH), (a) sans et (b) avec pertes.

La constante de phase pour ce cas est définie par [23]:

$$\beta(\omega) = S(\omega) \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_l C_l} - \left( \frac{L_R}{L_l} + \frac{C_R}{C_l} \right)} \quad (1.24)$$

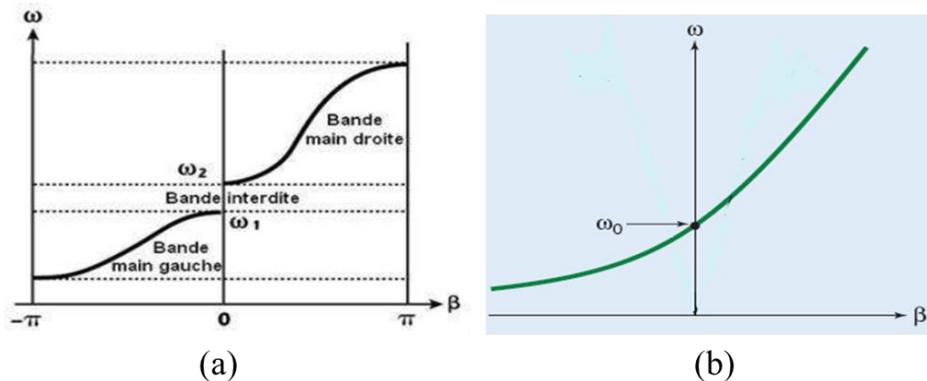
Où

$$S(\omega) = -1 \quad \text{si} \quad 0 < \omega < \omega_1 = \min\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_l}}, \frac{1}{\sqrt{L_l C_R}}\right) \quad (1.25)$$

$$S(\omega) = 1 \quad \text{si} \quad \omega > \omega_2 = \max\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_l}}, \frac{1}{\sqrt{L_l C_R}}\right) \quad (1.26)$$

La constante de phase  $\beta$  dans ce cas peut être purement réelle ou purement imaginaire selon le signe du radical. Dans le cas où  $\beta(\omega)$  est purement réel, on obtient un mode de propagation qui correspond à une bande passante. Si  $\beta(\omega)$  est imaginaire, nous obtenons un mode évanescents qui correspond à une bande interdite (il n'y a pas de propagation). Cette bande interdite est la caractéristique unique des CRLHs qui n'existe ni en PLH (*Pur Left Handed*) ni en PRH (*Pur Right Handed*).

Le diagramme de dispersion peut se diviser en trois régions : une région RH dans laquelle le produit vitesse de phase, vitesse du groupe est positif ( $V_\phi V_g > 0$ ), une région LH où le même produit est négatif ( $V_g V_\phi < 0$ ), et une bande interdite entre les deux pour une valeur de  $\omega$  comprise entre  $\omega_1$  et  $\omega_2$ . Le cas  $\omega_1 \neq \omega_2$  correspond à un cas non équilibré (figure 1.13-a), par contre si  $\omega_1 = \omega_2$  ( $L_R C_l = L_l C_R$ ) nous avons un cas équilibré (figure 1.13 – b [23]).



**Figure 1.13 :** Diagramme de dispersion pour un tronçon de ligne CRLH (a) non équilibré et (b) équilibré (droite) [23]

Dans le cas équilibré,  $\beta$  peut être réduit en une expression simple de l'équation (1.27).

$$\beta = \omega\sqrt{L_R C_R} - \frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} = \beta_{RH} + \beta_{LH} \quad (1.27)$$

Cette équation montre que pour les basses fréquences, le comportement dominant est le LH, par contre pour les hautes fréquences c'est le RH. En se basant sur l'équation (1.21), les relations entre la permittivité et la perméabilité pour une ligne CRLH sont définies par les équations (1.28) et (1.29) respectivement :

$$\mu = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L} \quad (1.28)$$

$$\varepsilon = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L} \quad (1.29)$$

L'impédance caractéristique d'une CRLH est alors définie par :

$$Z_0 = Z_l \sqrt{\frac{L_R C_L \omega^2 - 1}{L_L C_R \omega^2 - 1}} \quad (1.30)$$

Avec:  $Z_l = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}}$ . L'identification des trois dernières équations donne :

$$Z_0 = \eta \quad (1.31)$$

où  $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ , l'impédance intrinsèque du matériau.

## 1.2. Applications principales des métamatériaux

Il existe un très grand nombre d'applications des métamatériaux dans les différents domaines. Nous allons parler de trois applications, dont deux sont dans le domaine de l'optique et la troisième dans le domaine du rayonnement microonde.

### 1.2.1. Applications dans le domaine de l'optique

Les applications les plus célèbres dans le domaine de l'optique sont les superlentilles [4], et la cape d'invisibilité [24].

#### 1.2.1.1. Les Superlentilles

Les lentilles optiques sont depuis des siècles l'un des principaux outils scientifiques. Leur fonctionnement est bien expliqué sur la base de l'optique classique : les surfaces courbées

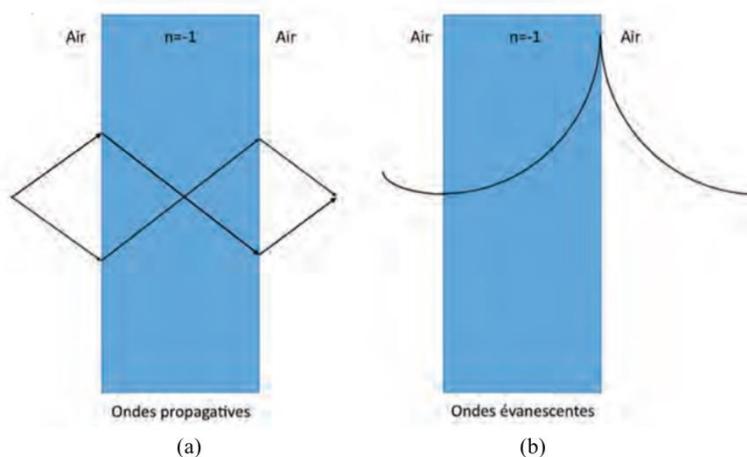
focalisent la lumière en raison du contraste des indices de réfraction. De même, leurs limites sont dictées par l'optique ondulatoire : aucune lentille ne peut focaliser la lumière sur une surface plus petite qu'une longueur d'onde carrée.

Une superlentille est une lentille optique élaborée avec des métamatériaux et permettant de distinguer des détails jusqu'à vingt fois inférieurs à la longueur d'onde d'utilisation. La première proposition de superlentille remonte à l'année 2000 par John Pendry [4] qui a émis deux observations. La première, qui découle directement de la découverte de Veselago, est qu'une tranche de matériau à indice négatif constitue une lentille idéale pour les ondes propagatrices car elle permet de compenser la phase accumulée par les ondes en dehors de la lentille, c'est-à-dire dans l'air, et ce pour tous les angles d'incidence.

Ainsi, lorsque l'on place un objet à l'entrée de la lentille, une première image est créée dans la lentille, suivie d'une deuxième, à l'extérieur de la lentille (figure 1.14-a). Rien de très extraordinaire dans cette observation, mais c'est la deuxième observation qui justifie l'effervescence générée, où Pendry a calculé la fonction de transfert de cette tranche de matériau à indice négatif pour des ondes évanescentes, et est arrivé à la conclusion suivante : les ondes évanescentes sont amplifiées par la lentille ainsi constituée (figure 1.14-b).

Ce phénomène découle du fait que la tranche de matériau à indice négatif crée une cavité de type Fabry-Pérot, qui piège les ondes évanescentes, et accumule de l'énergie indéfiniment. Ainsi un champ optique contenant des ondes évanescentes et placé en regard de la lentille est amplifié à l'infini, rendant la lentille parfaite, c'est-à-dire sans limite de résolution.

En effet, si l'on peut faire croître à souhait l'amplitude de ces ondes évanescentes, qui d'ordinaire meurent à quelques dizaines de nanomètres de l'échantillon, il devient alors possible de les observer depuis le champ lointain, malgré leur décroissance exponentielle.

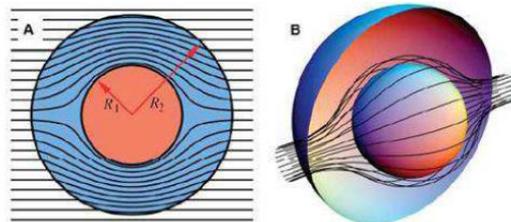


**Figure 1.14** Superlentille idéale de John Pendry, (a) ondes propagatives et (b) ondes évanescentes [4].

### 1.2.1.2. Cape d'invisibilité

Une autre application potentielle qui a suscité un grand intérêt de la part des chercheurs est la cape d'invisibilité ou « Cloaking » [24]. L'idée est de modifier la direction de rayons lumineux afin qu'ils se diffusent autour d'une zone particulière, qui sera l'endroit invisible et caché, sans changer sa propagation dans le reste de l'espace. Cela se fera en mimant une déformation d'une portion de l'espace avec des calculs de transformations optiques. La transformation optique consiste à prendre un point de l'espace que l'on élargit et assimile à une sphère, c'est-à-dire qu'il faut modifier les propriétés électromagnétiques d'un espace donné pour transformer la façon dont les ondes se propagent à l'intérieur. Les rayons lumineux contourneront ce point/sphère, où se trouvera l'objet que l'on veut cacher.

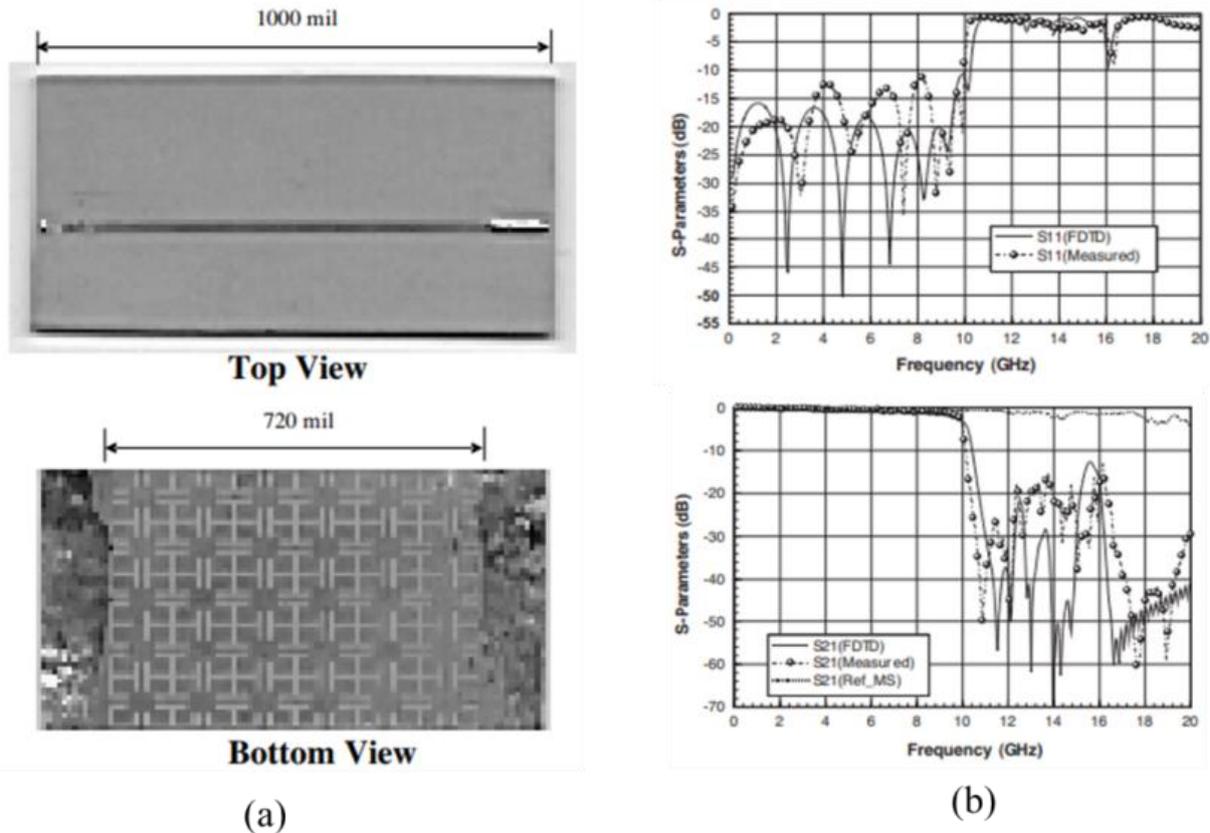
C'est là où les métamatériaux interviennent avec leurs propriétés électromagnétiques étonnantes (figure 1.15). Cette approche présente beaucoup d'intérêt notamment dans le domaine militaire et les applications de furtivité.



**Figure 1.15** : Principe du Cloaking, les rayons contournent l'objet (la sphère) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (A) vue 2D, (B) vue 3D [24]

### 1.2.2. Dans le domaine des micro-ondes

Dans le domaine des microondes, l'application la plus largement utilisée c'est le filtrage fréquentiel, vu leurs propriétés de créer des bandes interdites dans le spectre électromagnétique. Itoh et al [25] a utilisé la structure UC-PBG (*Uniplanar Compact Photonic Bandgap*) indiquée sur la Figure 1. 16-a comme plan de masse d'une ligne micro-ruban, qui joue le rôle d'un filtre passe bas. La Figure 1. 16-b illustre les résultats des paramètres S obtenus.



**Figure 1.16 :** (a) Vu dessous (plan de masse à UC-PBG) et dessus (la ligne de transmission), (b) résultats des paramètres  $S$  obtenus [25]

Une ligne de transmission CRLH basée sur un guide d'onde coplanaire (CPW) a été utilisée [26] afin d'assurer un meilleur contrôle de la réponse de la ligne de transmission. En [27], l'équipe a présentée la capacité de la super-résolution d'une lentille à métamatériaux (superlentille) pour la détection des défauts au-dessous de la longueur d'onde à l'intérieur des matériaux composites. Dans le domaine des antennes, les métamatériaux sont utilisés pour l'isolation et la réduction du couplage pour les antennes réseaux [28]–[30], mais aussi pour améliorer les différentes performances comme le gain, la directivité et l'efficacité ainsi que pour miniaturiser la taille de l'antenne [31]–[33].

### 1.3. Les métasurfaces

Les métasurfaces sont reconnues comme des équivalents bidimensionnels des métamatériaux. Elles couvrent un large domaine d'applications potentielles, telles que les surfaces intelligentes dans le domaine de l'optique (comme les lames optiques à faces parallèles par exemple utilisées pour localiser les défauts de surface utilisées principalement dans le domaine de la métrologie, et les écrans de téléphones portables qui se déverrouille par l'empreinte du visage...), les résonateurs à cavité miniaturisée, les nouvelles structures de guidage des ondes, les surfaces indépendantes angulairement, les absorbants EM, les dispositifs biomédicaux [34]. Les métasurfaces ont l'avantage d'être moins encombrantes par rapport aux métamatériaux tridimensionnels, elles sont faciles à fabriquer et possèdent moins

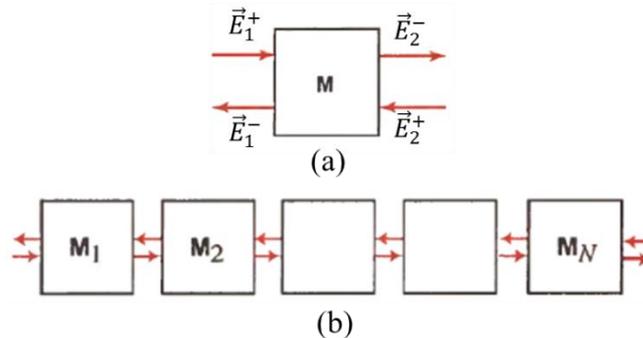
de pertes grâce à leurs épaisseurs suffisamment fines. Autrement dit, les métasurfaces peuvent palier certaines contraintes rencontrées dans les métamatériaux.

Il est important de noter que les notions de permittivité, de perméabilité et d'indice de réfraction n'existent plus, car il n'y a plus de volume, mais plutôt une interface qui sépare deux milieux. De ce fait, la caractérisation des métasurfaces est faite par l'étude de l'amplitude et de la phase des coefficients de transmission et de réflexion, de la polarisabilité, de la susceptibilité et de l'impédance de l'onde [34].

Il en existe plusieurs classes: les métasurfaces pour le contrôle du front d'onde des ondes de surface [35], [36], les métasurfaces pour le contrôle de la transmission des champs [37]–[39], et les FSS (*Frequency selective surfaces*). Les surfaces conventionnelles sélectives en fréquence (FSS) se composent d'un réseau périodique bidimensionnel (2-D) de cellules unitaires, qui sont soit imprimées sur un diélectrique, soit gravées sur une surface conductrice. Elles servent à filtrer les gammes fréquentielles souhaitées, tout dépendra de l'application [40]–[43].

### 1.3.1. Etude théorique et analyse des métasurfaces

L'étude d'un système périodique commence par l'étude de la cellule unitaire, qui peut être considérée à son tour comme un système à deux ports (Figure 1. 17-a). Les ondes incidente est réfléchi sur le premier et le deuxième plan sont  $\vec{E}_1^+$ ,  $\vec{E}_1^-$ ,  $\vec{E}_2^+$ ,  $\vec{E}_2^-$  respectivement. A la base, la matrice qui relie ces éléments, c'est la matrice de transfert M. La multiplication des matrices M de chaque couche ou de chaque cellule unitaire donne la matrice globale de tout le système multicouche (Figure 1. 17-b) comme le montre l'équation (1.32), la matrice M relie les champs à l'entrée avec ceux à la sortie.



**Figure 1.17 :** (a) Présentation des ondes incidente et réfléchi, (b) Succession des éléments basiques composant un système multicouches ou périodique 1D.

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_2^+ \\ \vec{E}_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & C \\ B & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \vec{E}_1^+ \\ \vec{E}_1^- \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

$$M = M_N M_{N-1} \dots M_2 M_1 \quad (1.33)$$

A, B, C et D sont les éléments de la matrice M qui n'ont pas une relation directe avec les propriétés physiques de l'élément. On passe alors par la matrice de répartition S (*scattering matrix*). Un avantage distinct du formalisme de la matrice (S) est que ses éléments sont directement reliés aux paramètres du système, par contre il y a l'inconvénient que la matrice (S) d'une cascade d'éléments, n'est pas le produit des matrices (S). Une relation de passage peut être établie pour un cas limite où  $S_{12}$  ou  $D = 0$  (équation (1.35) et (1.36))[44].

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_1^- \\ \vec{E}_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \vec{E}_1^+ \\ \vec{E}_2^+ \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

avec  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  sont les coefficients de réflexion et  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  les coefficients de transmission des ondes sur les deux côtés du milieu.

$$M = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{12}} \begin{bmatrix} S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} & S_{21} \\ -S_{12} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} AD - BC & B \\ -C & 1 \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

- Pour un système réciproque [44],

$$S_{11} = S_{22} \quad \text{et} \quad S_{12} = S_{21} \quad (1.37)$$

- Pour un système sans pertes [44],

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad \text{et} \quad |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \quad (1.38)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad \text{et} \quad S_{11}^*S_{12} + S_{21}^*S_{22} = 0 \quad (1.39)$$

En substituant l'équation (1.37) dans (1.39), on obtient :

$$\begin{aligned} |S_{11}|e^{j(\angle S_{11})}|S_{21}|e^{-j(\angle S_{21})} + |S_{21}|e^{j(\angle S_{21})}|S_{11}|e^{-j(\angle S_{11})} &= 0 \\ e^{j(\angle S_{11})}e^{-j(\angle S_{21})} + e^{j(\angle S_{21})}e^{-j(\angle S_{11})} &= 0 \end{aligned} \quad (1.40)$$

$$\angle S_{11} - \angle S_{21} = \pm \frac{\pi}{2}$$

L'équation (1.40) montre que la différence de phase entre l'onde transmise et réfléchi sur les deux faces du milieu est égale à  $\pi/2$  quelque soit la forme ou le motif [45].

Approximativement, les harmoniques d'ordre supérieur des structures sélectives en fréquence sont relativement petites, et donc peuvent être considérées négligeables [45]. En se basant sur les coefficients de Fresnel de réflexion et de transmission [46], on aura :

$$S_{21} = 1 + S_{11} \quad (1.41)$$

Le remplacement de l'équation (1.40) dans (1.41) donne,

$$\begin{aligned}
|S_{21}|e^{j(\angle S_{21})} &= 1 + |S_{11}|e^{j(\angle S_{21} \mp \frac{\pi}{2})} \\
|S_{21}| - |S_{11}|e^{\mp j\frac{\pi}{2}} &= e^{-j(\angle S_{21})} \\
|S_{21}| \pm j|S_{11}| &= \cos(\angle S_{21}) - j \sin(\angle S_{21})
\end{aligned} \tag{1.42}$$

L'équation (1.42) peut être décomposée en deux équations, tel que

$$|S_{21}| = \cos(\angle S_{21}) \tag{1.43}$$

et

$$|S_{11}| = \pm \sin(\angle S_{21}) \tag{1.44}$$

On peut atteindre un maximum de transmission ( $|S_{21}| = 1 = 0dB$ ) uniquement pour une phase d'un multiple de  $2\pi$  ( $\angle S_{21} = 0^\circ, 360^\circ, \dots$ ). Cette condition est réalisable si la structure est à quatre couches. Si la structure est à une seule, double ou triple couche les phases acceptables sont de  $54^\circ, 170^\circ$  et  $308^\circ$  respectivement [45].

A partir des équations (1.37), (1.38), (1.43) et (1.44), les paramètres S peuvent être représentés en fonction de leurs phases de transmission [47] :

$$S_{11} = S_{22} = \sin(\angle S_{21})e^{j(\angle S_{21} \pm \frac{\pi}{2})} \tag{1.45}$$

$$S_{12} = S_{21} = \cos(\angle S_{21})e^{j(\angle S_{21})} \tag{1.46}$$

### 1.3.2. Applications majeures des métasurfaces

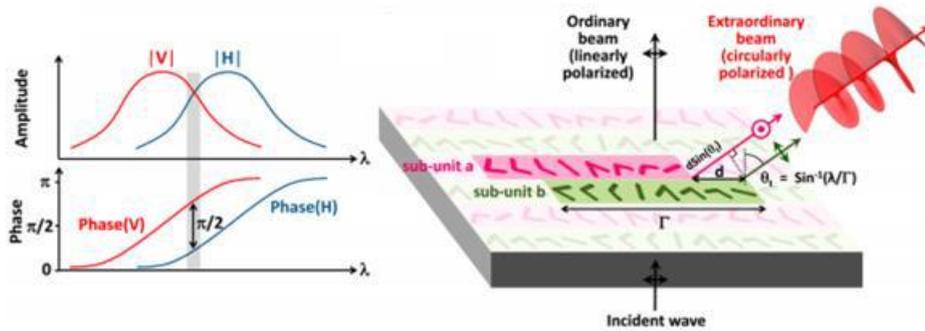
Tout comme les métamatériaux, les métasurfaces présentent une large gamme d'applications potentielles allant des micro-ondes à l'optique. Dans cette partie, nous parlerons de manière générale des principales applications des métasurfaces.

#### 1.3.2.1. Contrôle de polarisation

Une des fonctionnalités importantes que les métasurfaces peuvent réaliser, est le contrôle de polarisation. Cette approche a reçu un intérêt croissant dans les années 2010. En effet, la possibilité d'ajuster un retard de phase couvrant toute la plage  $2\pi$  permet également de contrôler l'état de la polarisation. On peut ainsi convertir une polarisation linéaire en circulaire [48]–[51], changer le sens de rotation de la polarisation circulaire [52], ainsi que la rotation d'une polarisation linéaire (horizontale en verticale et vice-versa) [53], [54].

Dans ce contexte, une métasurface a été construite pour convertir une polarisation linéaire en polarisation circulaire [48]. La Figure 1. 18 montre que le changement de polarisation peut

être atteint en générant un retard de phase de  $90^\circ$  entre les composantes horizontales et verticales du champ E qui possèdent le même module.

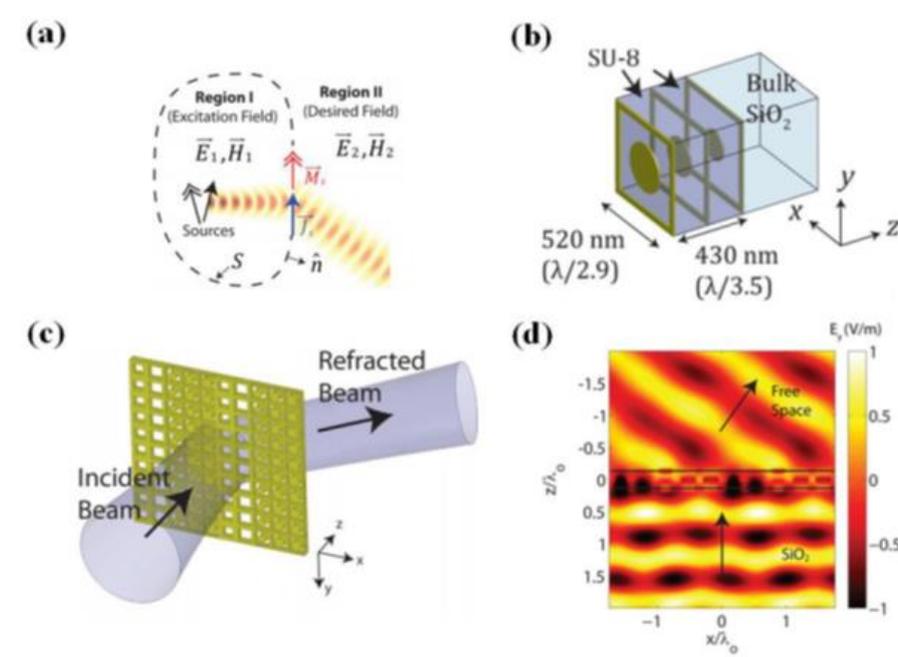


**Figure 1.18 :** Métasurface permettant de convertir une polarisation linéaire en polarisation circulaire [48].

### 1.3.2.2. Métasurfaces d'Huygens

Les métasurfaces dites de Huygens sont des surfaces dont la conception est basée sur le principe de Huygens. Fondamentalement, ce principe énonce que chaque point sur un front d'onde agit comme une source secondaire d'ondes sphériques, dont l'enveloppe génère le front d'onde suivant [55]. Par la suite, Schelkunoff et al [56] développa une forme plus rigoureuse du principe de Huygens, nommé principe de surface équivalente. Ce principe donne la relation entre les courants de surface et les champs électrique et magnétique des deux régions de l'espace séparées par une surface fermée  $S$  (régions I et II de la Figure 1. 19-a).

Dans les métasurfaces de Huygens, les courants de surface sont générés par l'onde incidente sur une distribution non périodique de méta-atomes polarisables. Ces méta-atomes présentent des réponses à la fois électrique et magnétique. Le contrôle de la géométrie de ces méta-atomes permet ainsi de contrôler les courants de surface et donc l'onde transmise. Pour plus de clarté, nous citons en exemple le travail d'A. Grbic et al [57], dans lequel une métasurface fonctionnant en optique a été conçue. L'objectif était de générer, à partir d'une onde incidente normale, une réfraction de l'onde transmise à un angle  $\theta$  tel que les figures 1.19-c et 1.19-d montrent. La cellule unitaire utilisée est donnée sur la Figure 1. 19-b.



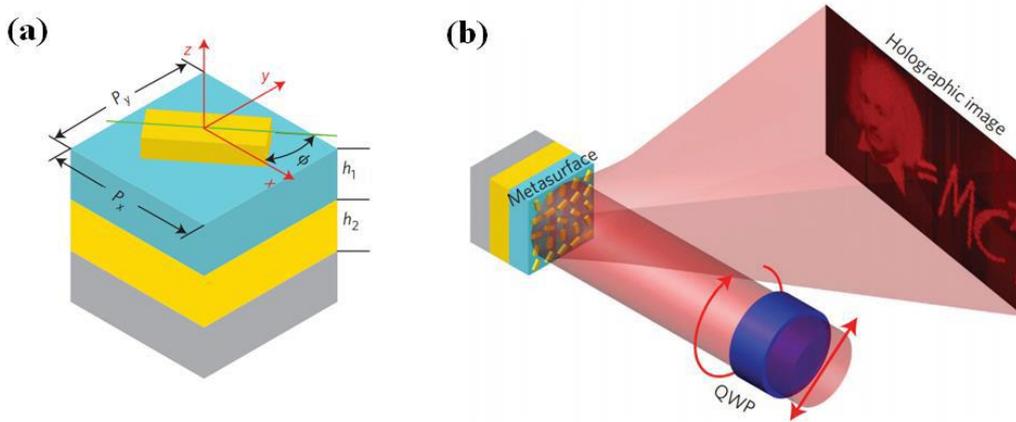
**Figure 1.19** : Métasurface de Huygens permettant de réfracter une onde incidente normale [56], [45].

Les métasurfaces d'Huygens ont été aussi utilisées pour améliorer l'efficacité de transfert d'énergie sans fil [58], où l'équipe a étudié la réponse électromagnétique et les interactions pour la faisabilité d'une augmentation de l'efficacité d'une métasurface de Huygens (HMS) intégrée entre les bobines de l'émetteur et du récepteur, d'un système de transfert de puissance sans fil en champ proche.

### 1.3.2.3. Métasurfaces pour le contrôle du rayonnement

Comme nous venons de le voir, les métasurfaces fournissent des degrés de liberté qui permettent de contrôler à la fois l'amplitude, la phase et la polarisation d'une onde électromagnétique, par le contrôle de chaque cellule unitaire. Ces degrés de liberté permettent ainsi de mettre en forme les fronts d'onde. Dans ce contexte, nous pouvons voir qu'un contrôle de la phase permet la réalisation de lentilles planaires, offrant la possibilité de focaliser les ondes à une distance bien définie [59].

En contrôlant à la fois l'amplitude et la phase, on peut arriver à réaliser l'une des plus complexes mises en forme du rayonnement, une image holographique en champ lointain. La Figure 1.20 montre une métasurface constituée d'un réseau de nano-antennes permettant de produire en infrarouge une image holographique en réflexion.



**Figure 1.20** : Métasurface alimentée par une source laser  $\lambda = 676$  nm générant en réflexion une image holographique [59].

Les métasurfaces ont été utilisées aussi dans d'autres applications dans différents domaines comme les faisceaux vortex [60], le domaine médical [61], la détection de mouvements [62]..., ce qui rend la citation de tous les travaux juste impossible, alors que nous nous somme intéressé dans ce travail de thèse par l'application des méta-structures sur les antennes.

#### 1.4. Application des méta-structures dans le domaine des antennes : Etat de l'art

Les méta-structures que ce soit métamatériaux ou métasurfaces, ont été et sont toujours largement étudiées et utilisées dans le domaine des antennes en tant que :

- ✓ réflecteurs [63]–[66]
- ✓ radômes [67]–[71]
- ✓ filtres [72]–[75]
- ✓ absorbants [76]–[79]
- ✓ substrats d'antennes pour diverses fonctions, telles que :
  - suppression d'ondes surfaciques [80]–[82]
  - découplage entre éléments rayonnants [83]–[86]
  - miniaturisation des antennes [64], [87]–[89]
- ✓ superstrats, dans le but de :
  - réduire la Surface Équivalente Radar (SER) [90]–[92]
  - guider le rayonnement [93], [94]
  - augmenter la directivité et le gain des antennes. C'est plus particulièrement dans ce domaine que nous exposerons nos travaux réalisés sur les antennes patch à métasurfaces bi/tri-dimensionnelles qui seront détaillées dans les chapitres suivants.

Dans la littérature, on retrouve pas mal d'études publiées sur l'amélioration du gain et de directivité des antennes patch micro-rubans. La plupart des solutions proposées dans le passé était d'utiliser un réseau de plusieurs antennes. L'inconvénient majeur de cette méthode provient de l'alimentation de chaque antenne qui introduit des pertes et du couplage entre les éléments rayonnants. D'autres solutions ont été proposées par la suite à base des méta-structures.

Ainsi par exemple, dans le cas de l'utilisation de lentilles à superstrat de métamatériau au-dessus d'un plan de masse (excité par un dipôle ou une antenne patch), l'espacement minimal du plan de masse est limité à une fraction significative d'une longueur d'onde pour une efficacité de rayonnement et des pertes de retour acceptables. L'utilisation d'un plan de masse à base des conducteurs magnétiques artificiels (AMC : *Artificial Magnetic Conductor*) peut réduire considérablement l'espacement minimum autorisé entre l'antenne et le plan de masse.

Les AMC, également connues sous le nom de surfaces à haute impédance (HIS), sont des structures dont les propriétés de réflexion se rapprochent de celles du conducteur magnétique parfait (PMC) théorique dans une certaine gamme de fréquences [95]. L'objectif était d'obtenir une lentille de métamatériau ZIM (zero-index metamaterial lenses) pour assurer la collimation et l'amélioration du gain et un plan de masse AMC pour réduire le profil pour une fréquence opérationnelle de 7.5 GHz. Chaque effet est grossièrement dissocié de l'autre, ce qui permet de concevoir les deux matériaux artificiels indépendamment. L'arrangement de  $12 \times 12$  ZIM cellules unitaires et de  $16 \times 16$  AMC cellules unitaire, a permis d'augmenter le gain de 6 dBi à 13 dBi avec une amélioration de 7 dBi dans une bande fréquentielle comprise entre 7.25 GHz et 7.75 GHz.

Dans une autre étude, le gain d'une antenne constituée des patches rayonnants en nœud de papillon arrondis et reliés par une ligne de transition microban-fente, a été considérablement amélioré [96]. Sept plaques de métasurfaces ont été intégrées verticalement devant cette antenne. Chaque plaque est constituée d'un réseau de  $2 \times 7$  de résonateurs à anneau fendu (SRR) à double face. Les SRRs proposés agissent comme un milieu Mu-near-zero (MNZ : une perméabilité magnétique proche de zéro), ce qui est analogue à une méta-lentille.

L'intégration d'un réseau de cellules unitaires MNZ devant l'antenne en nœud papillon a permis d'obtenir un gain d'antenne mesuré de 10.25-13.85 dBi sur 5.65-7.85 GHz. Une amélioration du gain de 5 à 6.5 dBi a ainsi été obtenue par rapport à l'antenne en nœud papillon classique avec une dimension de saillie de  $0,6 \lambda_0$ . En outre, le gain de l'antenne est supérieur à 10 dBi sur une largeur de bande relative de 34.5 %, avec une efficacité de rayonnement mesurée de 90 % à 7 GHz.

Une nouvelle antenne de type cavité Fabry-Perot (FPC) multicouche à profil sous-longueur d'onde, avec une performance de bande passante considérablement accrue a été analysée, réalisée et mesurée [97]. Trois réseaux doubles faces ont été utilisés, chacun consistant en une surface d'impédance artificielle (AIS) et une surface partiellement réfléchissante (PRS) avec

des dimensions de cellules unitaires sous-longueur d'onde, imprimées sur les deux côtés d'un substrat diélectrique. Elles sont placées à une distance d'environ  $\lambda_0/6$  par rapport au plan de masse l'une de l'autre. Ainsi, trois cavités d'air ont été créées avec un profil total de dimensions qui tourne autour de  $\lambda_0/2$ . Deux fentes optimisées alimentées par des microbandes ont aussi été utilisées comme source de faible directivité pour exciter les cavités sous-longueurs d'onde. Trois antennes de taille finie ont été présentées en utilisant, respectivement, une AIS-PRS monocouche, une AIS-PRS bicouche et une AIS-PRS tri-couches ce qui a permis d'atteindre un gain de 16.3 dBi avec une bande passante de 3 GHz autour de la fréquence 13.5 GHz.

Dans le même contexte, des métasurfaces multicouches ont aussi été utilisées [98], dont quatre couches de FSS ont été excitées par une antenne Vivaldi à large bande, dédiée aux applications 5G afin d'améliorer le gain. Un élément FSS a été imprimé sur les deux faces, avec deux résonateurs en forme de C sur la couche supérieure et un patch circulaire fendu sur la face inférieure de taille  $0,46\lambda \times 0,46\lambda$ . Les effets des différentes tailles, du nombre et de la rotation angulaire des couches des FSS ont été exploités pour obtenir les meilleures performances de l'antenne en termes d'inclinaison du faisceau, de gain réalisé, et de réduction du niveau des lobes latéraux (SLL). Cette antenne a réalisé un gain de 9 dBi, et un SLL de -8 dB.

Par ailleurs, une configuration superstrat des métasurfaces a été exploitée dans [99] pour améliorer le gain d'une antenne patch fractale (*fractal patch antenna*). Des géométries fractales accompagnées de via de court-circuit ont été intégrées dans le patch pour décaler la fréquence de fonctionnement dans la bande fréquentielle entre 10.14 GHz et 10.94 GHz. Le concept de masse défectueuse a été utilisé dans le prototype proposé en incorporant deux fentes rectangulaires dans le plan de masse ce qui a permis de réduire les ondes de surface. Un gain de l'ordre de 8.17 dBi à 10.44 GHz a été obtenu.

Dans ce chapitre, nous allons suggérer des améliorations des performances d'une antenne patch pour les applications 60 GHz, en appliquant dans un premier temps des structures FSS multicouches 2D [13], ensuite nous proposerons un nouveau modèle FSS à cellule unitaire 3D développé par nos soins afin de résoudre les différents problèmes rencontrés.

## 2.1. Systèmes millimétriques à 60 GHz

### 2.1.1. Définitions et standards

La bande millimétrique correspond à la bande de fréquences de 30-300 GHz, où la longueur d'onde est comprise entre 1 et 10 mm. Pour les communications sans fil à courte portée 60 GHz, deux projets de normes IEEE 802.15.3c et ECMA 387 ont été publiés jusqu'à présent. La norme IEEE 802.15.3c définit trois classes pour les différentes applications sans fil (à porteur unique) [100] :

- ✓ La classe 1 s'adresse au marché de la téléphonie mobile à faible consommation d'énergie et à faible coût, avec un débit de données relativement élevé pouvant atteindre 1.5 Gb/s ;
- ✓ La classe 2 prend en charge les débits de données jusqu'à 3 Gb/s ;
- ✓ La classe 3 prend en charge les applications à hautes performances avec des débits de données supérieurs à 5 Gb/s.

Comme l'IEEE 802.15.3c, l'ECMA 387 définit aussi trois types de dispositifs (Type A, B et C) pour le spectre des 60 GHz [101], en fonction des exigences opérationnelles telles que la portée maximale, le débit binaire, et la complexité du système. Plusieurs modes de fonctionnement ont été proposés pour chaque type. Le tableau 2.1 montre les exigences des modes de base et du débit le plus élevé de chaque type de dispositif.

*Tableau 2.1 : Paramètres dépendant du mode des dispositifs de type a, b, et c dans la norme ECMA*

Mode	Plage maximale	RX sensibilité	Taux de donnée	Constellation
<b>A0</b>	10 m	-60 dBm	0.397 Gb/s	BPSK
<b>A9</b>	< 10 m	-40.7 dBm	6.35 Gb/s	16-QAM
<b>B0</b>	3 m	-60.7 dBm	0.794 Gb/s	DBPSK
<b>B2</b>	< 3 m	-54.6 dBm	3.175 Gb/s	DQPSK
<b>C0</b>	1 m	-62.2 dBm	0.8 Gb/s	OOK
<b>C2</b>	< 1 m	-53.3 dBm	3.2 Gb/s	4ASK

### 2.1.2. Bande passante de l'antenne

Dans les deux normes, le spectre des 60 GHz a été divisé en quatre canaux, indiqués dans le tableau 2.2. Chaque canal a une largeur de bande de 2.16 GHz. Tout dispositif doit prendre en charge au moins un canal. En Amérique du Nord, les trois premiers canaux ont été libérés. Le quatrième canal a été libéré au Japon et en Europe [102], la Figure 2. 1 [103] montre plus de détails.

Tableau 2.2 : Spectre des fréquences 60 GHz

Canal	1	2	3	4
Fréquence (GHz)	57.24-59.4	59.4-61.56	61.56-63.72	63.72-65.88

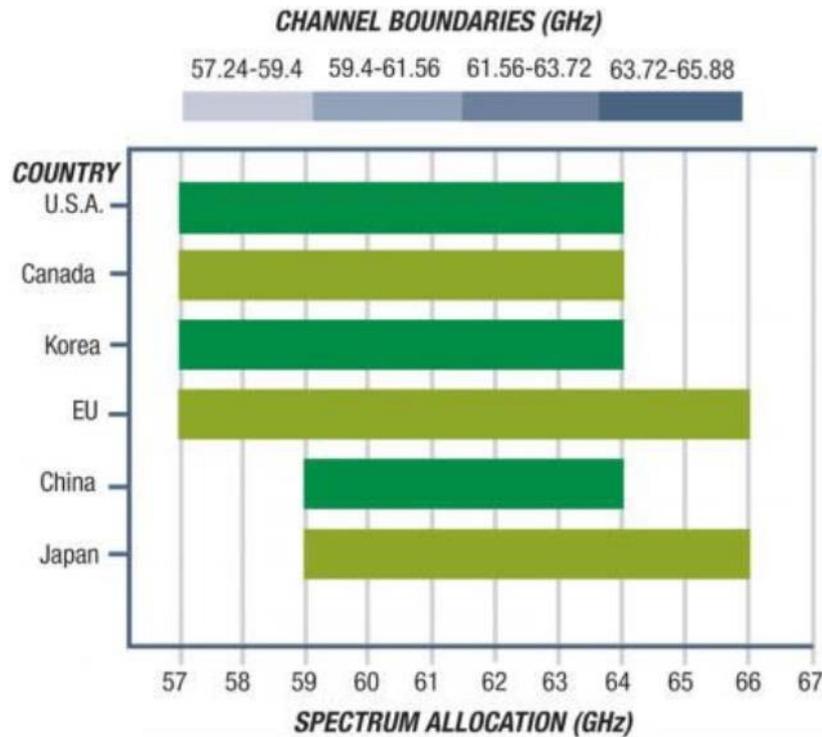


Figure 2.1 Spectre disponible sans licence dans la bande des 60 GHz selon les zones géographiques [103]

### 2.1.3. Gain de l'antenne

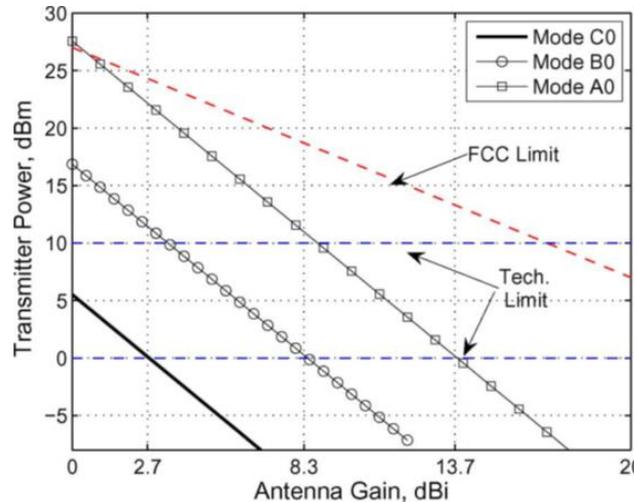
Dans une liaison de communication, si les mêmes antennes sont utilisées pour l'émission et la réception ( $G_R = G_T = G_a$ ), la puissance de transmise ( $P_T$ ) est liée au gain de l'antenne, à la sensibilité du récepteur ( $S_{min}$ ) et aux pertes sur le trajet ( $PL$ ) [102] :

$$P_T + 2G_a \geq S_{min} - PL \quad (2.1)$$

Le deuxième membre de l'équation est déterminé par les standards, le premier membre laisse au concepteur la liberté de choisir l'amplificateur de puissance et l'antenne appropriées.

La Figure 2.2 donne la puissance transmise en fonction du gain de l'antenne à 60GHz pour les modes basiques du tableau 2.1 ainsi que les limites fixées par le FCC (Commission Fédéral des Communications). Pour un circuit intégré RF, la puissance émise est limitée par la technologie des semi-conducteurs. Les asymptotes horizontales (en bleu) présentent les limites typiques de la technologie CMOS (0-10 dBm). La figure 2.2 montre que pour des dispositifs de type C, une antenne à bas gain est suffisant ( $G_a \leq 2.7\text{dBi}$ ). Pour les dispositifs de

type B, le gain peut varier de 3.3 à 8.3 dBi. Toutefois, pour le type A, qui est considéré comme le dispositif à haute performance [101], une antenne à gain élevé est nécessaire. Une antenne avec un gain de 13.7 dBi à 60 GHz avec  $P_T = 0\text{dBm}$  est idéale pour le mode A<sub>0</sub> fonctionnant à une portée maximale de 10 m.

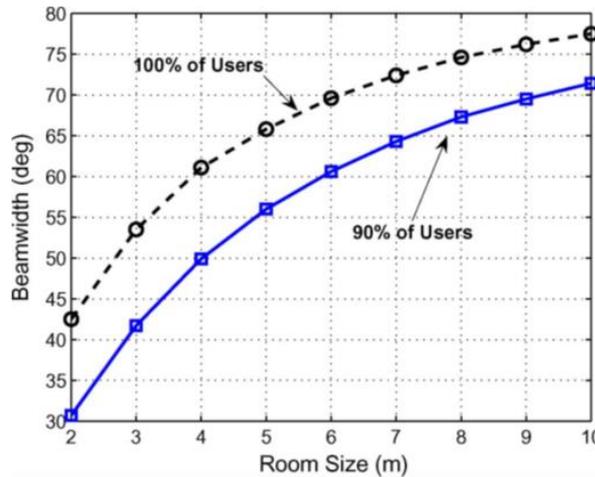


**Figure 2.2** Puissance transmise en fonction du gain de l'antenne pour les différents modes de fonctionnement à 60GHz [102]

#### 2.1.4. Largeur du faisceau de l'antenne

Pour les applications à 60 GHz, il faut des antennes à gain élevé (par exemple, 13.7 dBi pour le type A), qui possèdent des diagrammes directifs. Pour certains récepteurs se connectant à un point d'accès (AP) ponctuel (par exemple une pièce), comme un téléphone mobile ou un ordinateur portable, un diagramme omnidirectionnel n'est pas nécessaire.

Considérons une pièce carrée d'une taille de  $l \times l \text{ m}^2$  [91] et d'une hauteur de 3.5 m. Un point d'accès a été installé au plafond avec un motif hémisphérique. La répartition des utilisateurs est uniforme à une distance de 1.5 à 2.5 m du plafond (AP). Pour trouver l'angle de couverture requis, 20 000 emplacements d'utilisateurs aléatoires ont été générés. L'angle entre la ligne reliant l'utilisateur au point d'accès et l'axe a été calculé pour chaque utilisateur, et l'histogramme de tous les angles calculés a été tracé. La Figure 2.3 montre les valeurs requises pour que la largeur du faisceau couvre 90 % et 100 % des utilisateurs en fonction de la taille de la pièce ( $2 \leq l \leq 10$ ). Pour la taille maximale de la pièce (10 m), la couverture de l'antenne RX doit être respectivement de 72 m et 77.5 m pour inclure 90% à 100% des utilisateurs [102].



**Figure 2.3** Largeur de faisceau de l'antenne : couverture angulaire de l'antenne en fonction de la taille de la pièce pour une répartition uniforme des utilisateurs [102].

### 2.1.5. Applications potentielles à 60GHz

D'importants efforts institutionnels et industriels ont été consentis autour du développement des standards pour les communications à 60 GHz, afin de répondre à une demande accrue des réseaux privés WPAN (*Wireless Personal Area Network*). Pour les institutions, on peut citer ECMA TC48, IEEE 802.15.3c (TG3c) et le IEEE 802.11 VHT60 Task Group.

Il existe plusieurs applications de la bande 60 GHz, parmi lesquelles:

✓ **Les réseaux personnels (WPAN) :** Parmi les principaux modes d'usage (UM) définis par les standards IEEE 802.15.3c, on cite le mode d'affichage sans fil haut débit sur tout type d'écran. Par exemple des vidéos hautes définitions sur un écran de télévision (WHDMI : *Wireless High Definition Multimedia Interface*), pour des distances comprises entre 5 et 10 mètres. Le deuxième mode c'est le "wireless docking / cordless computing" qui permet de connecter un ordinateur portable à tous types de périphériques supprimant l'usage de câbles, c'est donc la connexion sans fils ordinateur-périphériques. Le dernier mode d'usage, concerne les applications de type "sync and go" où les données sont transférées rapidement d'un dispositif sans fil à un autre ou d'un particulier à un autre pour des distances d'environ 1 mètre [104].

✓ **Les réseaux de capteurs :** C'est un ensemble de petits dispositifs autonomes sans fil, capables d'effectuer des mesures dans leur environnement (température, mouvement) ainsi que d'effectuer des communications. Ils peuvent être exploités pour la localisation, le trafic, le suivi de marchandises...etc. Le passage à la bande des 60 GHz permet notamment de réduire la taille de l'antenne et donc du capteur individuel (noeud). L'utilisation des antennes directives permet également de réduire les puissances d'émission. Les liaisons radio adaptatives à mettre en œuvre au sein des réseaux de capteurs passent donc par le développement d'antennes à balayage angulaire, car les antennes doivent pouvoir s'adapter de façon dynamique à l'évolution de l'environnement du réseau.

✓ **Les communications véhiculaires :** Il existe trois catégories de communications véhiculaires à 60 GHz, les communications intra-véhiculaires, les communications inter-véhiculaires et les radars véhiculaires. La première catégorie concerne un réseau WPAN avec des communications entre périphériques comme un lecteur DVD placé en arrière, un lecteur MP3, un ordinateur portable... etc. Les communications inter-véhiculaires sont également envisagées, mais difficiles à mettre en œuvre à cause de l'effet Doppler élevé. Les radars véhiculaires, par exemple les radars anticollisions, ont été déjà réalisés en ondes millimétrique pour la bande des 24 et 77 GHz en [105].

## 2.2. Introduction aux structures de transmission

Les structures de transmission sont des structures périodiques, mono-, double- ou multicouches qui fonctionnent en transmission (figure 2.4). C'est-à-dire que leur coefficient de transmission doit être proche de 0dB dans la gamme fréquentielle souhaitée, leur fonctionnement est pareil à celui des lentilles en optique, elles assurent principalement la bonne focalisation des ondes électromagnétiques.

Elles peuvent également être utilisées pour remplacer des éléments de réseaux déphaseurs traditionnels qui nécessitent des réseaux d'alimentation complexes ou des modules d'émission-réception coûteux [106].

Pour éviter la cécité du balayage et garantir un balayage grand angle, le couplage mutuel entre les éléments du réseau de transmission (dû à l'excitation des ondes de surface) doit souvent être aussi faible que possible [107], [108]. Les structures de transmission sont généralement alimentées par une seule antenne, ce qui inclut les antennes cornet, les sondes à guide d'onde rectangulaire à extrémité ouverte [109], les antennes patch ou les antennes SIW (*integrated waveguide slot antennas*) [110].

Il existe un nombre important de travaux sur les antennes à structures de transmission dont on cite [111]. Il s'agit d'une antenne ultra large bande à base de structures de transmission à quatre couches. Elle est constituée de doubles résonateurs carrés, imprimés sur un substrat de permittivité relative de 2.2 et séparées par de l'air comme l'indique la Figure 2.5. La figure 2.4 présente le principe de fonctionnement d'une structure de transmission. La structure est fonctionnelle à 30GHz, le deuxième anneau permet d'avoir une deuxième fréquence de coupure (figure 2.6). Cette structure à quatre couches a permis d'augmenter la bande passante de l'antenne de 50% par rapport à l'antenne seule.

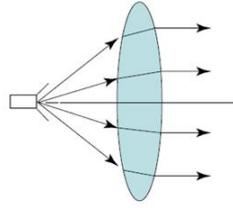


Figure 2.4 Principe de fonctionnement des structures de transmission [106]

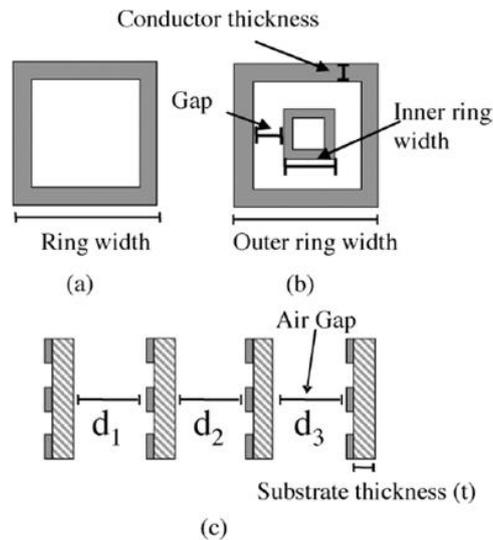


Figure 2.5 Cellule unitaire à (a) un seul anneau, à (b) double anneau et (c) caractérisation de la structure multicouche, vue de profil [106]

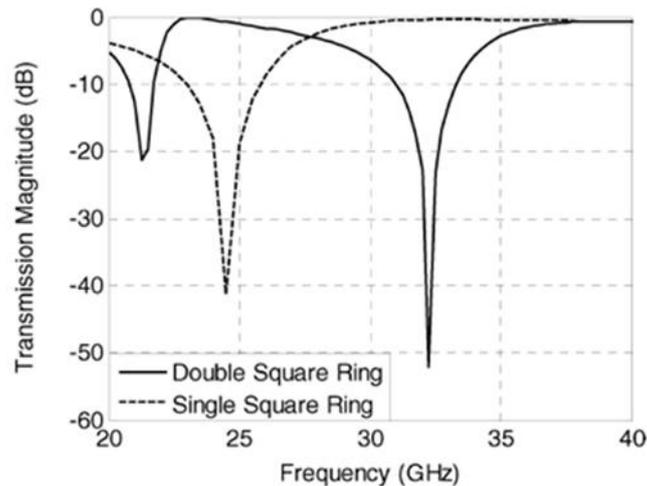


Figure 2.6 Illustration du module de coefficient de transmission de la structure multi couche, avec un seul et deux anneaux [106]

### 2.3. Conception d'une antenne 60 GHz à métasurfaces 2D

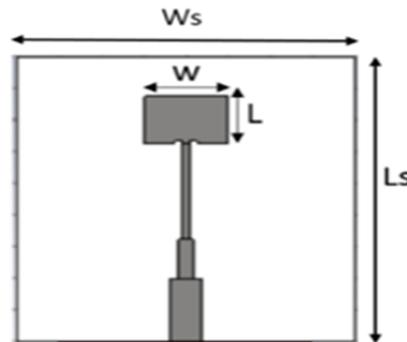
Dans cette partie, nous allons concevoir une antenne patch 60 GHz à base de métasurfaces 2D à partir de deux modèles différents. La simulation a été faite avec CST microwave studio [13].

### 2.3.1. L'antenne 60 GHz

L'antenne patch 60 GHz (figure 2.8) est excitée par une ligne microruban. Le substrat utilisé est le Rogers RT5880 avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$  et une épaisseur  $h_a = 0.254$  mm. Les dimensions de l'antenne sont obtenues à partir des équations empiriques de l'annexe A, ce qui donne les valeurs du tableau 2.3 :

**Tableau 2.3** : Dimensions de l'antenne 60 GHz

Paramètres	$W_s$	$L_s$	$W$	$L$
Valeurs (mm)	6	9	1.97	1.5



**Figure 2.7** Géométrie de l'antenne 60 GHz

### 2.3.2. Origines des structures périodiques

En 2014, l'équipe de Ahmed H. Abdelrahman et al [47], a développé une antenne à base des métasurfaces multicouches à fentes croisées sans diélectrique. La forme de la cellule unitaire est présentée sur la Figure 2. 8, cette cellule possède un maximum de transmission autour d'une fréquence de 11.3 GHz, et une variation de phase de  $360^\circ$ .

La structure à quatre couches avait pour but l'amélioration du gain de l'antenne. Cette structure, malheureusement, est fortement sensible à l'angle d'incidence. Dans le même contexte, Liu Guang et al [112] ont développé une structure métallique à fente circulaire, à quatre couches moins sensible à l'angle d'incidence, et qui fonctionne à 13.58 GHz. La forme de la cellule unitaire de cette structure est présentée sur la Figure 2.8. Le but de l'application était d'améliorer l'efficacité de l'antenne.

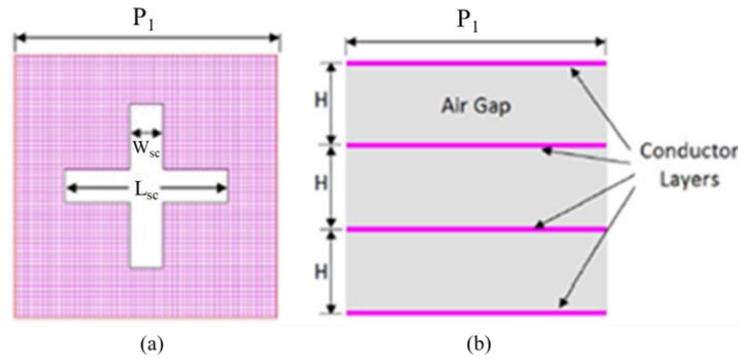
Dans le cadre de notre thèse, on a redimensionné les deux structures afin de les rendre fonctionnelles à 60 GHz dont on a optimisé leurs dimensions pour maximiser le coefficient de transmission dans cette plage fréquentielle.

### 2.3.3. Cellule à fentes croisées

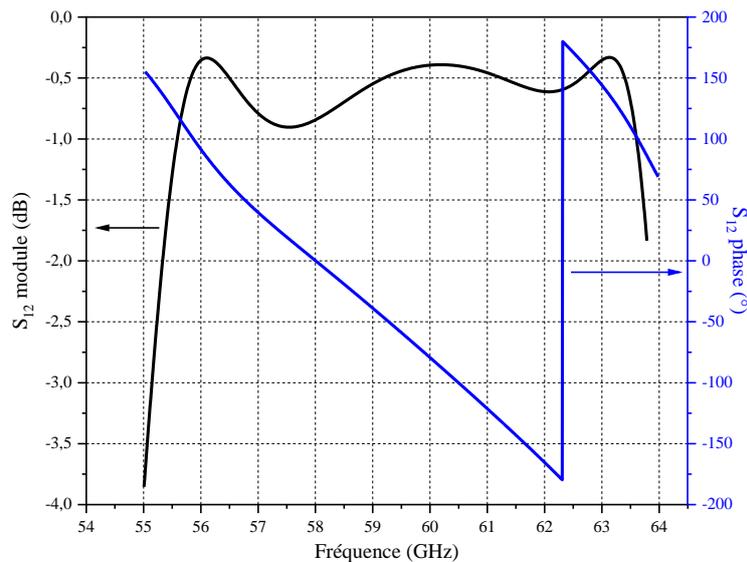
La cellule unitaire se compose de deux fentes rectangulaires croisées percées sur une plaque métallique de cuivre comme indiqué sur la Figure 2. 9. Il y a donc 4 couches métalliques sans

aucun substrat, séparées par une distance  $H$  (avec  $H = \lambda_0/4$ ,  $\lambda_0 = 3.1\text{mm}$ ), la période  $P_1$  est de  $0.62\text{mm}$ . Les dimensions des fentes sont de  $L_{cs} = 2.5\text{ mm}$ ,  $W_{cs} = 0.4\text{ mm}$ .

Ces dimensions ont donné un coefficient de transmission de la cellule unitaire présenté dans la Figure 2.10. Il est clair qu'on a pu obtenir un module de  $0\text{dB}$  pour toute la gamme  $60\text{ GHz}$ . Une variation de phase d'environ  $220^\circ$  a été obtenue.



**Figure 2.8** Cellule unitaire, (a) vue de face et (b) vue de profil



**Figure 2.9** Coefficient de transmission en module et phase de la cellule unitaire à fentes croisées

#### 2.3.4. Cellule à anneaux circulaires

Les fentes percées dans une plaque métallique sont cette fois de forme d'anneaux circulaires (CSRR *Circular Split Ring Resonator*) comme le montre la Figure 2.10. La période  $P_2$  est de  $0.52\lambda_0 = 2.6\text{ mm}$ , le gap entre les deux fentes  $g = 0.34\text{ mm}$ , la largeur des fentes  $W_{SR}$  est de  $0.2\text{ mm}$ , le petit rayon  $r$  est égale au gap  $g$ . Le coefficient de transmission en module et en phase est présenté sur la Figure 2. 11. Un module proche de  $0\text{dB}$  ainsi qu'une variation de phase de  $180^\circ$  ont été obtenus pour la gamme fréquentielle  $60\text{ GHz}$ .

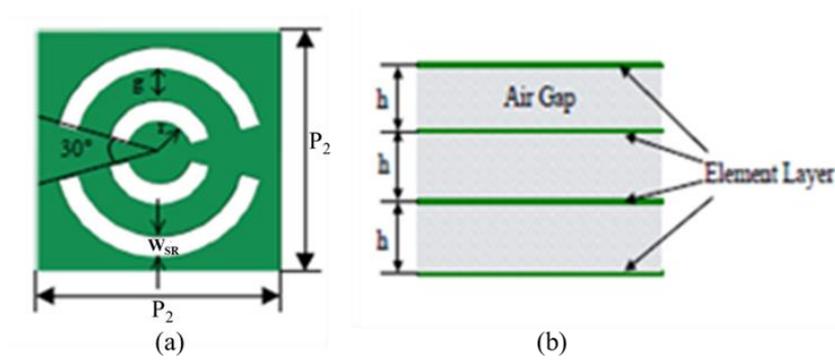


Figure 2.10 Cellule unitaire, (a) vue de face et (b) vue de profil

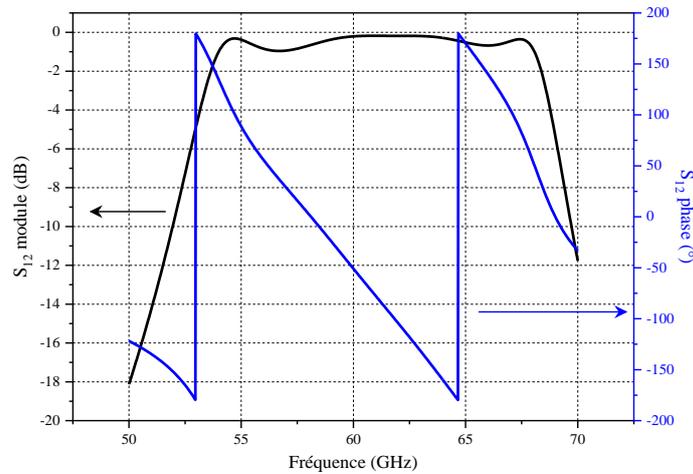


Figure 2.11 Coefficient de transmission de la cellule unitaire à anneaux circulaires

### 2.3.5. Application des structures périodiques

Dans cette étape, nous avons mis en œuvre les cellules unitaires précédentes (en fentes croisées et en anneaux circulaires) afin de former des structures périodiques à appliquer sur l'antenne (Figure 2.12 et Figure 2.15). Après plusieurs tests en fonction de l'angle d'ouverture de l'antenne, des structures de  $3 \times 3$  cellules ont été choisies.

La distance antenne-structure  $H_p$  a été définie à partir des équations (2.2) et (2.3) [113], [114] [23]. Pour l'équation (2.2), nous avons étudié le cas où on considère un angle d'ouverture complet, et le où on considère un demi-angle d'ouverture.

$$H_p = \frac{D}{2 \times \tan \alpha} \quad (2.2)$$

$$H_p = \frac{\lambda_0}{2} \quad (2.3)$$

$$\alpha = 2\alpha_0 \quad (2.4)$$

Avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide,  $D$  la largeur de la structure périodique et  $\alpha$  l'angle d'ouverture de l'antenne.

### 2.3.6. Discussion des résultats

#### 2.3.6.1. Structure périodique à base de cellule à Fentes rectangulaires croisées

Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 2.4. L'équation (2.2), pour un angle d'ouverture complet, a donné la meilleure efficacité et la plus grande largeur de bande, selon la norme IEEE 802.15.3c.

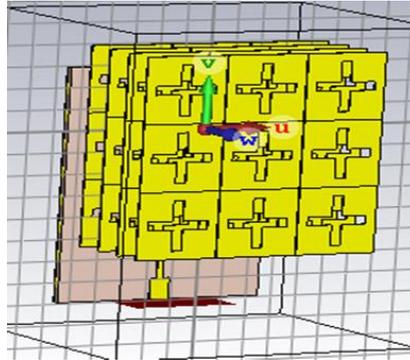


Figure 2.12 Application de la structure périodique à fente rectangulaire sur l'antenne

Tableau 2.4 : Performances obtenues pour les différents cas

$H_p$ (mm)	Relative Bandwidth (%)	Bandwidth(GHz)	Gain (dB)	Efficiency (%)
<b>60 GHz antenna</b>	4.5	2.63	7.90	87.8
<b>1.18 (<math>\alpha=2\alpha_0</math>)</b>	6.7	3.88	8.31	91.6
<b>5.97 (<math>\alpha=\alpha_0</math>)</b>	4.6	2.69	10.34	84.2
<b>2.5 (<math>\lambda_0/2</math>)</b>	3.0	1.80	8.20	89.1
<b>0.683</b>	5.00	2.90	8.90	75.70

La figure 2.13 compare le paramètre  $S_{11}$  de l'antenne seule avec celui de l'antenne à structure périodique, pour les différentes distances antenne-structure périodique du tableau 2.4. L'antenne a conservé son adaptation, avec un décalage de la bande passante en restant toujours dans les bandes de la norme IEEE 802.15.3c.

La figure 2.14 compare les diagrammes de rayonnement en coordonnées cartésiennes sur le plan E. L'application de la structure a permis d'améliorer le gain de l'antenne. L'amélioration la plus significative correspond à l'équation (2.2) pour un demi-angle d'ouverture, où  $H_p = 5.97$  mm, avec une valeur de 10.34 dBi.

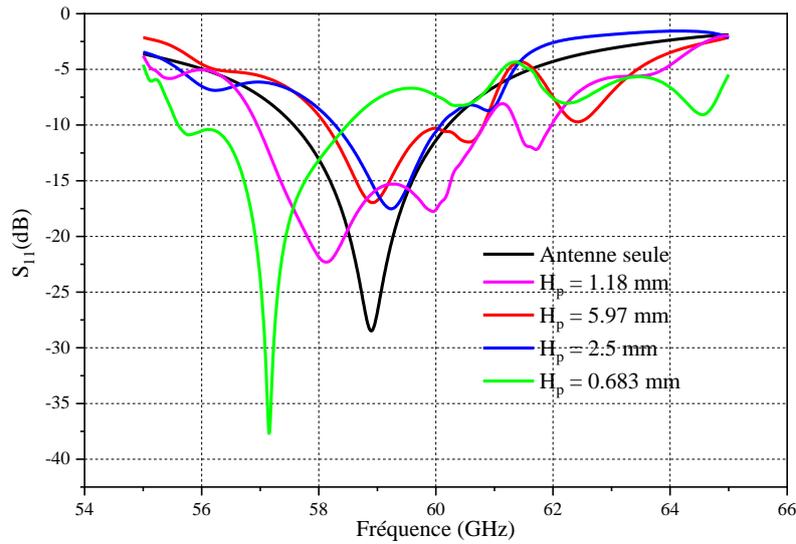


Figure 2.13 comparaison du  $S_{11}$  pour les différents cas.

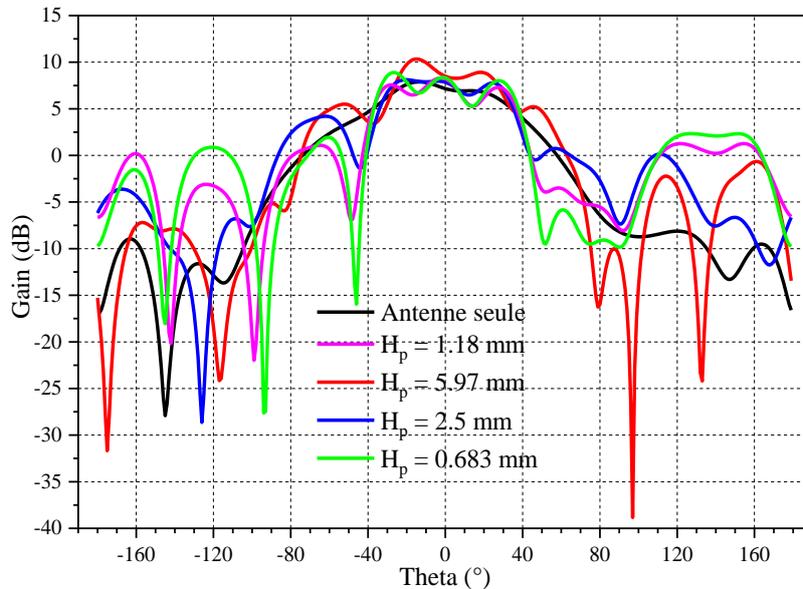


Figure 2.14 Diagramme de rayonnement pour les différents cas.

### 2.3.6.2. Structure périodique à base cellules à fente en anneaux circulaires

Les résultats de simulation obtenus sont résumés dans le tableau 2.5. Par rapport au premier cas, cette structure n'a montré qu'une amélioration en termes d'efficacité pour un  $H_p = 5\text{ mm}$ .

La Figure 2.16 montre la comparaison du coefficient  $S_{11}$  pour les différents cas, l'antenne conserve son adaptation, avec un léger décalage en bande passante.

La figure 2.17 illustre les diagrammes de rayonnement en coordonnées cartésiennes sur le plan E. Aucune amélioration n'a été marquée en appliquant la structure périodique.

Tableau 2.5 : Performances obtenues pour les différents cas

$H_p$ (mm)	Relative Bandwidth (%)	Bandwidth(GHz)	Gain (dB)	Efficiency (%)
<b>60 GHz antenna</b>	4.5	2.63	7.90	87.8
<b>1 (<math>\alpha=2\alpha_0</math>)</b>	4.50	2.66	6.17	89.18
<b>5 (<math>\alpha=\alpha_0</math>)</b>	3.40	2.02	7.30	92.26
<b>2.5 (<math>\lambda_0/2</math>)</b>	4.40	2.60	7.00	91.64
<b>0.683</b>	3.75	2.23	6.26	88.83

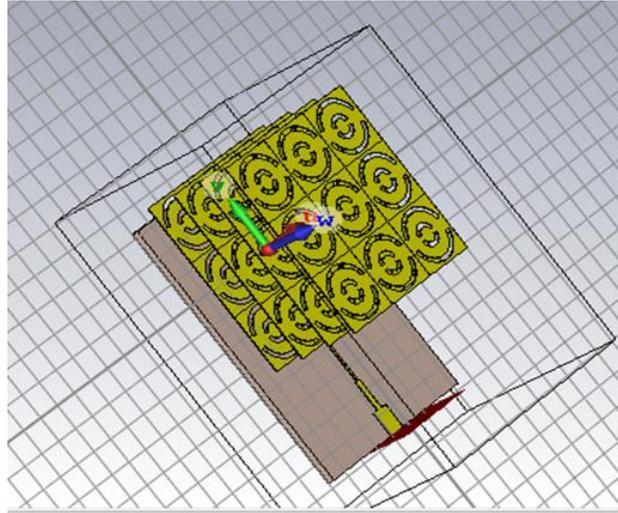


Figure 2.15 Application de la structure périodique à anneaux circulaires sur l'antenne

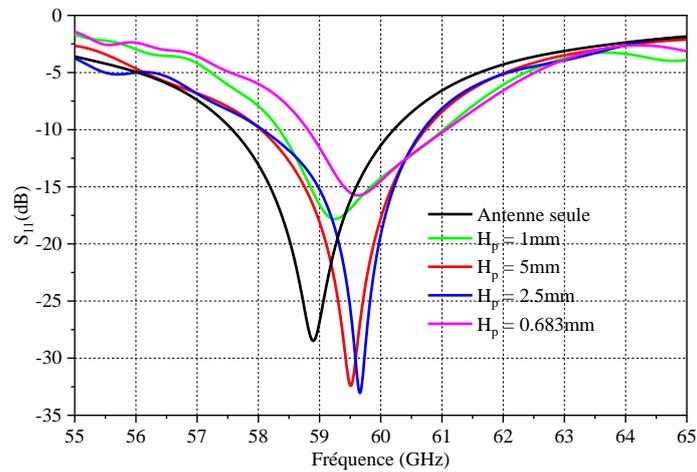


Figure 2.16 Comparaison des coefficients de réflexions

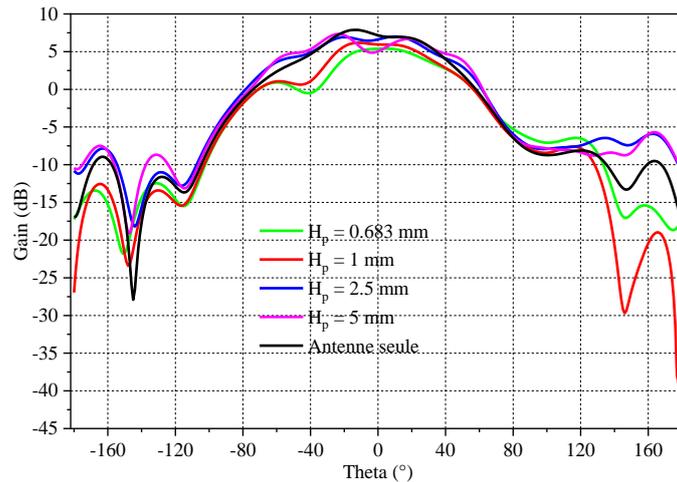


Figure 2.17 Comparaisons des diagrammes de rayonnement

## 2.4. Les métasurfaces 3D

De nouvelles techniques de fabrication ont vu le jour ces dernières années telles que l'impression 3D et la fabrication additive (*additive manufacturing*) par opposition à la fabrication soustractive, où l'on enlève de la matière pour atteindre la forme désirée. Dans la fabrication additive, les pièces en 3D sont construites par addition de couches successives de matière sous contrôle d'un ordinateur. Les métasurfaces FSS 3D ont attiré l'attention des chercheurs par leurs performances malgré leur complexité de fabrication par rapport à celles à deux dimensions.

### 2.4.1. Etat de l'art des FSS 3D

L'apparition des structures sélectives en fréquence (FSS) en trois dimensions s'est faite dans la littérature depuis les années 90 [115], [116]. À ce jour, de nombreux travaux scientifiques ont été faits dans ce domaine, présentant une grande variété de structures FSS-3D.

En 2010, Rashid et Shen ont proposé un nouveau type de FSS à 2D [117], dont la cellule unitaire est composée d'une ligne microruban sur d'un substrat muni d'un plan de masse, disposée selon l'axe de propagation pour une incidence normale. La structure périodique est ainsi constituée d'un empilement de plaques, séparées par une portion d'air. Pour permettre à l'onde incidente de traverser cette structure, deux chemins se distinguent. Un premier via le mode supporté par la ligne microruban, et un second, dans l'espace libre laissé entre les plaques de substrat qui composent la structure. La propagation simultanée de l'onde incidente à travers ces deux chemins génère, à des fréquences particulières, des pôles et zéros de transmission. Une réponse coupe-bande sélective d'une largeur de l'ordre de 60% a été ainsi obtenue.

De nombreux travaux s'en sont inspiré pour développer des FSS 3D présentant notamment des structures en bipolarisation, caractéristique obtenue par enchevêtrement de plaques de

substrat verticales et horizontales [118]. Ces structures dites à lignes empilées ont également fait l'objet d'un travail de modélisation par circuit électrique équivalent. La prise en compte des différents chemins de propagation est représentée par des lignes de transmission placées en parallèle, mettant en évidence le mécanisme de fonctionnement de ce type de structures.

Par ailleurs, il a été prouvé que les phénomènes de fréquence de coupure et de résonance de Fabry-Pérot constituaient des propriétés intéressantes pour obtenir une réponse large bande [10]. L'intégration d'éléments résonants permet d'enrichir la réponse en fréquence de ce type de guides [119], où les parois d'un guide carré sont munies de sillons gravés en H. La circulation des courants sur le contour des fentes génère une résonance. Des travaux analogues ont été présentés dans [7], où le résonateur est réalisé à l'aide d'éléments interdigités, toujours supportés par les parois d'un guide carré.

Par ailleurs, une combinaison d'une ligne à trois couches parallèles avec des tiges métalliques insérées et deux réseaux de patches monocouche ont été utilisés pour créer une antenne FSS 3D [120] afin d'obtenir une double bande passante avec un rapport de bande arbitraire. Cette structure fonctionne à 8 GHz et se compose de  $(38 \times 39)$  cellules et occupe une surface de  $227 \times 176 \text{ mm}^2$ . En outre, une étude théorique d'une structure FSS 3D en utilisant une ligne à bandes parallèles et à double face a été réalisée [121], avec une réponse fréquentielle stable en fonction de l'angle d'incidence, un absorbant à bande ultra-large a été construit, avec une largeur de bande fractionnaire à -10 dB de 148%, entre 1.51 GHz et 10.1 GHz.

Une autre étude a porté sur une cellule unitaire composée d'un ensemble de guides d'onde carrés, placés dans une configuration coaxiale (SCW) [122]. L'interaction des modes de propagation supportés a donné lieu à une transmission ou une réflexion totale de l'onde incidente. La géométrie de la cellule unitaire, permet l'obtention d'une bande passante d'environ 13% de nature quasi-elliptique, et une double résonance.

#### **2.4.2. Limites de l'impression 3D**

La plupart des structures FSS 3D discutées précédemment sont fabriquées par la technique d'impression 3D, mais cette technique possède plusieurs limites et obstacles liées aux procédés de fabrication. Cette dernière concerne la qualité et la variété des matériaux disponibles. Les industriels seront en effet moins enclins à utiliser des matériaux dont ils ne sont pas sûrs des propriétés physiques, et dont la disponibilité est moindre. Même si les systèmes d'impression actuels traitent bien les plastiques, certains métaux et céramiques, la liste des matériaux qui ne peuvent pas être imprimés reste encore longue.

De plus, une majorité des procédés actuels ne peuvent traiter qu'un seul type de matériau, et certains d'entre eux souffrent encore d'un manque d'hétérogénéité au niveau de leur répartition, ce qui entraîne des propriétés mécaniques non uniformes. Ensuite, bien que l'impression multi-matériaux soit réalisable avec certains polymères et métaux, les procédés actuels n'ont pas encore la capacité et la précision nécessaire pour traiter l'intégralité des surfaces multi-matériaux que nous trouvons autour de nous quotidiennement [123].

De ce fait, et vu que dans le domaine de l'électronique, et notamment des antennes, on a besoin des matériaux bien précis, qui possèdent un minimum de pertes, l'utilisation des FSS 3D réalisées par la technique de l'impression 3D ne sera pas utile et fructueuse dans certains cas.

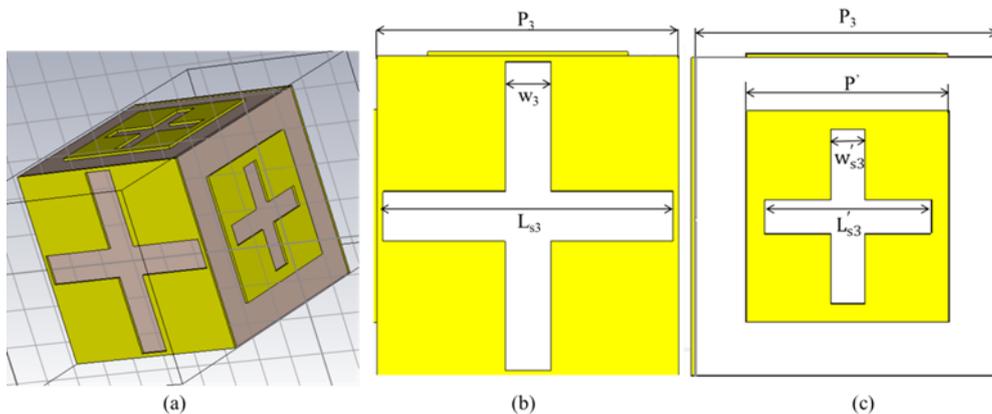
## 2.5. Conception d'une antenne 60 GHz à Métasurfaces 3D

Dans le but de relier les deux champs de recherches, antennes 60 GHz et métasurfaces 3D, nous avons essayé de développer une nouvelle structure à cellule unitaire 3D et l'appliquer sur une antenne patch 60 GHz, afin d'améliorer la directivité et le gain de cette antenne. Le motif choisi a été inspiré du travail présenté en [47]. De nombreuses études avaient lieu pour dimensionner la cellule unitaire.

### 2.5.1. Cellule unitaire 3D

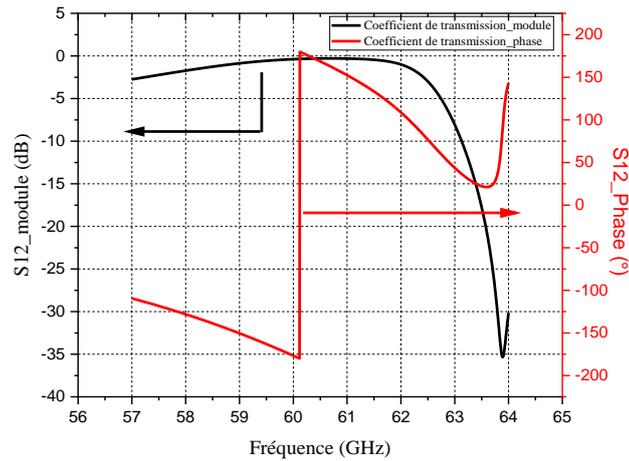
La cellule unitaire est composée d'un cube de diélectrique de type Rogers RT5880 avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$ . Quatre motifs en cuivre sont imprimés sur la face, en arrière, au-dessus et à côté du diélectrique, comme le montre la Figure 2. 18.

Pour obtenir un maximum de transmission dans la bande 60 GHz, et après plusieurs tests d'optimisation par le logiciel CST microwave studio, la période de la structure  $P_3$  a été fixée à  $0.52\lambda_0$  (2.6 mm), la longueur de fente avant et arrière  $L_{s3} = 2.5\text{mm}$  et la largeur  $w_3 = 0.4\text{mm}$ . Pour le motif à coté et au-dessus, la longueur de la fente est  $L'_{s3} = 1.43\text{ mm}$ , et la largeur  $w'_{s3} = 0.28\text{ mm}$ , la dimension  $P'$  et de  $2P_3/3$ , cette valeur est valable même pour d'autres fréquences (voir chapitre 3).



**Figure 2.18** Cellule unitaire 3D, (a) vue tridimensionnelle, (b) vue de face (et arrière) et (c) vue de côté (et au-dessus).

Le coefficient de transmission en module et en phase de la cellule unitaire est illustré sur la Figure 2.19. Un module proche de 0 dB entre 57 GHz et 62 GHz, en couvrant la majorité des plages fréquentielles de la norme IEEE 802.15.3c, et une variation de phase de  $360^\circ$  ont été obtenues.

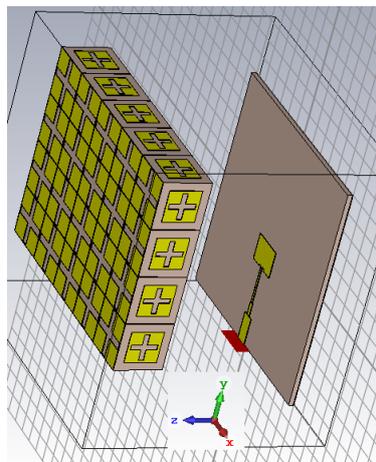


**Figure 2.19** Coefficient de transmission en module et en phase de la cellule unitaire 3D présentée dans la figure 2.18

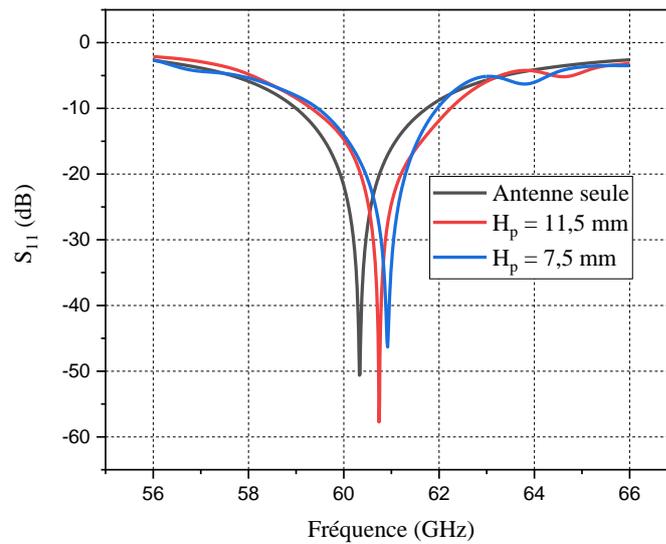
### 2.5.2. Application de la structure périodique

Une structure de  $5 \times 4$  cellules a été appliquée sur l'antenne (Figure 2. 20). Après l'étude des performances de l'antenne en fonction de la distance antenne-structure, les distances qui ont donné des améliorations considérables sont celles qui correspondent à l'équation (2.2) pour un demi angle d'ouverture ( $H_p = 11.5$  mm), et une distance aléatoire  $H_p = 7.5$  mm.

La Figure 2.21 montre la comparaison du coefficient de réflexion  $S_{11}$  des trois cas d'antenne, avec et sans structure périodique. Les deux distances antenne-structure ont conservé l'adaptation de l'antenne, ainsi que le canal 60 GHz, avec un léger décalage dû à l'application de la structure.

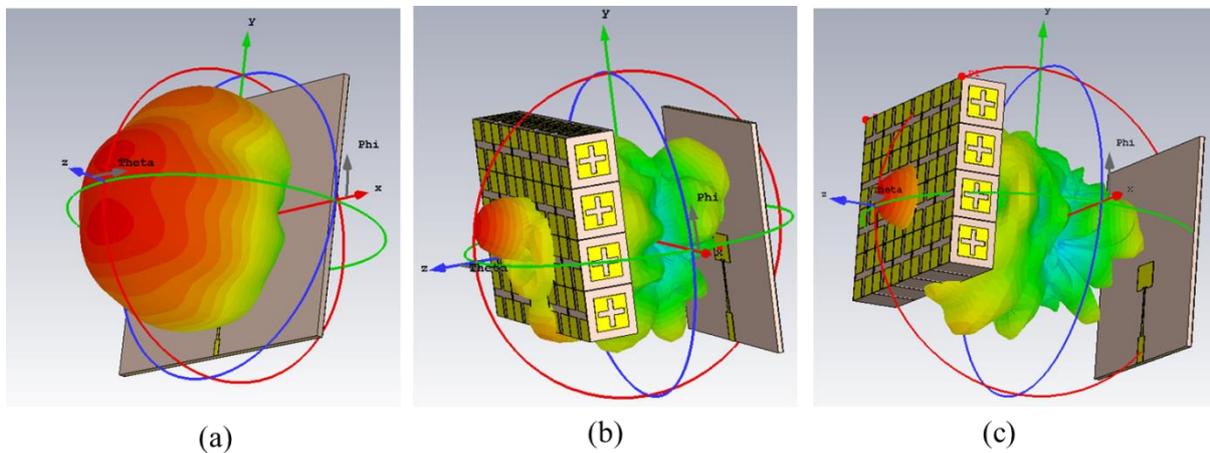


**Figure 2.20** Structure périodique à cellule unitaire 3D appliquée sur l'antenne patch

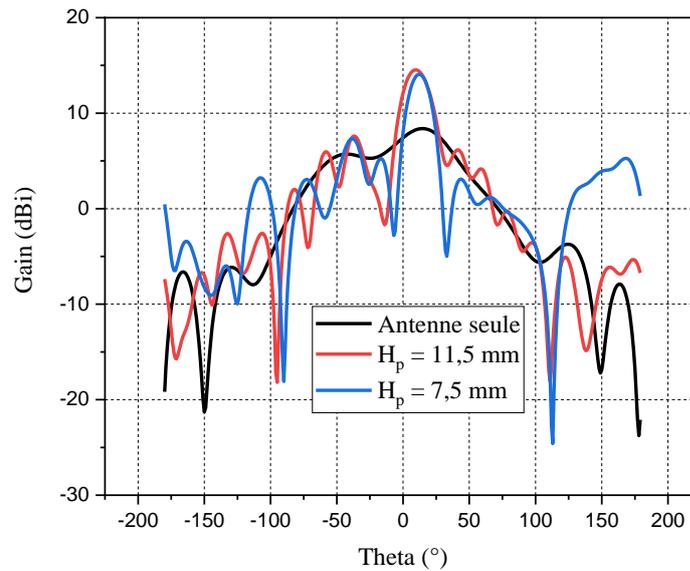


**Figure 2.21** Coefficient de réflexion  $S_{11}$

Les figures 2.22 et 2.23 montrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en coordonnées cartésiennes sur le plan E respectivement. Une amélioration de 6.5 dBi de la valeur maximale du gain a été obtenue pour une distance  $H_p = 7.5$  mm pour un gain maximal de 14.5 dBi. Pour une distance  $H_p = 11.5$  mm, le gain maximal est de 15 dBi avec une amélioration de 7 dBi par rapport à l'antenne seule.



**Figure 2.22** Diagramme de rayonnement 3D, (a) antenne seule, (b) antenne à FSS 3D placée à 11.5 mm et (c) antenne à métasurface 3D placée à 7.5 mm



*Figure 2.23* Diagrammes de rayonnement en coordonnées cartésiennes sur le plan E

## 2.6. Conclusion

Comme nous l'avons constaté dans ce chapitre, les structures FSS 3D ont bien répondu aux besoins d'amélioration de la directivité, du gain et de la bande passante ainsi qu'à l'aspect lié à la miniaturisation ce qui a permis d'éviter d'aller vers l'utilisation des antennes réseau.

Malheureusement la réalisation s'est avérée impossible, au moins au niveau de notre laboratoire, principalement parce que la structure est très petite (une périodicité de 2.6 mm) et les cellules unitaires doivent être réalisées une par une. L'impression 3D ne nous sera pas d'un grand secours vu ses limites discutées auparavant, notamment le choix du matériau.

Vu toutes ces difficultés et pour pouvoir réaliser des structures FSS 3D selon le même principe et pour confirmer nos résultats de simulation, nous avons décidé de baisser la fréquence opérationnelle en passant aux applications 5G autour de 24 GHz, où les cellules unitaires auront une taille plus grande et une épaisseur qui peut être réalisable sans passer par la technique d'impression 3D.

### 3.1. Introduction

La nouvelle technologie 5G en ondes millimétriques (entre 24 et 30 GHz) a fait l'objet de nombreuses discussions pour les futures applications sans fil, notamment les véhicules connectés et autonomes, l'ultra HD (UHD) et le streaming vidéo 3D [124]. La première génération de réseaux mobiles 5G a été commercialisée au début des années 2020. Pour accélérer la diffusion des applications 5G en ondes millimétriques, le scénario utilisateur doit dépasser les limites des infrastructures 5G et intégrer à terme des équipements personnels d'utilisateurs tels que les appareils cellulaires.

L'intégration des systèmes d'antennes 5G à ondes millimétriques au sein de l'UE (*User Equipment*) reste l'un des défis les plus difficiles à relever en raison des propriétés intrinsèques des appareils mobiles liées notamment à la capacité en termes de puissance. En outre, compte tenu des tendances des smartphones grand public, telles que le design à cadre étroit et le boîtier métallique, la taille du module de communication sans fil doit être miniaturisée.

Pour surmonter les caractéristiques de l'UE (*User Equipment*), la miniaturisation de l'ensemble du module et la conception d'une architecture efficace sur le plan énergétique doivent être abordées de manière cohérente. Des systèmes adaptatifs de formation de faisceau (*Beamforming Systems*) sont alors nécessaires pour compenser des facteurs de pertes considérables liés à la propagation, à la diffraction et aux pertes de décalage de polarisation dues à la mobilité des terminaux mobiles [125].

#### 3.1.1. Contexte applicatif

Depuis le lancement de la première génération des réseaux mobiles dans les années 1980, une nouvelle génération de réseaux a été introduite en moyenne chaque décennie. Comme l'illustre le schéma de la figure 1, la deuxième génération (2G) qui utilisait des signaux numériques a permis à un plus grand nombre d'utilisateurs de bénéficier d'une plus grande capacité vocale et de bénéficier des services de messages courts (SMS) et des fonctionnalités GPRS (*General Packet Radio Service*) et du navigateur EDGE qui a permis la transmission des données par TCP-IP (*Transmission Control Protocol/Internet Protocol*, généralement 80 Kbps). La troisième génération (3G), introduite dans les années 2000, offrait des communications à large bande, permettant un plus grand débit de transfert de données (taux d'environ 5 Mbps).

La 4G/LTE (*LongTerm Evolution*), introduite dans les années 2010, offrait des débits de transfert de données jusqu'à 10 fois plus rapides que la 3G avec un pic de 50 Mbps.

Dans le cadre de la 5G, un taux de transfert de données élevé (jusqu'à 10 Gbps) est prévu avec une latence très réduite et des communications robustes indépendantes de la position géographique. Les principales applications de la 5G, qui ne sont pas encore toutes connues, seront l'internet des objets, les villes intelligentes, les voitures connectées, la santé en ligne... en d'autres termes tout ce qui est connecté.

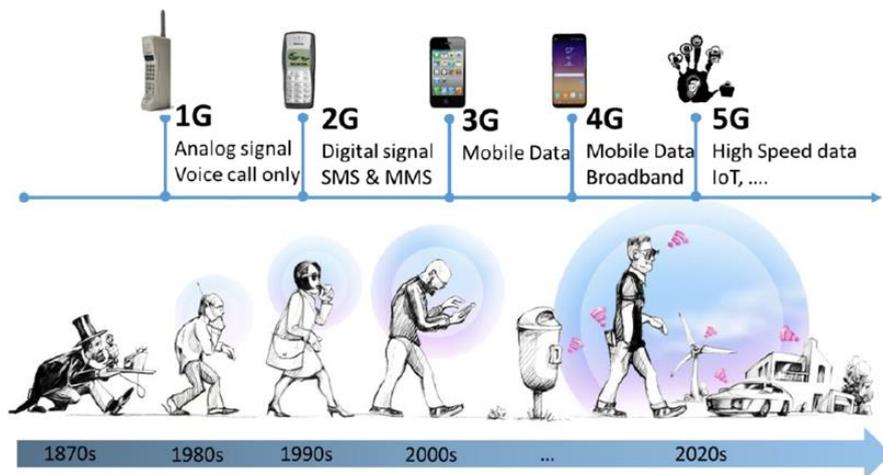


Figure 3.1 Evolution des réseaux mobile dans le temps [126]

Comme le montre la figure 3.2, il existe principalement deux types de connexion dans un réseau mobile :

- Point à multipoint, comme l'accès radio entre les utilisateurs et les unités radio distantes (RRU : *Remote Radio Units*) des stations de base, les liaisons de première ligne entre les RRU et les unités de bande de base (BBU : *Base Band and Units*) des stations de base.
- Point à point, comme les liaisons de retour entre les unités de bande de base (BBU) et le réseau central.

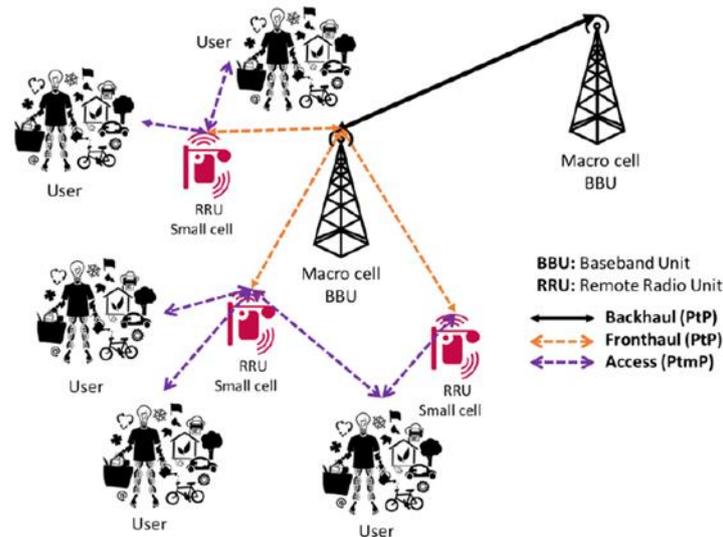


Figure 3.2 Réseau hétérogène 5G

### 3.1.2. Etat de l'art des antennes 5G à métasurfaces

Récemment, des méta-structures ont été utilisées pour améliorer les performances des antennes dans les systèmes de la cinquième génération (5G), fonctionnant dans la bande 24-30 GHz [127]–[130]. Une FSS multicouche [117] a été notamment utilisée pour une antenne

Vivaldi à faisceau incliné afin d'améliorer le gain à 28 GHz, une amélioration de 4 dBi a été obtenue. Néanmoins, la structure est formée de trois couches contenant des motifs différents sur les deux faces, ce qui a rendu la conception et la fabrication compliquées et conduit à un circuit encombré.

Toujours dans le but d'améliorer le gain, une autre couche superstrate FSS hautement réfléchissante a été appliquée en [121] sur une antenne patch à diélectrique dense (DD). L'antenne se compose de deux couches diélectriques séparées par un plan de masse ; un troisième substrat de très haute permittivité ( $\epsilon_r=82$ ) a été utilisé comme patch métallique. Une amélioration de 11 dBi sur le gain a été atteinte, mais la méthode d'excitation retenue basée sur la technique d'alimentation par couplage d'ouverture, a rendu sa fabrication compliquée et difficile.

Afin de combiner les deux champs de recherche, antenne 5G et métasurfaces 3D, nous avons conçu plusieurs type de métasurface 3D appliquées sur une antenne patch fonctionnelle autour de 24.5GHz. Ces antennes peuvent être utilisées comme une partie d'une antenne MIMO ou bien en Beamforming dans une station base. Les études, réalisations, simulations et mesures seront détaillés par la suite.

### 3.2. Conception d'une antenne patch 24 GHz à métasurfaces 3D

Une antenne patch rectangulaire imprimée sur le substrat Rogers RT 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $h = 0.787$  mm and  $\tan \delta = 9 \cdot 10^{-4}$ ) a été utilisée dans cette section (figure 3.3). Les dimensions de l'antenne ont été choisies selon les équations empiriques de l'annexe A tel que :  $L = 3.5$  mm,  $w = 4.5$  mm et  $w_L = 0.15$  mm. La largeur de la ligne d'adaptation quart-d'onde  $w_t$  est de 0.36 mm, et la largeur  $w_f$  de la ligne  $50\Omega$  est de 0.78 mm.

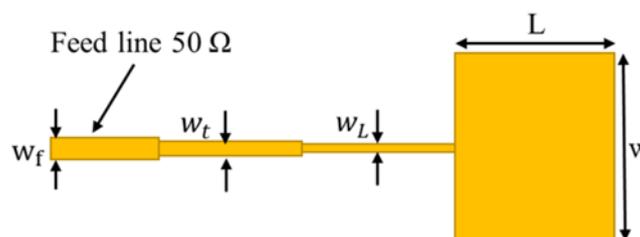


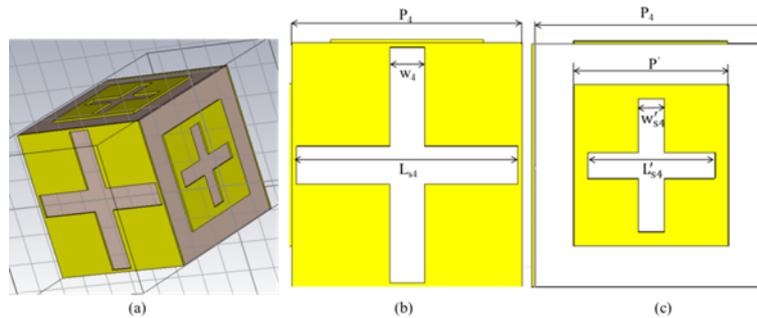
Figure 3.3 Antenne patch 24 GHz utilisée

#### 3.2.1. Structure périodique à Cellule unitaire remplie (full unit cell)

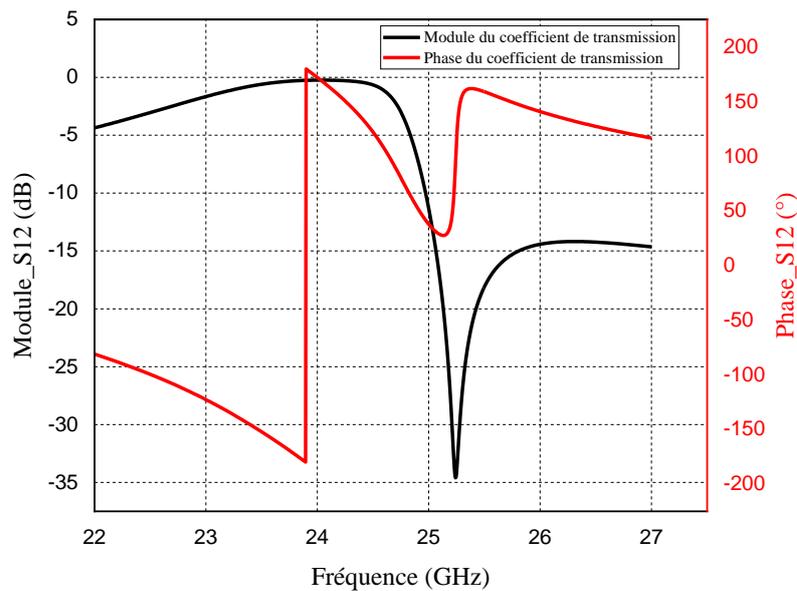
Le design de la cellule unitaire est le même que celui du chapitre précédent (figure 3.4). Les dimensions de la cellule unitaire sont optimisées pour avoir un maximum de transmission autour de 24 GHz. La période  $P_4$  est de 6.35 mm qui est l'équivalent de  $0.52\lambda_0$ , la dimension  $P'$  du motif (à coté et dessus) a gardé la même proportion de deux tiers de la période, dont  $P' = 2P_4/3 = 4.23$  mm. La longueur de la fente du grand motif  $L_{s4}$  est de 6.2 mm et sa largeur

$w_4$  est égale à 0.95mm. La longueur et la largeur des fentes du petit motif sont respectivement  $L'_s = 3.6\text{mm}$ ,  $w'_s = 0.65\text{mm}$ .

Le coefficient de transmission de la cellule unitaire, présenté sur la figure 3.5 a été simulé par CST microwave studio. Nous avons bien atteint un maximum de transmission sur la plage fréquentielle souhaitée ainsi qu'une variation de phase de  $360^\circ$ .



**Figure 3.4** Cellule unitaire 3D à 24 GHz, (a) vue 3D, (b) vu de face et arrière et (c) vue de côté et dessus.



**Figure 3.5** Coefficient de transmission de cellule unitaire en module et en phase

### 3.2.2. Application de la structure périodique

Une structure de  $5 \times 4$  cellules a été appliquée sur l'antenne patch (figure 3.6). Les distances antenne-structure ont été choisies à partir des équations (2.2) et (2.3) avec  $H_p = 8.5\text{ mm}$ ,  $H_p = 26.6\text{ mm}$  et  $H_p = 3.125\text{ mm}$  respectivement. La figure 3.7 montre la comparaison des paramètres  $S_{11}$  de l'antenne seule et l'antenne à structure périodique 3D pour les différentes distances antennes-structure.

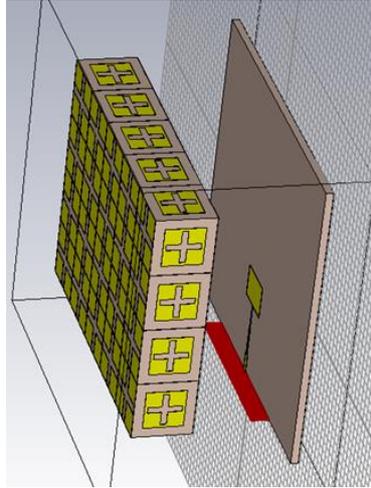


Figure 3.6 Application de la structure périodique sur l'antenne patch

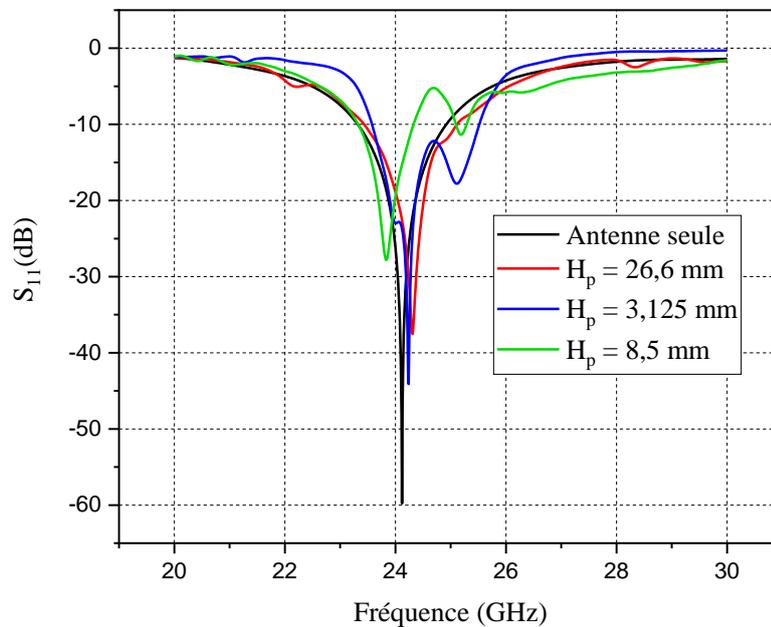


Figure 3.7 Paramètre  $S_{11}$  des différents cas avec et sans métasurfaces 3D

Les figures 3.8 montrent les diagrammes de rayonnements à 24 GHz en 3D. Les figures 3.9, 3.10 montrent le diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes à 24 GHz et à 24.5 GHz respectivement pour les différents cas de distances antenne-structure. A 24 GHz, une amélioration de 6.23 dBi a été obtenue par rapport à l'antenne seule pour une distance  $H_p = 26.6$  mm, ce qui donne une antenne  $40 \times 40 \times 34$  mm<sup>3</sup> avec 14.1 dBi de gain. Pour les deux autres cas de distance, nous avons obtenu une amélioration de 4.4 dBi. A 24.5 GHz, un gain qui tourne autour de 12.5 dBi a été obtenu pour une distance  $H_p = 8.5$  mm.

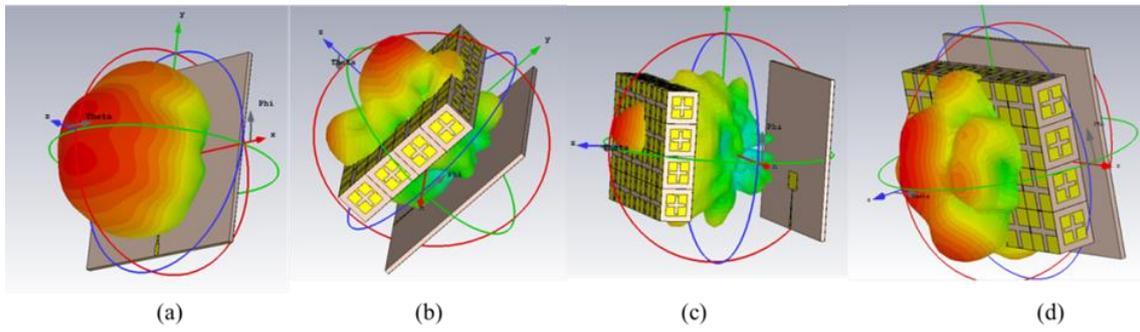


Figure 3.8 Diagramme de rayonnement à 24 GHz, (a) antenne seule, (b)  $H_p = 8.5$  mm, (c)  $H_p = 26.6$  mm, (d)  $H_p = \lambda/4$

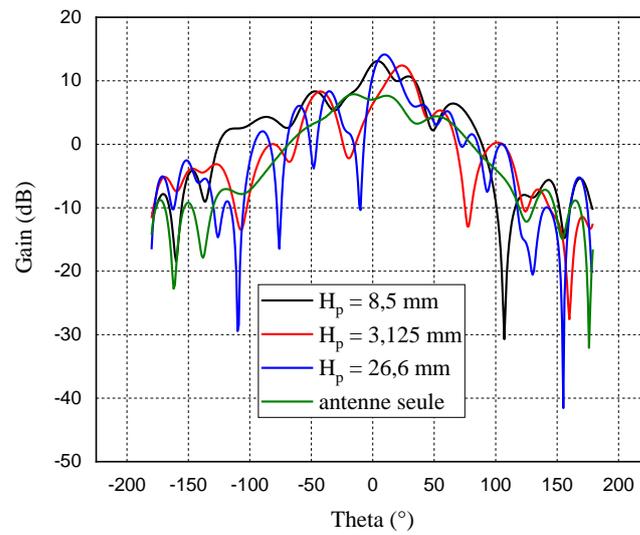


Figure 3.9 Comparaison des différents cas du gain, avec et sans métasurfaces 3D à 24 GHz

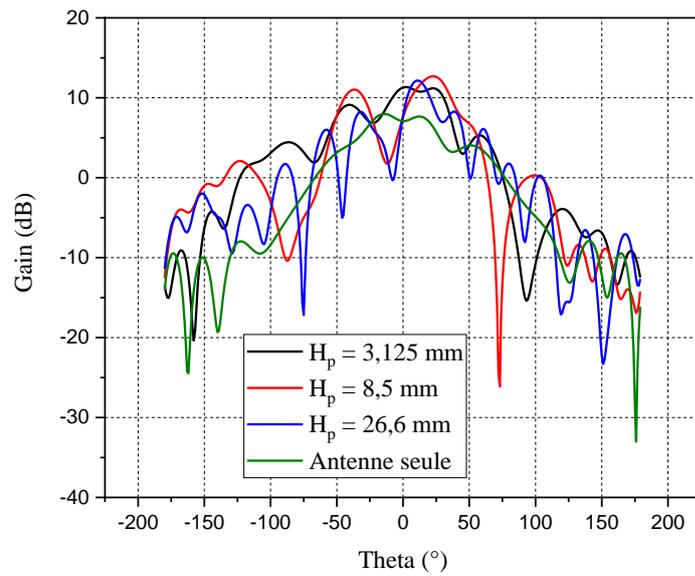


Figure 3.10 Comparaison du gain à 24.5 GHz

### 3.2.3. Fabrication et problèmes rencontrés

La structure peut être réalisée en superposant deux couches Rogers RT5880 de 3.175 mm d'épaisseur [131]. La fabrication passe par les étapes suivantes :

- Enlever le cuivre d'une face des deux couches de 3.175 mm × 25.4mm × 31.75mm de Rogers RT5880.
- Graver les motifs de la figure 3.4-b sur les deux faces en cuivre
- Après avoir collé les deux plaques, les découper sous forme des petites pièces de 6.35mm (la période).
- Avec le cuivre autocollant, on prépare les motifs de la figure 3.4-c, qui seront ensuite collés sur les deux côtés des cellules unitaires comme le montre la figure 3.4-a.
- Finalement, ces pièces seront collées pour former la structure périodique à appliquer sur l'antenne patch comme la figure 3.6 montre.

Cette idée s'est avérée ensuite impossible à réaliser, vu la taille des pièces, le découpage et le collage qui se font manuellement. Nous avons donc pensé à une nouvelle idée qui a rendu la fabrication beaucoup plus faisable. Cette idée sera détaillée par la suite, la cellule unitaire sera cette fois creuse d'où le nom « *empty unit cell* ».

### 3.3. Structure périodique à cellules unitaires creuses (*empty unit cell*)

La cellule unitaire est construite en utilisant le même motif utilisé précédemment sauf qu'à l'intérieur elle est creuse (figure 3.11-b). Les dimensions qui réalisent un maximum de transmission sont choisies après plusieurs optimisations. La période du réseau  $P_c$  est de 7mm, la largeur et la longueur des fentes des grands et des petits motifs (figure 3.11-c et 3.11-d), sont respectivement  $W_c = 1.5\text{mm}$  ;  $L_c = 6\text{mm}$  ;  $W_c' = 0.9\text{mm}$  et  $L_c' = 4.15\text{ mm}$ . Le coefficient de transmission en module et en phase est présenté sur la figure 3.12.

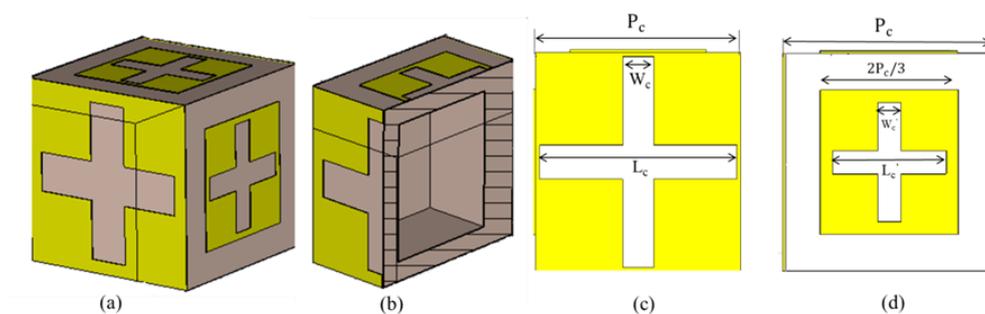
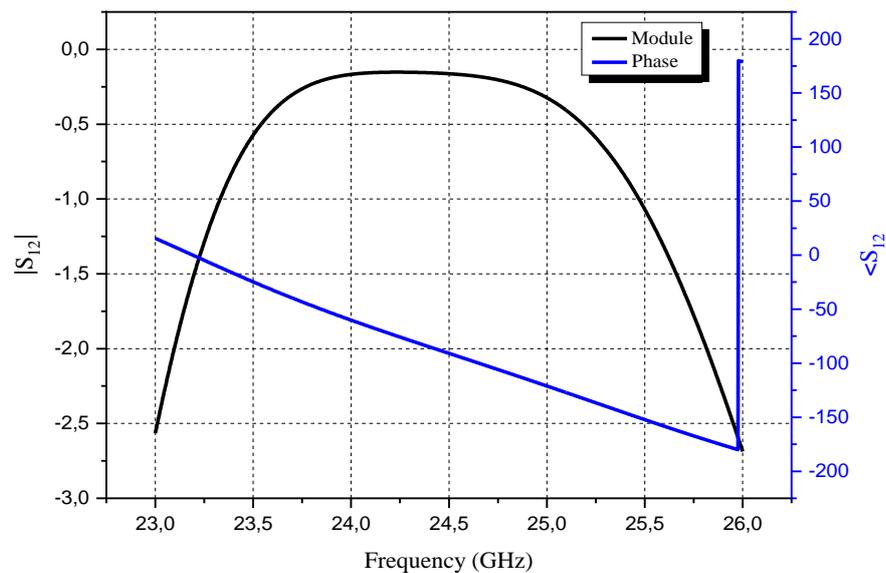


Figure 3.11 cellule unitaire creuse, (a) vue 3D, (b) vue de coupe, (c) vue de face et (d) vue de côté



**Figure 3.12** Coefficient de transmission en module et phase de la cellule unitaire de la figure 3.11

### 3.3.1. Structure périodique et protocole de réalisation

Une structure périodique de  $5 \times 5$  cellules a été conçue, réalisée et mesurée. La figure 3.13 montre le protocole suivi pour la réalisation qui est passée par plusieurs étapes :

- L'ensemble des petits motifs a été imprimé sur des plaques de substrat (figure 3.13-a).
- Les mêmes plaques dépourvues de cuivre ont été préparés (figure 3.13-b).
- La superposition des deux donne le composant A
- Le composant B a été fabriqué d'une manière similaire à A (figure 3.13-c). Ce composant est placé au-dessus de la plaque de la figure 3.13-f, dans la direction perpendiculaire au composant A (figure 3.13-g).

Après plusieurs études et afin d'augmenter la focalisation des ondes électromagnétique vers le lobe principal, nous avons appliqué des blindages sur les murs extérieurs de la structure ainsi que sur les deux parois intérieures. La figure 3.14-a montre la structure périodique finale à réaliser et à appliquer sur l'antenne, la figure 3.14-b montre le placement des blindages.

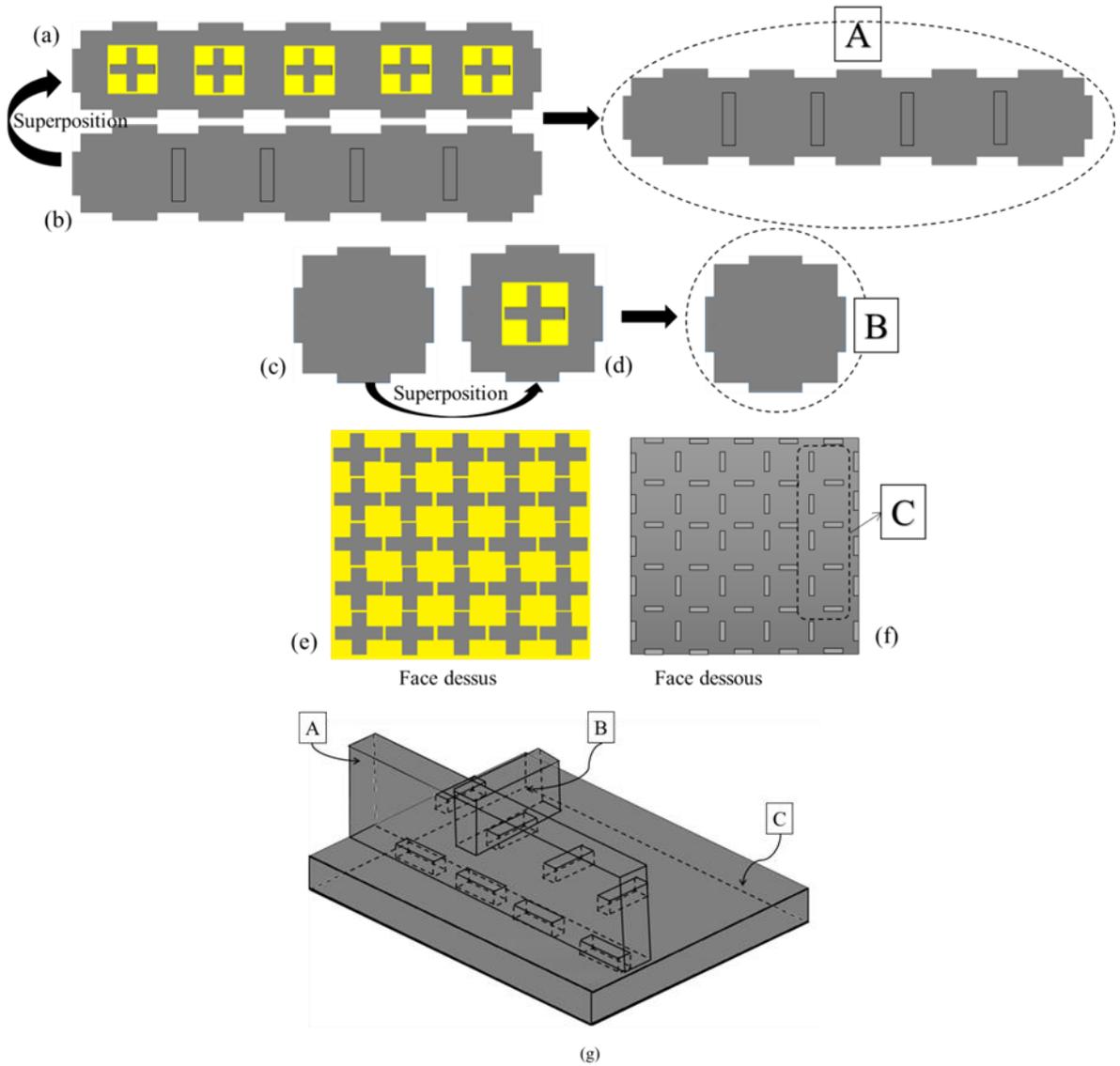


Figure 3.13 Protocole suivi pour la fabrication de la structure périodique

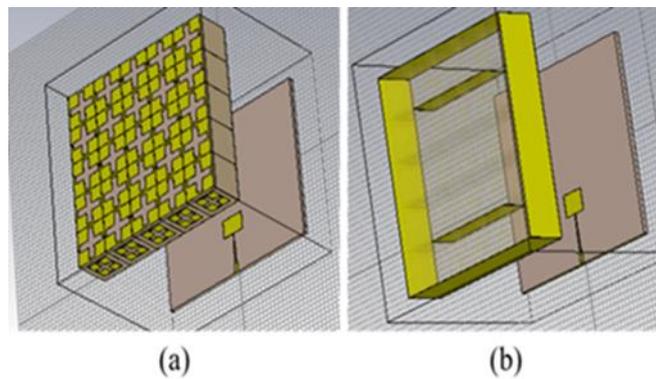
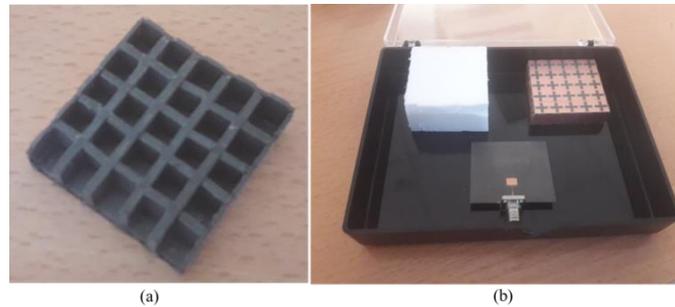


Figure 3.14 (a) Structure périodique appliquée sur l'antenne, (b) placement des blindages appliqués

### 3.3.2. Structures finales réalisées

La figure 3.15-a illustre la structure en intérieur avant de placer la plaque de couverture au-dessus. La figure 3.15-b montre les structures finales fabriquées, l'antenne patch, le rochelle (en Blanc) et la structure périodique.

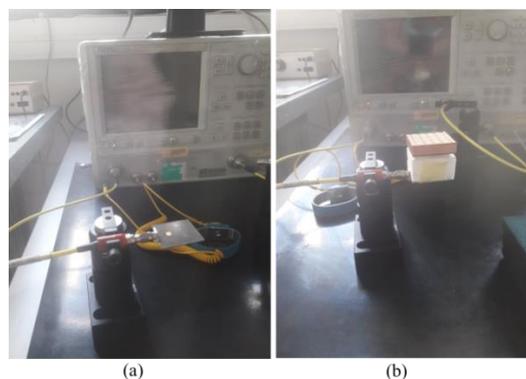


**Figure 3.15** (a) Structure périodique en intérieur, (b) structures finales réalisées (antenne patch + structure périodique + la rochelle)

### 3.3.3. Mesures du paramètre $S_{11}$

La distance antenne-structure a été fixée à partir de l'équation (2.2), vu que l'équation (2.3) n'a pas donné des résultats significatifs. La distance  $H_p$  calculée est de 34.3 mm, mais comme la rochelle (matière neutre ayant des propriétés physiques et électromagnétiques semblables à celles de l'air) existe avec des épaisseurs standards, nous avons choisi une valeur pratique et optimale de 20 mm pour avoir des meilleurs résultats.

La figure 3.16 montre le processus utilisé pour la mesure du paramètre  $S_{11}$ , le VNA est de type Anritsu 37369A. La figure 3.17 montre une comparaison du paramètre  $S_{11}$  simulé et mesuré, de l'antenne seule et de l'antenne à structure périodique à cellule unitaire 3D. Une bonne correspondance entre les résultats mesurés et simulés est constatée. De ce fait, on peut affirmer que la structure périodique n'a pas perturbé l'adaptation de l'antenne. Une bande passante de 3 GHz entre 23 GHz et 26 GHz a été obtenue pour un seuil de -15 dB pour  $S_{11}$ .



**Figure 3.16** Processus utilisé pour la mesure du paramètre  $S_{11}$ , (a) antenne seule, (b) antenne à structure

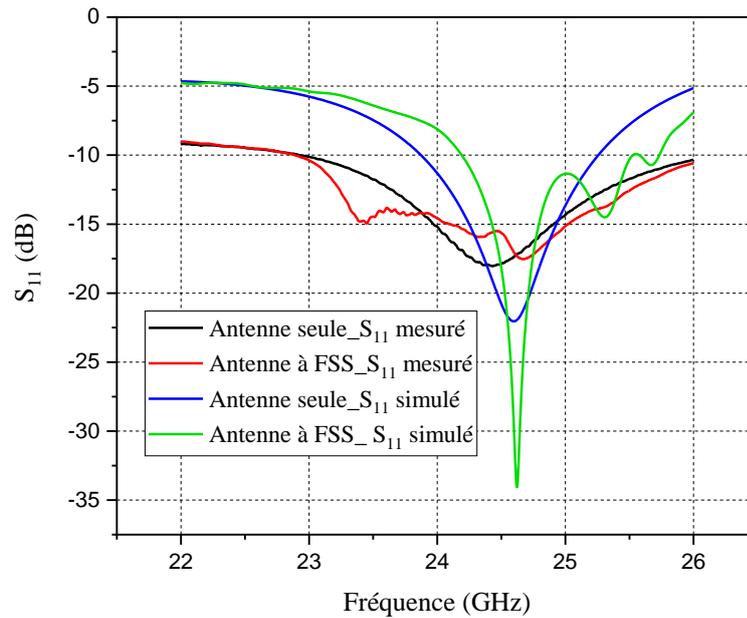


Figure 3.17 Comparaison du paramètre  $S_{11}$  des antennes

### 3.3.4. Mesures du diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sur le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ) et le plan  $\varphi = 45^\circ$  ont été mesuré par la suite dans la chambre anéchoïde. La figure 3.18 montre le setup utilisé pour la mesure. Les figures 3.20 et 3.21 montrent la comparaison des résultats simulés et mesurés à 24.5 GHz et 24.8 GHz respectivement. La figure 3.19 illustre le diagramme de rayonnement simulé en trois dimensions de l'antenne finale.

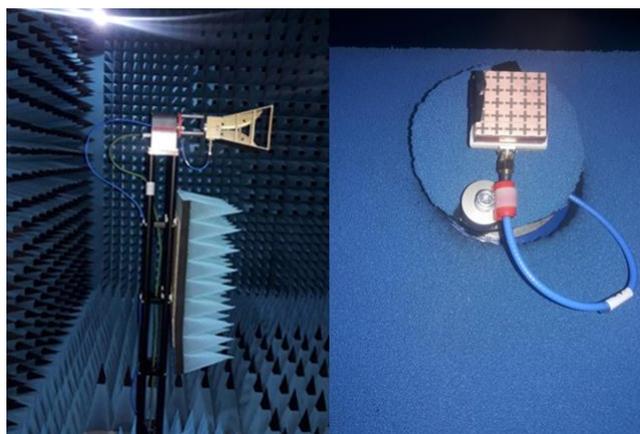


Figure 3.18 Mesure du gain en chambre anéchoïde

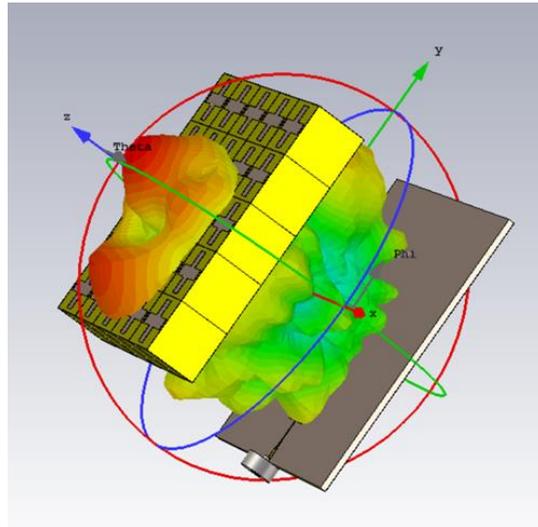


Figure 3.19 Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne finale

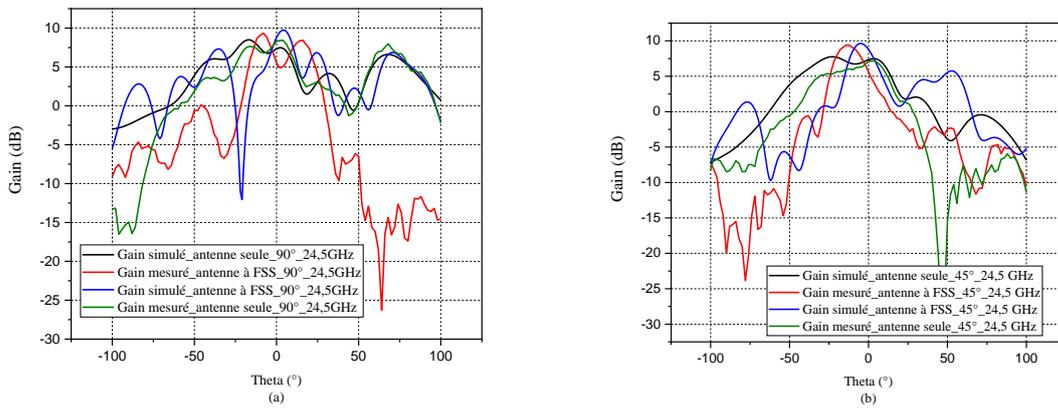


Figure 3.20 : Diagramme de rayonnement des antennes à 24.5 GHz, (a) sur le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ), (b) sur le plan  $\varphi = 45^\circ$

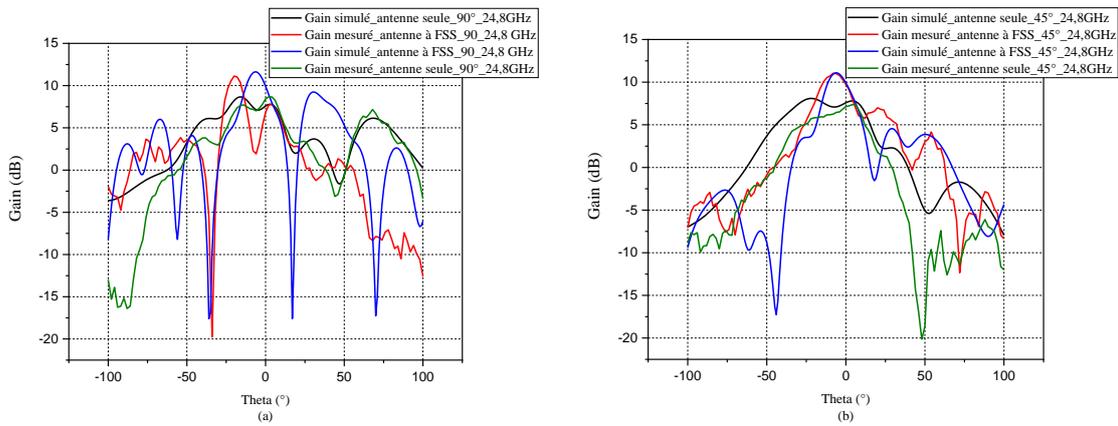


Figure 3.21 Diagramme de rayonnement des antennes à 24.8 GHz, (a) sur le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ), (b) sur le plan  $\varphi = 45^\circ$

L'antenne seule donne un gain de 8.3 dBi, l'ajout de la structure FSS à cellule unitaire 3D nous a permis d'augmenter le gain de 1 dBi à 24.5 GHz et de 3 dBi à 24.8 GHz. Une antenne résultante de  $35 \times 35 \times 27 \text{ mm}^3$  de volume pour un gain de plus de 11 dBi a été obtenue.

Par ailleurs, on peut distinguer une certaine différence entre les résultats de simulation et ceux issus des mesures. Ainsi, les graphes des figures 3.20 et 3.21-a possèdent la même allure mais avec un certain décalage angulaire. Par exemple dans la figure 3.21-a, on marque un maximum de gain mesuré de 11.25 dBi à  $\Theta = -6.3^\circ$ , et un maximum de gain simulé de 11.66 dBi à  $\Theta = -19.3^\circ$ . Les graphes de la figure 3.21-b sont pratiquement confondus (entre simulations et mesures).

La différence de valeurs de gain entre simulations et mesures est due essentiellement aux pertes dans le dispositif de mesure (pertes dans les câbles,...), par contre le décalage angulaire est dû au manque de la dynamique dans la chambre anéchoïde (la distance  $T_x-R_x$  est prédéfinie et ne peut pas être modifiée) et à la limitation de la puissance à l'émission. De plus, le fait que les pièces soient de faible taille (carrés de 7 mm de côté) et qu'elles aient été fabriquées manuellement (par collage), ceci peut causer des problèmes électromagnétiques, et peut être un décalage angulaire.

### 3.4. Conception d'une structure FSS 3D à partir d'une structure 2D

Le travail réalisé dans la section précédente nous a servi de tremplin pour une nouvelle approche basée toujours sur le principe de la réflexion des ondes électromagnétiques sur les parois latérales, mais cette fois dans le but de renforcer le lobe principal. L'idée est de partir d'une structure périodique 2D et d'exploiter la troisième dimension par la suite. La structure utilisée dans cette section est plus simple, d'un point de vue fabrication et montage du circuit [132].

#### 3.4.1. Cellule unitaire

Le motif imprimé sur le substrat est toujours le motif à fentes croisées. La cellule unitaire est constituée de deux couches parallèles de substrat Rogers RT 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $h = 0.787 \text{ mm}$ ,  $\text{tg } \delta = 9 \cdot 10^{-4}$ ), séparées par une distance  $H$  (figure 3.22). Les dimensions finales sont optimisées pour avoir un coefficient de transmission optimal tout en étant moins sensibles aux tolérances de fabrication avec:  $k = 5.5 \text{ mm}$ ,  $r = 1.25 \text{ mm}$ ,  $a = 8 \text{ mm}$ , et  $H = 7 \text{ mm}$ .

La figure 3.23 montre le coefficient de transmission simulé en module et en phase de la cellule unitaire, une transmission maximale ( $|S_{21}| \geq -1 \text{ dB}$ ) a été atteinte entre 22.6 et 25 GHz, avec une variation de phase de presque  $180^\circ$ .

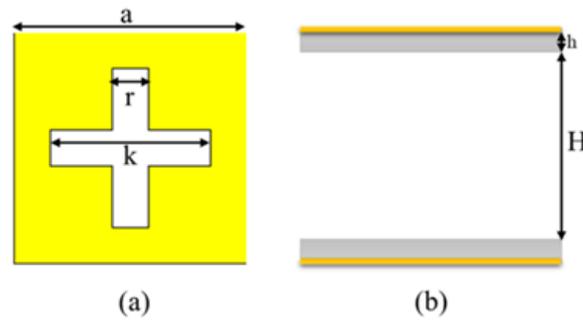


Figure 3.22 Cellule unitaire, (a) vue de face, (b) vue de coté

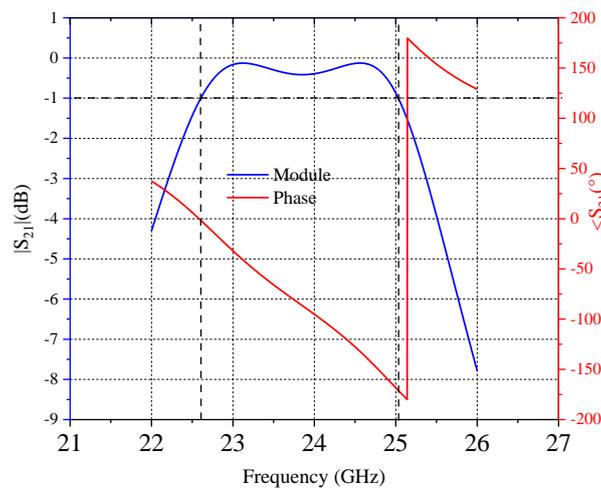
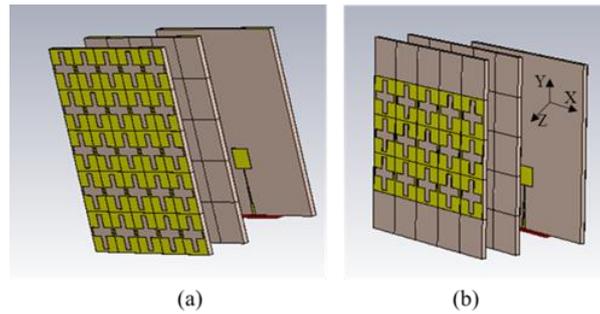


Figure 3.23 Coefficient de transmission de la cellule unitaire en module et en phase

### 3.4.2. Application de la structure périodique 2D

Dans un premier temps, nous avons appliqué une structure de  $5 \times 5$  cellules, à cellule unitaire 2D, sur l'antenne patch avec une distance antenne-structure optimisée de  $0.4\lambda_0 = 5\text{mm}$  (voir figure 3.24-a). L'analyse du champ électromagnétique incident sur le plan XZ a été réalisée en faisant une analyse en balayage sur l'axe Y. Afin d'augmenter la quantité du champ sur les deux bords de la structure, nous avons pensé à enlever le cuivre dans ces endroits, en obtenant au final une structure à  $3 \times 5$  cellules. La figure 3.24-b montre la structure finale simulée et fabriquée par la suite.

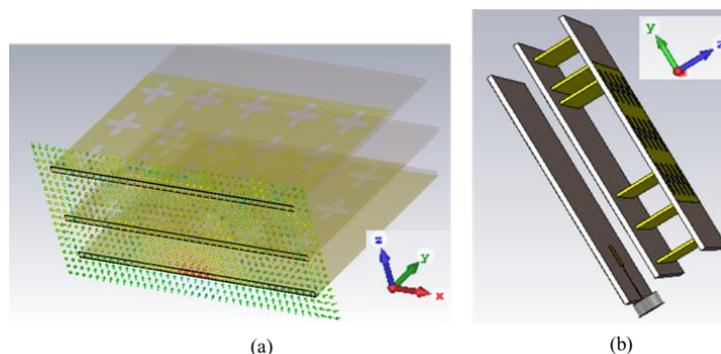


**Figure 3.24** Application de la structure 2D sur l'antenne, (a) avant et (b) après l'enlèvement du cuivre

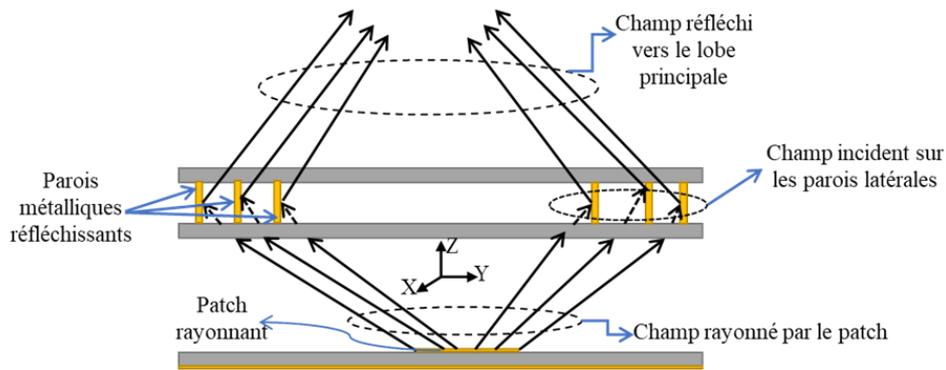
### 3.4.3. Passage à une structure 3D

Afin d'améliorer les performances de l'antenne obtenues en appliquant une structure bidimensionnelle, nous avons pensé à exploiter la troisième dimension dans le but de focaliser le champ vers le lobe principal. Le moyen était de placer des murs métalliques réfléchissants en position perpendiculaire entre les deux plaques de la structure 2D de la figure 3.24-b. La question qui se pose est comment choisir les positions des murs réfléchissants et comment cela pourrait aider à focaliser le champ vers le lobe principal ?

Pour répondre à la première question, nous avons étudié le champ incident sur le plan XZ le long de l'axe Y. Là où le champ incident intense, nous identifions l'endroit où doit être placé le mur métallique et ainsi de suite. La figure 3.25-a donne une capture d'écran du champ incident sur le plan XZ analysé via CST Microwave studio, la figure 3.25-b montre la structure finale conçue après le placement de tous les murs métalliques. La réponse à la deuxième question est résumée par la figure 3.26. Après l'identification des endroits où le champ incident est maximal, le champ électromagnétique sera transféré directement vers le lobe principal.



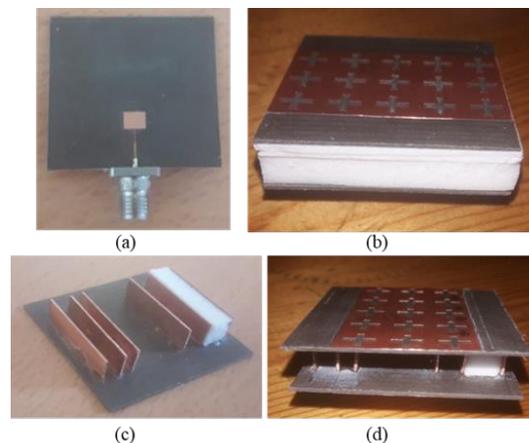
**Figure 3.25** (a) Principe suivi pour référencier les endroits du champ incident le plus intense pour placer les parois réfléchissantes, (b) vue en 3D de l'antenne finale conçue



**Figure 3.26** Dessin explicatif de la Vue de coté de l'antenne finale après exploitation de la troisième dimension

### 3.4.4. Fabrication, mesures et comparaison des résultats

La figure 3.27-a et 3.27-b illustrent l'antenne patch réalisée ainsi quela structure périodique 2D fabriquée, les deux couches diélectriques Rogers sont séparées par trois couches de rochelle dont deux sont de 1mm d'épaisseur et la troisième de 5mm d'épaisseur (pour avoir une épaisseur  $H = 7\text{mm}$ ). La figure 3.27-c illustre le placement des murs métalliques avant de mettre la deuxième couche. Les murs métalliques sont d'épaisseur 0.5 mm, de largeur 7 mm et de longueur 23mm. La figure 3.27-d représente la structure périodique 3D finale.



**Figure 3.27** Structures réalisées : (a) Antenne patch, (b) structure périodique 2D, (c) placement des parois métalliques réfléchissantes et (d) structure périodique 3D finale

### 3.4.5. Mesures du paramètre $S_{11}$

En utilisant le même équipement que celui utilisé dans la figure 3.16, nous avons mesuré le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne patch seule, de l'antenne à structure 2D et de l'antenne patch à structure finale 3D. La figure 3.28 montre les coefficients de réflexion en fonction de la fréquence.

C'est ainsi qu'il a été constaté que les trois structures n'ont pas perturbées l'adaptation de l'antenne,  $S_{11}$  étant resté toujours inférieur à -15 dB. Les résultats de mesure et de simulation sont presque confondus sauf que la bande passante mesurée est plus large que celle en simulation.

L'antenne patch seule présente une bande passante mesurée de 3 GHz entre 22.75 et 25.73 GHz, l'application de la structure 2D a permis de diminuer cette bande de 0.3 GHz entre 23.3 GHz et 26 GHz. La structure 3D présente le même effet sur l'antenne avec une bande passante de 2.65 GHz entre 23.25 et 25.9 GHz.

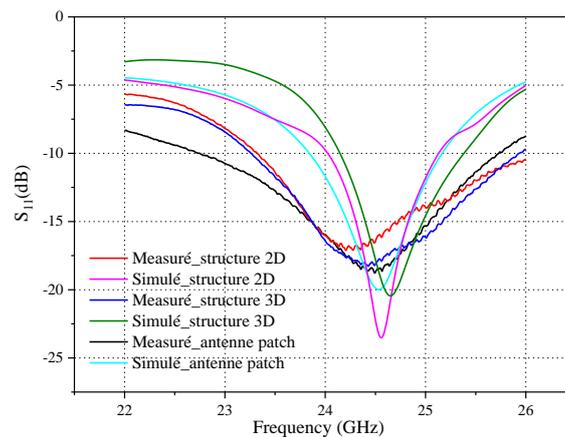


Figure 3.28 Coefficient de réflexion des différentes antennes

### 3.4.6. Mesure du diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés en chambre anéchoïde, la figure 3.29 montre l'antenne d'émission et les antennes à mesurer. Les figures 3.31 à 3.33 montrent les diagrammes de rayonnement des gains simulés et mesurés pour les fréquences 24.5 GHz, 24.64 GHz et 24.8 GHz respectivement, sur le plan E ( $\varphi = 90^\circ$ ) et le plan H ( $\varphi = 180^\circ$ ).

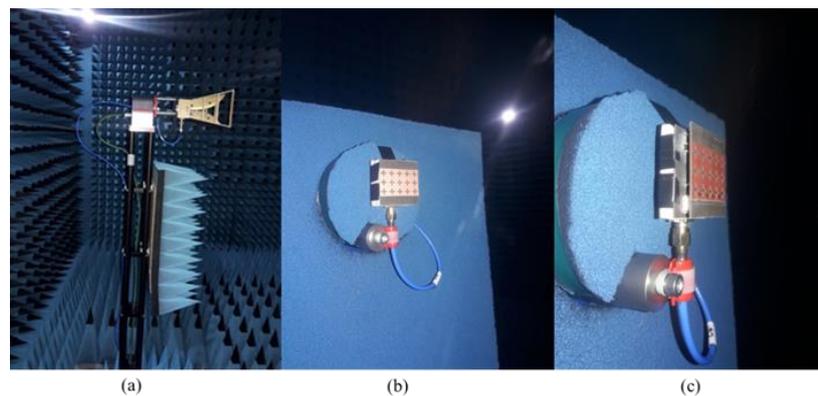
Les résultats montrent un écart de 1 dBi entre les résultats mesurés et simulés. Ceci pourrait s'expliquer par différents types de pertes, que ce soit dans les câbles ou bien entre l'antenne d'émission et les antennes à mesurer. La chambre anéchoïde possède des dimensions importantes par rapport à celles des antennes à mesurer. Les pertes entre l'antenne d'émission et les antennes à mesurer sont dû au manque de dynamique dans la chambre anéchoïde, sachant que la distance entre les deux est prédéfinie et non modifiable.

Il ressort clairement des figures 3.30 à 3.32 que l'effet attendu de la mise en place des parois latérales réfléchissantes est bien atteint, bien qu'il y ait eu un faible décalage par rapport à l'angle  $\theta = 0$ . La figure 3.33 montre le diagramme de rayonnement simulé en trois dimensions. Il est clair que le diagramme de rayonnement est incliné par rapport à l'angle  $0^\circ$ , ce qui justifie les faibles valeurs de gain sur le plan  $\varphi = 180^\circ$  (plan H).

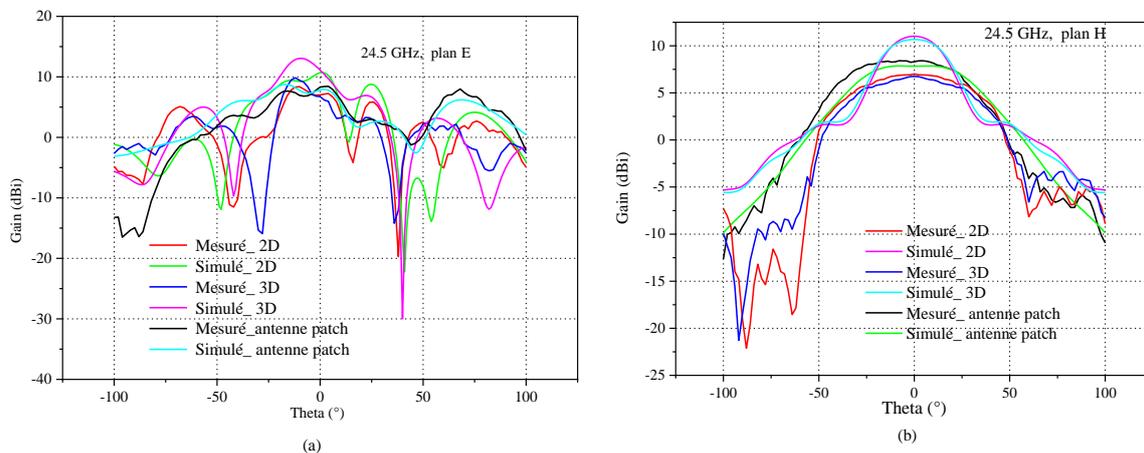
Des améliorations de gain qui varient entre 1.36 dBi et 1.78 dBi ont été obtenues pour les trois fréquences, en comparant l'antenne à structure 3D avec l'antenne seule et à l'antenne à

structure 2D. La figure 3.34 montre que l'amélioration la plus considérable en simulation et mesure a été obtenue pour la fréquence 24.8 GHz, avec des valeurs de 11 dBi et 10.32 dBi respectivement. L'efficacité de rayonnement mesurée est d'environ 79.23% comparée à 97% en simulation.

Le tableau 3.1 résume la comparaison de l'antenne résultante avec d'autres antennes qui existent déjà dans la littérature d'un point de vue : fréquence opérationnelle, dimensions, type d'excitation et de méta-structure utilisés, gain obtenu et bande passante. L'antenne miniaturisée que nous avons conçue et réalisée combine les deux domaines de recherche de la 5G et des structures FSS 3D.



**Figure 3.29** Antennes en chambre anéchoïde, (a) antenne de référence (antenne émettrice), (b) antenne à structure 2D et (c) antenne finale à structure 3D



**Figure 3.30** Diagramme de rayonnement des différentes structures à 24.5 GHz

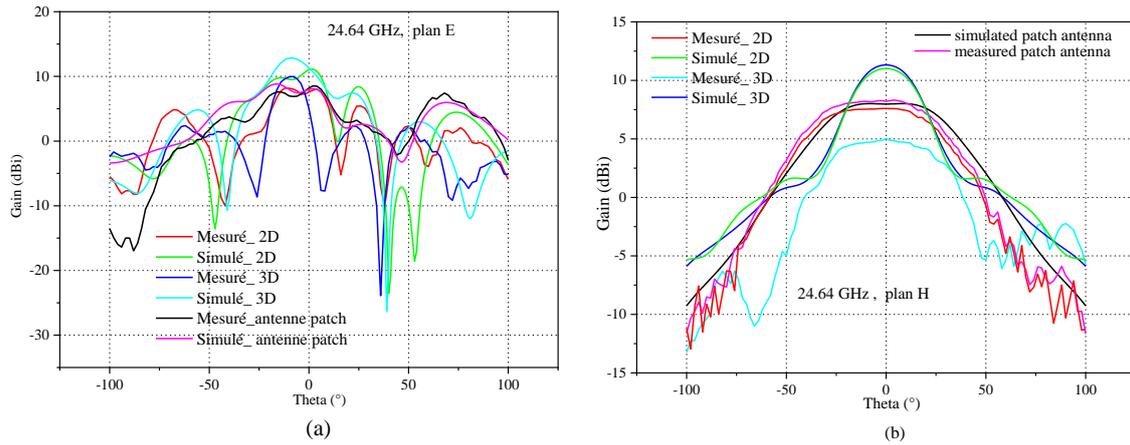


Figure 3.31 Diagramme de rayonnement des différentes structures à 24.64 GHz

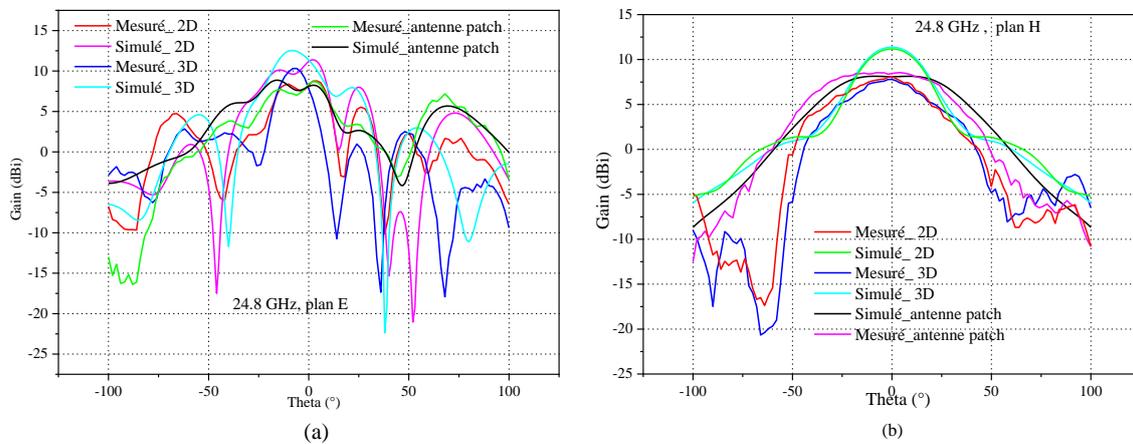


Figure 3.32 Diagramme de rayonnement des différentes structures à 24.8 GHz

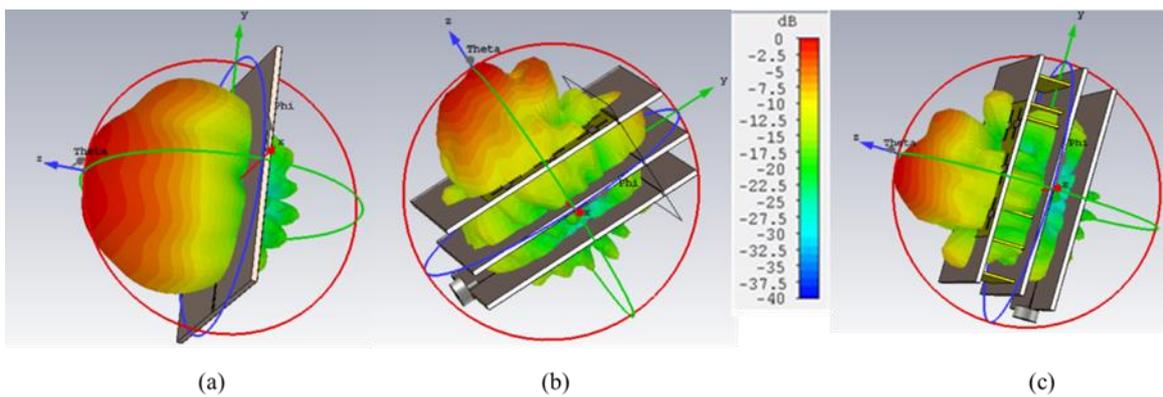


Figure 3.33 Diagramme de rayonnement simulé normalisé de (a) l'antenne seule, (b) l'antenne à structure 2D et (c) l'antenne à structure 3D

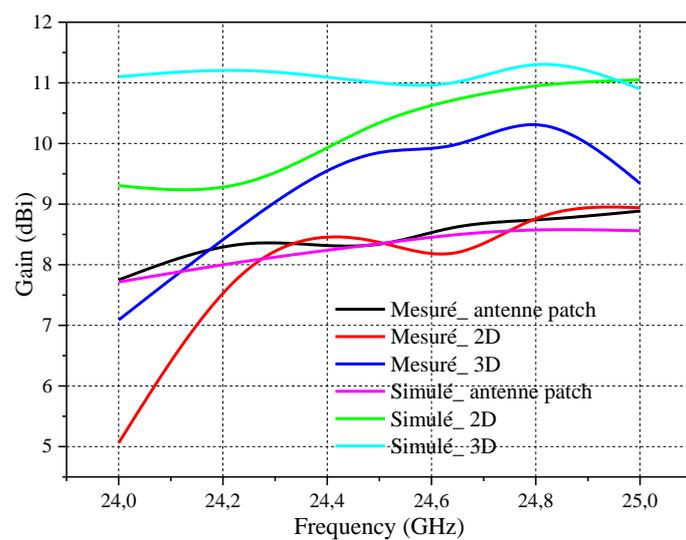


Figure 3.34 Gain simulé et mesuré des différents cas en fonction de la fréquence

Tableau 3.1 Comparaison des performances de l'antenne 3D FSS proposée avec les modèles d'antennes existants

Référence	Type d'antenne	Fréquence (GHz)	Type de Méta-structure	Taille L×W×H (mm <sup>3</sup> )	Objectif	Gain (dBi)	Bande passante (%)	Complexité de la structure
[121]	Antenne Vivaldi	28	FSS Multicouche	27×25×10	Amélioration de Gain	9	24.7%	3 couches FSS, circuit encombré ; chaque couche contient des motifs différents sur les deux faces, la conception et la fabrication étant encore plus compliquées.
[122]	Dense dielectric (DD) patch antenna	28	Superstrate FSS réfléchissant	32×32×7.15	Amélioration du gain et de bande passante	17.78	15.54 %	Antenne composée de deux couches diélectriques séparées par un plan de masse, un troisième substrat de très haute permittivité ( $\epsilon_r=82$ ) a été utilisé comme patch métallique. La méthode d'excitation est basée sur la technique d'alimentation par couplage d'ouverture, compliquée et difficile à fabriquer.
[133]	Antenne cornet	8	3D FSS	227×176×4.5	Atteindre la performance de la double bande passante	---	---	Des lignes à bandes parallèles à trois couches avec des tiges métalliques insérées et un réseau d'antenne patch à une seule couche ont été utilisées ; structure encombrée très compliquée
[45]	Guide d'onde coaxial carré (SCW)	3	3D FSS	354×354×10	Obtenir une double résonance et une réponse passe-bande quasi-elliptique	---	---	Structure compliquée, encombrée et gros circuit nécessitant une impression en 3D
Notre travail [133]	Antenne patch	24.5	Passe bande FSS 3D	40×40×14	Amélioration de gain	10.31	11.02 %	Circuit miniaturisé qui combine les propriétés 5G et les FSS 3D, une structure simple réalisée sans passer par la technique d'impression 3D avec une simple technique de réflexion pour améliorer le gain.

### 3.5. Conception et réalisation d'un filtre FSS pour les applications 5 G (bande 3.5 GHz)

#### 3.5.1. Introduction aux filtres FSS

Les surfaces sélectives en fréquence (FSS) sont des structures périodiques basées sur des cellules unitaires dont les dimensions sont inférieures ou égale à celles de la longueur d'onde. En tant que filtres, les FSS sont classés en deux catégories : les filtres passe-bande [134]–[137] (basés sur des motifs soit créés sur un métal unique ou bien déposé sur un substrat) et les filtres stop-bande [138], [139] basés sur des motifs métalliques imprimés sur des substrats.

Dans [140], un filtre passe-bande FSS dédié aux applications WLAN et WiMAX a été présenté. La cellule unitaire est constituée de deux motifs métalliques imprimés sur le recto et le verso d'un substrat FR-4, sous forme d'un anneau rectangulaire et d'un motif en forme de swastik-like respectivement. Ce filtre a été utilisé pour transmettre les bandes de 2.25 GHz, 3.5 GHz et 5.75 GHz.

Plus particulièrement, les scientifiques ont été motivés par l'étude de l'influence de l'angle d'incidence sur la réponse des filtres FSS dédiés aux applications 5G. Les chemins et les méthodes pour atteindre cette propriété sont diverses : en utilisant par exemple des structures purement diélectriques [141], en se basant sur des structures multicouches à cellules unitaires de forme quasi circulaire ou plus précisément hexagonale [142], en se basant sur des FSS 3D [143] ou en plaçant des vias métalliques de forme cylindrique reliant les deux faces métalliques d'un substrat [144].

En France, les quatre principaux opérateurs mobiles ont acheté des fréquences 5G dans la bande 3.5 GHz (figure 3.35) et ont commencé à la commercialisation à la fin 2020. Notre travail consiste à concevoir et réaliser un filtre FSS passe-bande qui fonctionne autour de 3.5 GHz, en s'inspirant à ce qui a été fait en [144]. Les résultats de simulation et de mesures montrent que le filtre construit possède une réponse indépendante de l'angle d'incidence entre 0° et 75°.



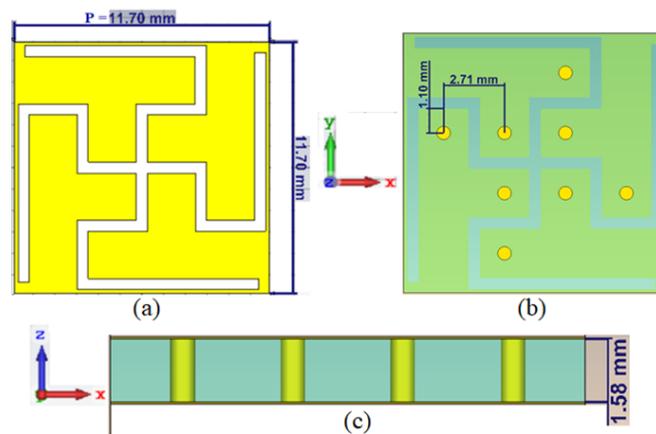
Figure 3.35 Procédure d'attribution des fréquences par opérateur mobile en France.

#### 3.5.2. Conception des éléments

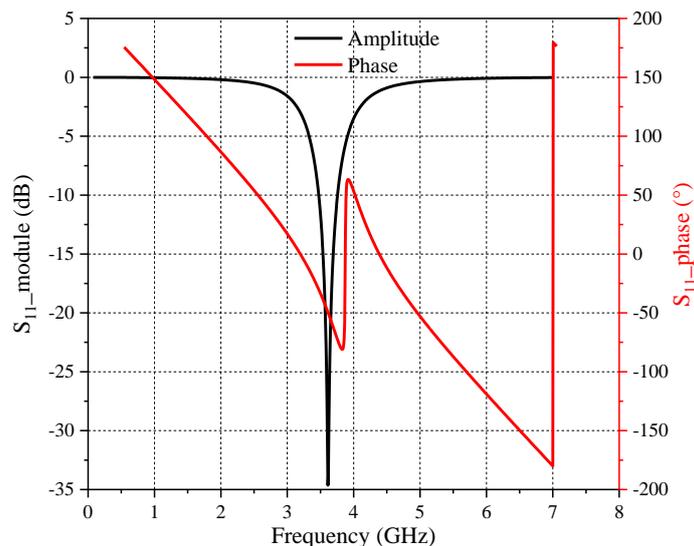
La cellule unitaire décrite dans [144] a été redimensionnée par nos soins pour être opérationnelle autour de 3.5 GHz [12]. Le motif à fentes, de largeur 0.5 mm, présenté dans la

figure 3.36-a est gravé sur les deux côtés d'un substrat de type Rogers RT5880, avec une permittivité relative de 2.2, un coefficient de pertes  $tg \delta = 9 \times 10^{-4}$  et d'épaisseur  $h = 1.58$  mm. La période du filtre est de  $P = 0.136\lambda_0 = 11.70$  mm. Le placement des vias métalliques, avec un diamètre de 0.3mm, est montré sur la figure 3.36-b. La figure 3.36-c illustre la vue de côté de la cellule unitaire.

La figure 3.37 présente le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la cellule unitaire en amplitude et en phase. A -3 dB, un fort filtrage est obtenu entre 3.1 et 4 GHz, la phase de  $S_{11}$  est de  $125^\circ$ . La figure 3.38 montre un bon coefficient de transmission dans la bande désirée avec une variation de phase de  $358^\circ$ . Les simulations ont été réalisées par le logiciel CST Microwave studio en utilisant Floquet mode ports.



**Figure 3.36 :** Géométrie de la cellule unitaire, (a) vue de face, (b) emplacement des vias métalliques et (c) vue de côté.



**Figure 3.37 :** Coefficient de réflexion en module et en phase de la cellule unitaire.

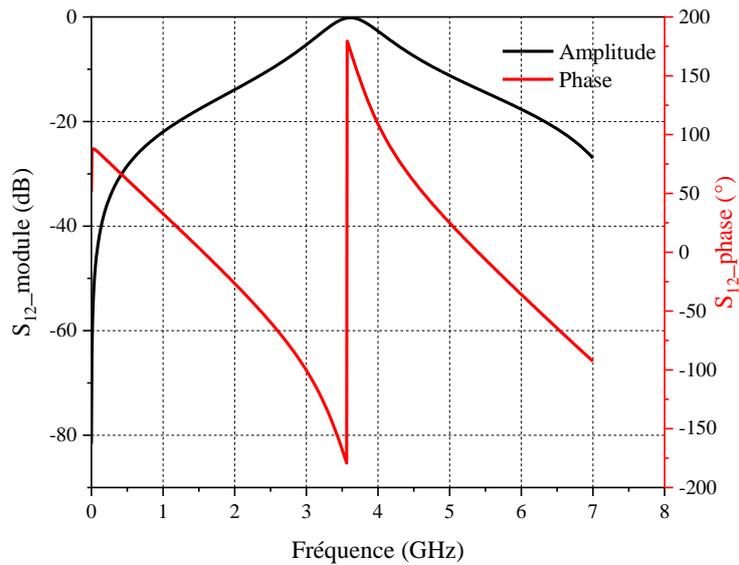


Figure 3.38 Coefficient de transmission en module et en phase de la cellule unitaire.

### 3.5.3. Simulation des performances du filtre FSS

Les coefficients de transmission et de réflexion du filtre proposé ont été simulés pour plusieurs valeurs de l'angle d'incidence entre  $0^\circ$  et  $80^\circ$ . Les figures 3.39 et 3.40 montrent que le filtre FSS possède une réponse fortement stable devant l'angle d'incidence. L'apparition d'une résonance autour de 4.6 GHz est remarquée sur les graphes. Cette résonance supplémentaire est négligeable, vu qu'elle est d'une part en dehors de la bande ciblée (3.5 GHz), et que d'autre part, sa bande passante assez faible.

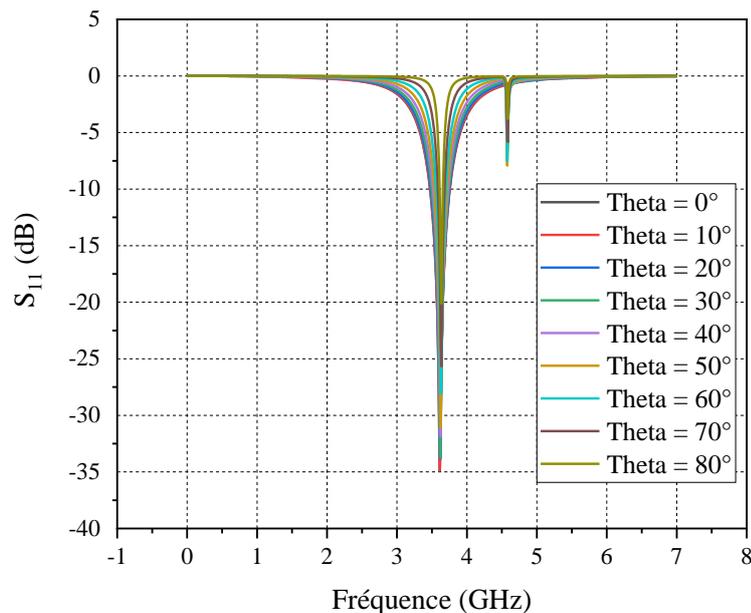


Figure 3.39 Coefficient de réflexion simulé en variant l'angle d'incidence

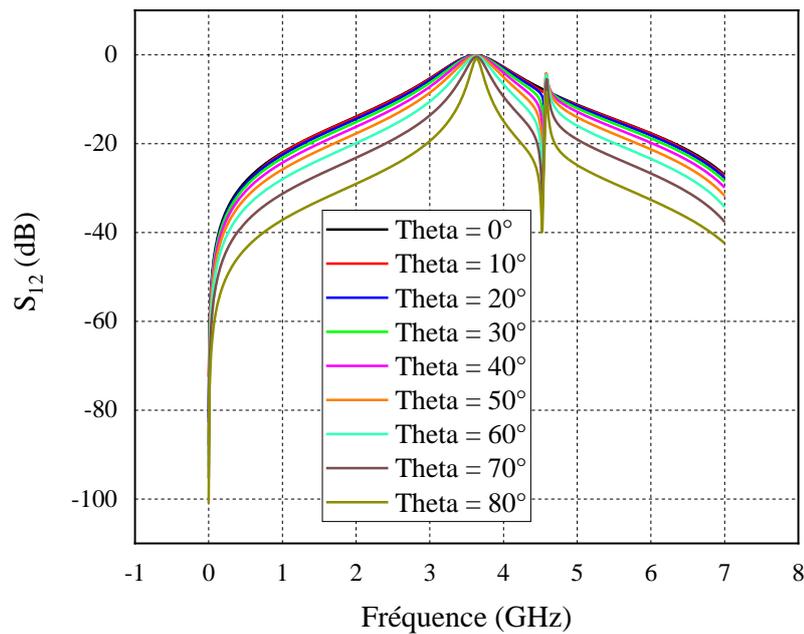


Figure 3.40 Coefficient de transmission simulé en variant l'angle d'incidence

### 3.5.4. Fabrication et résultats des mesures

Un filtre FSS de  $8 \times 8$  cellules a été réalisé comme le montre la figure 3.41. Pour mesurer le coefficient de transmission, le filtre a été fixé (en chambre anéchoïde) sur une fenêtre et entouré par des absorbants, pour éliminer toute réflexion supplémentaire. Une antenne émettrice a été placée en face du filtre à 2 mètres environ. L'antenne réceptrice a été placée de l'autre côté, la figure 3.42 incarne les détails discutés.

Afin de mesurer la réponse du filtre face à l'angle d'incidence, nous avons fait pivoter manuellement l'antenne émettrice à l'aide d'un rapporteur entre  $0^\circ$  et  $70^\circ$  autour de l'axe y. La figure 3.43 présente les résultats de mesures obtenus, ces résultats confirment la stabilité de la réponse du filtre devant l'angle d'incidence, avec un bon accord par rapport aux résultats de simulation. Un léger décalage a été observé pour les grandes valeurs de  $\theta$  (l'angle d'incidence), ce qui dû au manque de précision, vu la rotation manuelle de l'antenne d'émission.

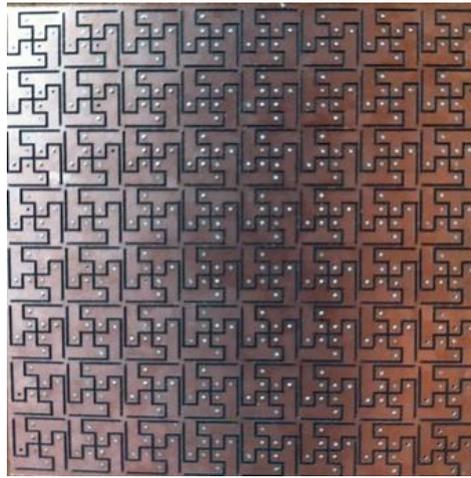


Figure 3.41 Filtre 8×8 cellules réalisé

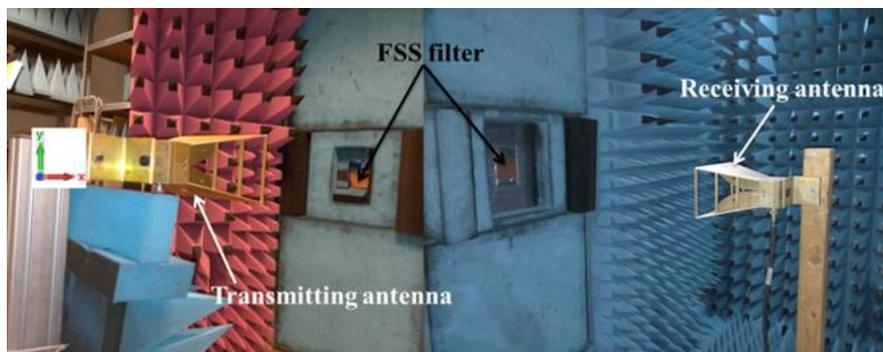


Figure 3.42 Processus de mesures

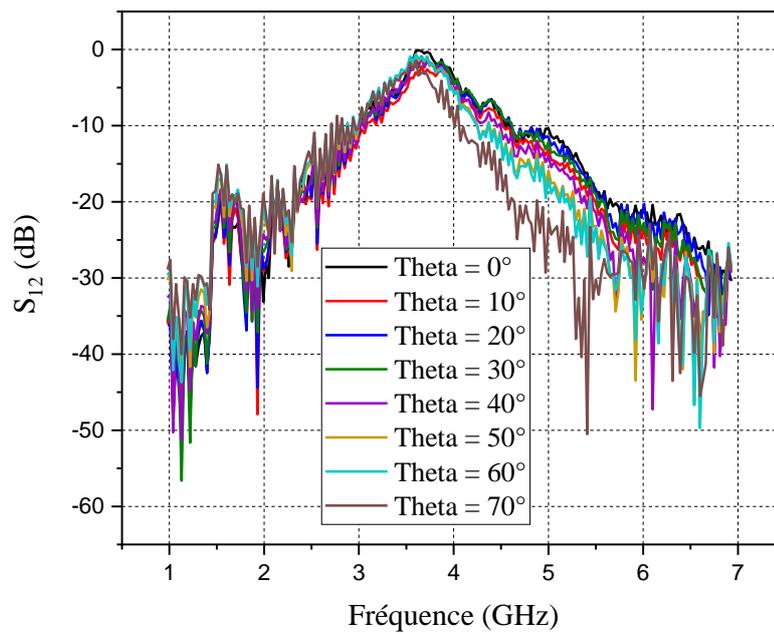


Figure 3.43 Coefficient de transmission mesuré pour les différentes valeurs de l'angle d'incidence  $\theta$

### **3.6. Conclusion**

L'objectif assigné à ce chapitre était de réaliser et mesurer des antennes à FSS 3D dédiées aux applications 5G autour de 24 GHz, et de confirmer les idées initiées dans le chapitre précédent.

En dépit de l'accord difficilement observable entre les résultats mesurés et simulés pour la première structure réalisée vu la complexité et les difficultés rencontrées lors du montage expérimental, nous avons proposé un autre processus basé sur le même principe mais plus simple qui a donné des résultats de mesures et de simulations pratiquement confondus.

La dernière partie du chapitre nous a permis de concevoir, réaliser et mesurer un filtre FSS dédié aux applications 5G autour de 3.5 GHz. Les performances de ce filtre ont été justifiées par le bon accord entre les résultats de mesures et ceux issus de la simulation. Une largeur de bande relative de 22.8 % a été obtenue avec une forte réjection hors bande sans oublier la caractéristique plus qu'intéressante de l'indépendance de l'angle d'incidence de notre filtre FSS.

L'étude de l'effet de l'anisotropie du substrat de l'antenne sur ses performances a fait l'objet d'une partie dans nos travaux de thèse [14], [16]. Dans ce chapitre, nous avons fait une étude purement théorique en utilisant CST Microwave studio, dont on a examiné l'influence de l'anisotropie uniaxiale et biaxiale sur les performances d'une antenne patch monopole, dédiée aux applications WLAN autour de 2.4 GHz. Nous avons ensuite appliqué des structures périodiques afin de coupler les deux domaines de recherche.

## 4.1. Introduction

Les antennes patch (plus précisément les antennes monopoles) ont été largement utilisées dans les systèmes de communication sans fil en raison de leurs nombreux avantages intéressants tels que la simplicité, le faible coût, leur capacité de rayonnement omnidirectionnel, la facilité de fabrication et l'intégration avec d'autres circuits [145]–[147]. Cependant, elles sont limitées par leur faible gain, leur faible directivité et leur bande passante étroite [148]. C'est pourquoi des travaux ont été menés sur des substrats anisotropes comme alternative appropriée pour résoudre ces problèmes. Plusieurs travaux ont été consacrés à l'analyse des antennes patch imprimées sur des substrats diélectriques anisotropes [149]–[152].

Dans [151], les auteurs se sont concentrés sur les effets d'un substrat à anisotropie uniaxiale sur la fréquence de résonance et la largeur de bande d'une antenne patch. Alors que dans [152], le but était d'étudier les caractéristiques de résonance ainsi que les diagrammes de rayonnement d'une antenne microruban supraconductrice imprimée sur un substrat anisotrope uniaxial en utilisant une approche de modèle de cavité. Cependant, ces études ne mentionnent pas l'effet de l'anisotropie sur le gain, la directivité et le diagramme de rayonnement.

De nombreuses études ont été réalisées pour améliorer les performances des antennes monopoles en appliquant des métasurfaces [153]–[156]. Notre travail dans cette section consiste à l'étude de l'effet de l'anisotropie sur les performances d'une antenne patch monopole [14], [16] dédiée aux application WLAN autour de 2.4 GHz [157]. Le principe suivi dans notre étude consiste à fixer la valeur de la permittivité sur deux axes et la faire varier sur l'autre axe. Une structure périodique a été appliquée ensuite sur l'antenne afin d'examiner l'effet des métasurfaces sur une antenne à substrat anisotrope.

## 4.2. Design de l'antenne patch proposée

L'antenne monopole utilisée dans l'étude est présentée dans la figure 4.1, les dimensions sont illustrées dans le tableau 4.1. Les dimensions de la fente introduite dans le patch sont de  $(L_2 - W) \times (L_1 - 3L)$  mm<sup>2</sup>, avec  $L=3$ mm et  $W=8$ mm.

On détermine le rapport d'anisotropie  $R$  par :  $R = \frac{\epsilon_x}{\epsilon_y}$ , si  $R$  est supérieur à 1, l'anisotropie est dite positive sinon elle est dite négative.

Le principe suivi dans notre étude consiste à fixer la valeur de la permittivité sur deux axes et la faire varier sur l'autre axe. Nous essayerons à chaque fois de traiter les trois cas d'anisotropie (positive, négative, et cas isotrope).

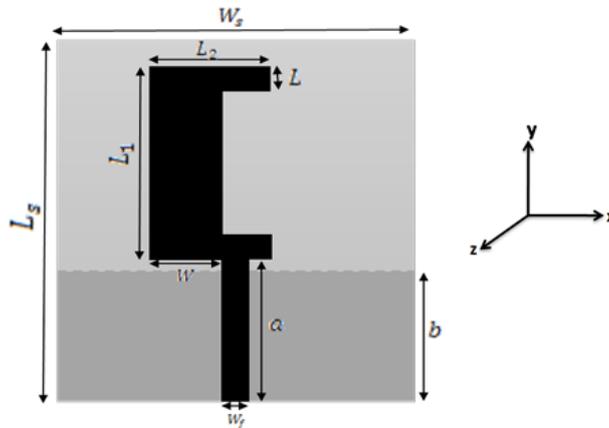


Figure 4.1 Antenne patch utilisée [157]

Tableau 4.1 : Dimensions de l'antenne

Symbole	Indication	Valeur (mm)
$L_s$	Longueur de substrat	45
$W_s$	Largeur du substrat	40
$h$	Epaisseur du substrat	1.6
$L_1$	Longueur du patch	24
$L_2$	Largeur du patch	13.5
$a$	Longueur de la ligne d'excitation	17.5
$b$	Longueur du plan de masse	17
$W_f$	Largeur de la ligne d'excitation	3

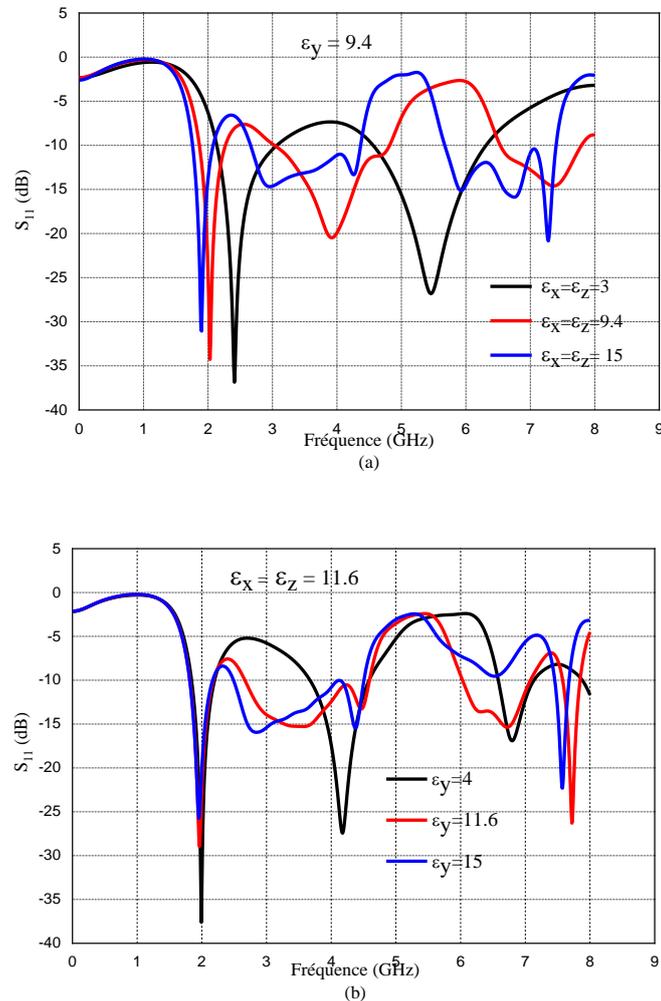
### 4.3. Etude de l'anisotropie uniaxiale

#### 4.3.1. Influence de l'anisotropie sur la fréquence de résonance

Le substrat utilisé est le saphir avec une propriété d'anisotropie uniaxiale, tel que :  $\epsilon_x = \epsilon_z = 11.6$ , et  $\epsilon_y = 9.4$ .

La figure 4.2 montre le paramètre  $S_{11}$  pour les trois cas d'anisotropie. Il y'a une influence significative sur les fréquences de résonance et le coefficient de réflexion  $S_{11}$ , avec une meilleure adaptation pour les faibles valeurs de permittivité. La bande passante relative à -10dB peut atteindre les 37% pour  $\epsilon_x = 3$ , et 16% pour  $\epsilon_y = 4$ .

Notez également que l'augmentation de la valeur de permittivité dans la direction de l'axe optique  $\epsilon_y$  a généré une troisième fréquence de résonance autour de 7 GHz (figure 4.2-b pour  $\epsilon_y = 4$ ), conduisant dans ce cas à un comportement d'antenne à trois bandes.



**Figure 4.2** Analyse de l'influence de permittivité sur les résonances de l'antenne

#### 4.3.2. Variation de $\epsilon_x$

##### 4.3.2.1. Influence sur l'adaptation de l'antenne

La figure 4.3 illustre l'influence de la variation de permittivité sur l'axe x sur le paramètre  $S_{11}$ . Une meilleure adaptation est obtenue, que ce soit pour la première ou la deuxième fréquence de résonance, ceci pour des faibles valeurs de  $\epsilon_x$  (anisotropie négative), avec un rapport d'anisotropie  $R = 0.53$  et  $R = 0.6$  respectivement.

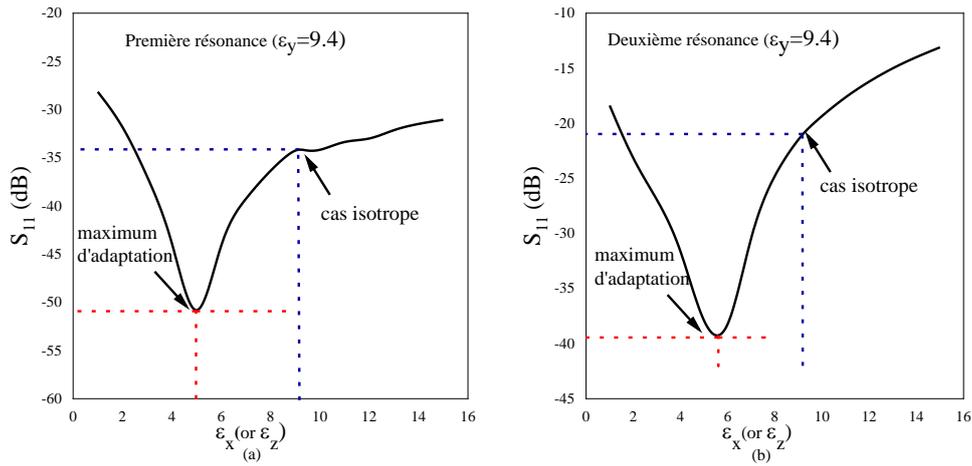


Figure 4.3 Contrôle d'adaptation en fonction de la permittivité sur l'axe x

### 4.3.2.2. Influence sur le gain et la directivité de l'antenne

Les meilleures valeurs du gain et de directivité ont été obtenues aussi pour des petites valeurs de permittivité sur l'axe x (pour un rapport de permittivité négatif). Les figures 4.4-a et 4.4-b montrent le tracé du gain et de directivité en fonction de la permittivité sur l'axe x, pour la première et la deuxième résonance respectivement.

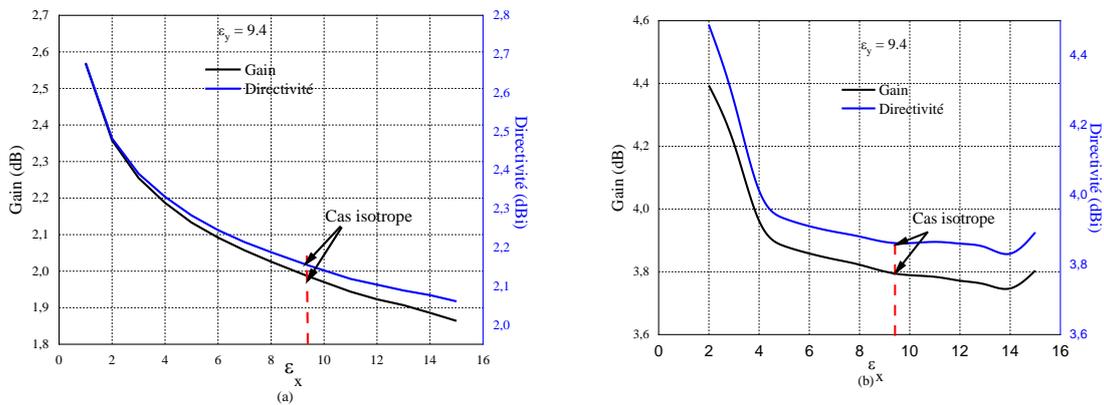


Figure 4.4 Variation du gain en fonction de la permittivité sur l'axe x pour : (a) la première et (b) la deuxième résonance

### 4.3.3. Variation de $\epsilon_y$

#### 4.3.3.1. Influence sur l'adaptation de l'antenne

En faisant varier la permittivité sur l'axe y, nous avons remarqué qu'une meilleure adaptation a été obtenue quand  $\epsilon_y = 2$ , ce qui correspond à un rapport d'anisotropie de 5.54 (figure 4.5-a). Pour la deuxième résonance, la meilleure adaptation est obtenue pour  $\epsilon_y = 5.8$ , avec un rapport d'anisotropie de 2 (figure 4.5-b).

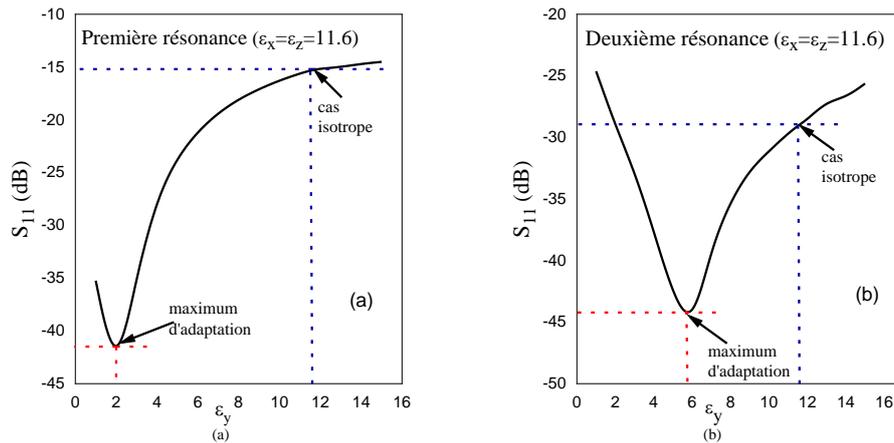


Figure 4.5 Contrôle d'adaptation en fonction de la permittivité sur l'axe  $y$

#### 4.3.3.2. Influence sur le gain et la directivité de l'antenne

La variation du gain et de directivité présente une tendance semblable à celle du cas précédent (variation de  $\epsilon_x$ ), les meilleures valeurs ont été obtenues pour des faibles valeurs de permittivité, que ce soit pour la première ou la deuxième résonance. La figure 4.6 présente la variation du gain et de directivité en fonction de  $\epsilon_y$ .

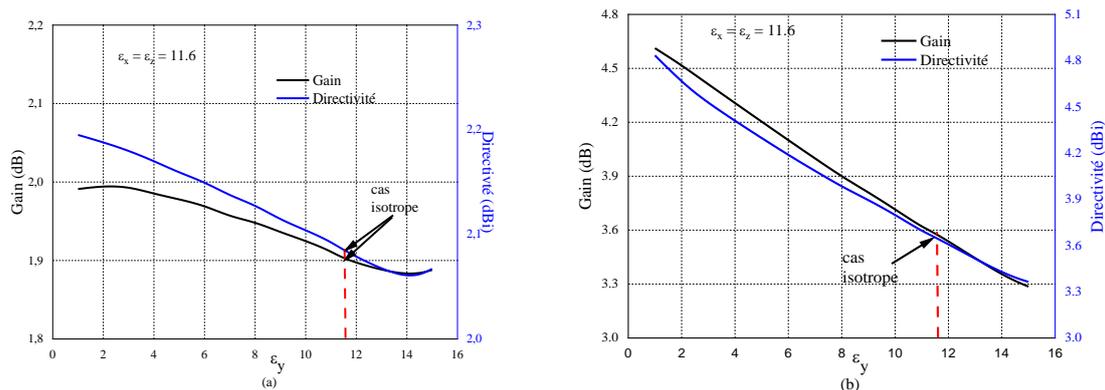


Figure 4.6 Variation du gain en fonction de la permittivité sur l'axe  $y$  pour : (a) la première et (b) la deuxième résonance

### 4.4. Etude de l'anisotropie bi-axiale

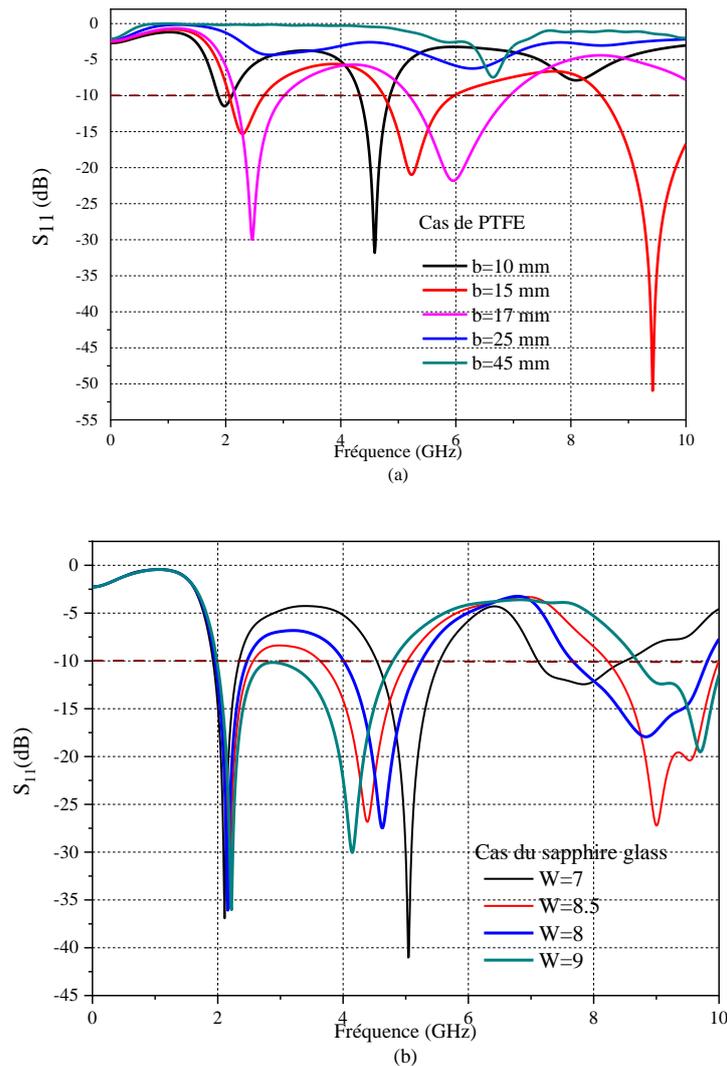
Dans cette partie, l'étude précédente a été étendue à tout type de substrat anisotrope bi-axial. Le but étant d'analyser l'influence de l'anisotropie, des dimensions du patch et du plan de masse sur les propriétés de résonance, sur l'adaptation et sur le rayonnement de l'antenne (directivité et gain). Les substrats proposés sont le PTFE avec  $\epsilon_x = 2.45$ ,  $\epsilon_y = 2.95$ ,  $\epsilon_z = 2.89$  et le saphir glass avec  $\epsilon_x = 6.64$ ,  $\epsilon_y = 5.56$ ,  $\epsilon_z = 6.24$ .

Pour évaluer l'influence des dimensions du patch et du plan de masse, le paramètre  $S_{11}$  a été simulé pour différentes valeurs de  $b$  et de  $W$  (voir figure 4.1). L'influence de l'anisotropie sur les propriétés de résonance a été analysée selon le même principe et en faisant varier la permittivité dans les trois directions  $x$ ,  $y$  et  $z$ .

#### 4.4.1. Cas du PTFE

##### 4.4.1.1. Influence des dimensions sur l'adaptation

La figure 4.7-a montre qu'une troisième résonance est acquise pour  $b = 15$  mm avec une bonne adaptation d'impédance. Lorsque la valeur de  $b$  atteint les 25 mm, les résonances disparaissent complètement. La figure 4.7-b montre que  $W$  n'a aucune influence sur l'ordre des résonances. Notez qu'une meilleure adaptation est obtenue lorsque  $W$  diminue.



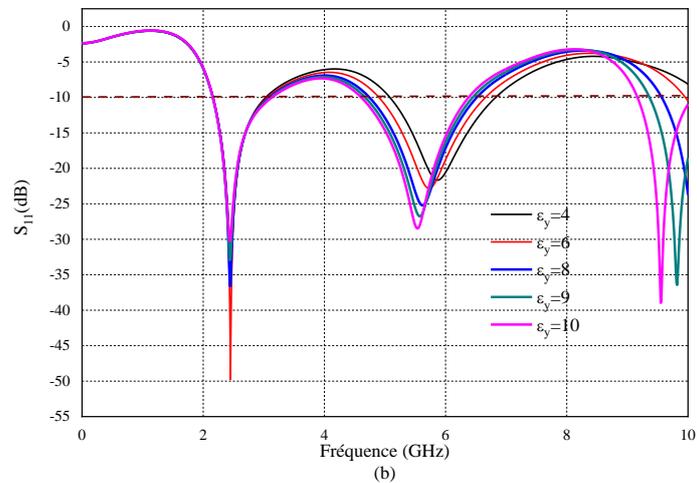
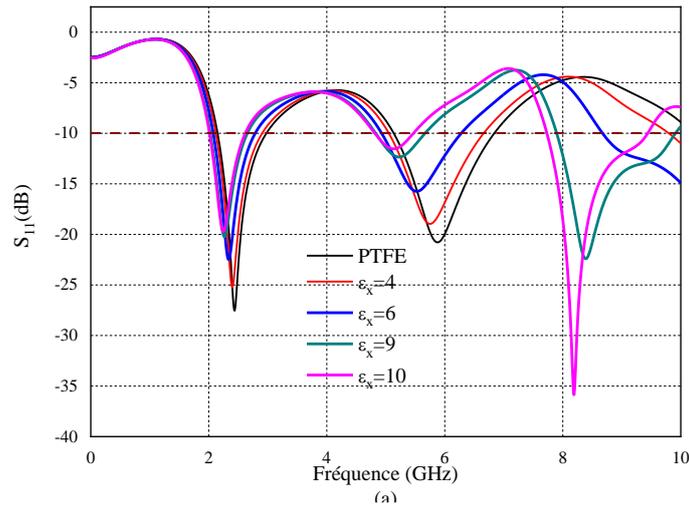
**Figure 4.7** Tracé du  $S_{11}$  pour plusieurs valeurs de : (a) la longueur du plan de masse «  $b$  » et (b) de la largeur du patch «  $W$  ».

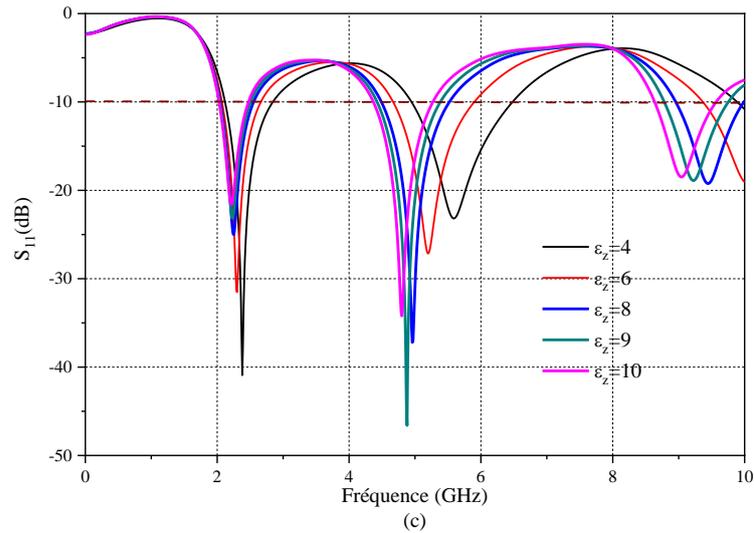
##### 4.4.1.2. Influence de la variation de permittivité sur l'adaptation et les fréquences de résonance

Par ailleurs, en faisant varier la permittivité sur l'axe  $x$ , nous avons obtenu une troisième résonance à partir de  $\epsilon_x = 6$ . Par contre en la faisant varier sur l'axe  $y$ , la troisième résonance

apparaît lorsque la permittivité atteint la valeur 8, devenant encore plus significative lorsque  $\varepsilon_y \geq 9$ . Notons qu'une meilleure adaptation est obtenue pour les valeurs élevées de permittivité. Les variations selon la direction z mettent en évidence une troisième résonance aussi à partir de  $\varepsilon_z = 6$ , la meilleure adaptation est obtenue lorsque  $\varepsilon_z = 10$ .

Les résultats obtenus, illustrés sur la figure 4.8 (a, b et c), prouvent que les axes x et z sont plus sensibles que l'axe y. C'est-à-dire qu'on a l'apparition de la nouvelle résonance pour des valeurs de permittivité plus faibles sur les axes x et z.





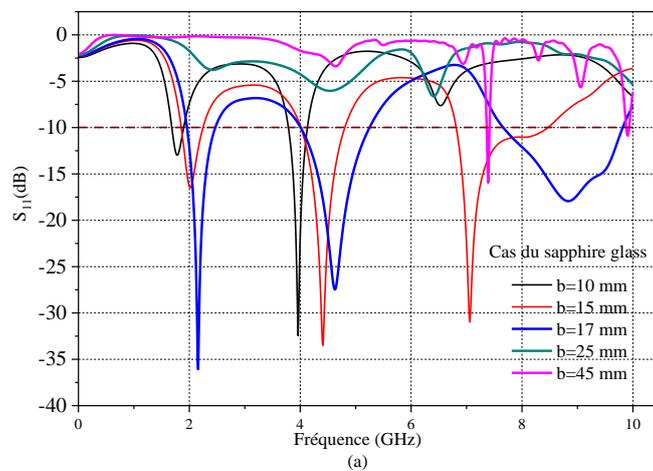
**Figure 4.8** Variation du paramètre  $S_{11}$  en fonction de la fréquence, en variant la permittivité sur : (a) l'axe  $x$  ( $\epsilon_y=2.95$ ,  $\epsilon_z=2.89$ ), (b) l'axe  $y$  ( $\epsilon_x=2.45$ ,  $\epsilon_z=2.89$ ) et (c) l'axe  $z$  ( $\epsilon_x=2.45$ ,  $\epsilon_y=2.95$ ).

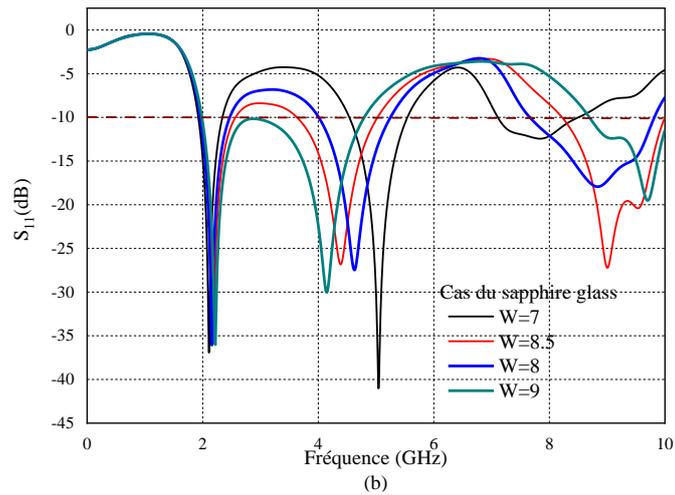
#### 4.4.2. Cas du saphir glass

##### 4.4.2.1. Influence de la Variation des dimensions sur l'adaptation

Ici, la troisième résonance apparaît pour deux valeurs de  $b$ , par contre on perd la notion d'adaptation et de résonance quand  $b \geq 25$  mm. En fait, on obtient une meilleure adaptation pour les trois fréquences de résonance quand  $b=15$  mm et  $b=17$  mm, avec une meilleure largeur de bande passante dans le deuxième cas comme le montre la figure 4.9-a.

De même, en faisant varier la valeur de  $W$ , la troisième résonance est observée pour toutes les valeurs simulées, avec une meilleure adaptation à la première et à la deuxième résonance pour  $W = 7$  mm. La figure 4.9-b montre les courbes de simulation correspondantes.

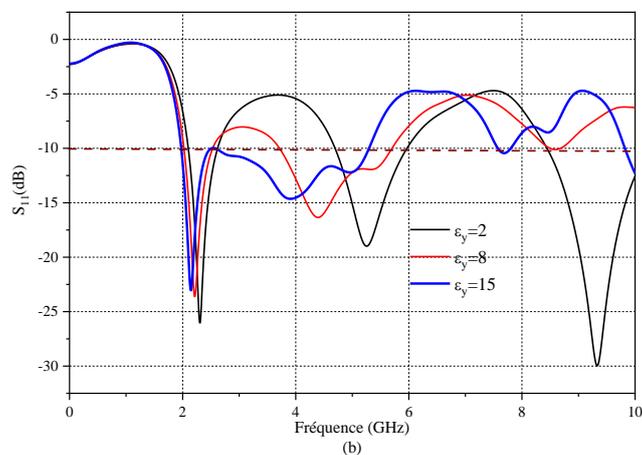
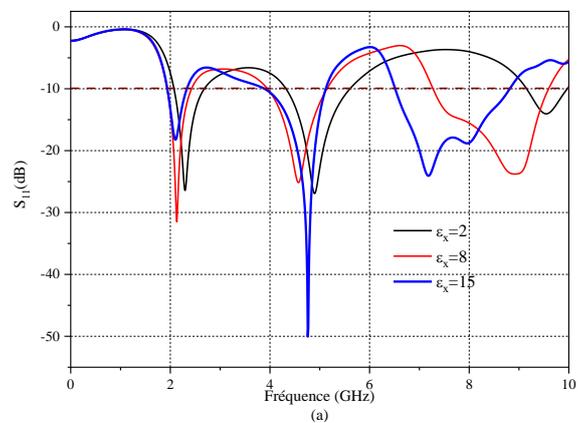


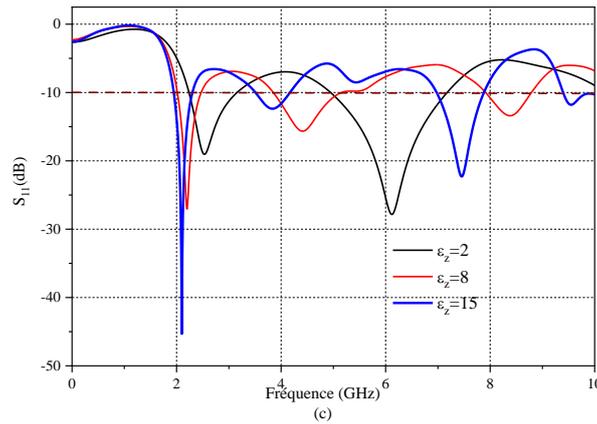


**Figure 4.9** Illustration du  $S_{11}$  pour plusieurs valeurs de : (a) la longueur du plan de masse, (b) et la largeur du patch

#### 4.4.2.2. Influence de la variation de permittivité sur l'adaptation et les fréquences de résonance

La figure 4.10 l'apparition d'une troisième résonance avec un coefficient  $S_{11}$  considérable, pour  $\epsilon_x = 8$ ,  $\epsilon_x = 15$  et pour  $\epsilon_y = 2$ ,  $\epsilon_y = 15$ . Les bandes passantes pour le cas de eps y, pour ces cas, est négligeable vu la valeur du  $S_{11}$  qui n'atteint même pas les -15 dB.





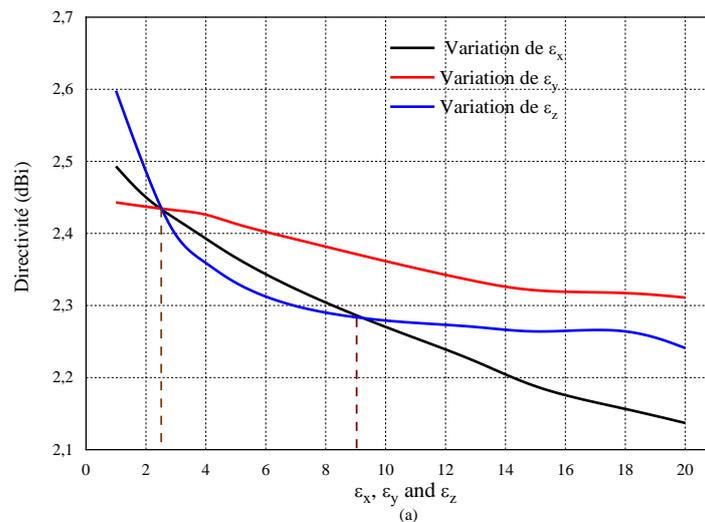
**Figure 4.10** Contrôle de l'adaptation en variant la permittivité sur : (a) l'axe x ( $\epsilon_y = 5.56$ ,  $\epsilon_z = 6.24$ ), (b) l'axe y ( $\epsilon_x = 6.64$ ,  $\epsilon_z = 6.24$ ) et sur (c) l'axe z ( $\epsilon_x = 6.64$ ,  $\epsilon_y = 5.56$ ).

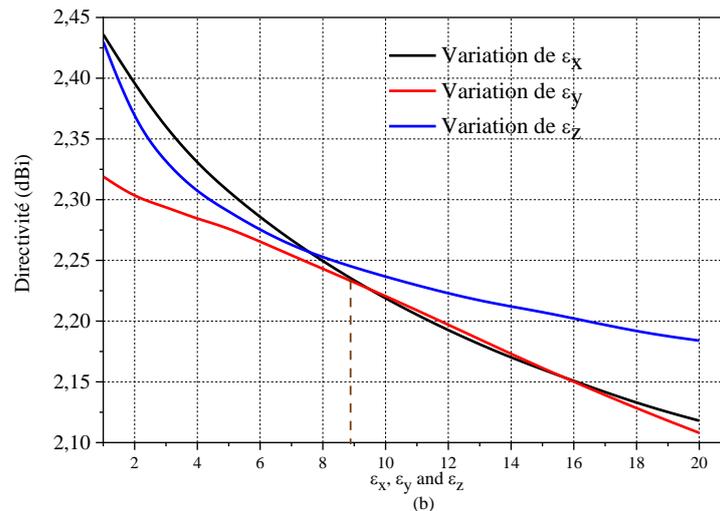
### 4.5.3. Influence de la variation de permittivité sur la directivité

Pour examiner l'influence de l'anisotropie sur le gain maximal de l'antenne, nous avons fait varier la permittivité le long des axes x, y et z de 1 à 20, en fonction desquelles nous avons tracé le gain maximum obtenu (figure 4.11).

Pour le cas du PTFE, la figure 4.11-a montre que jusqu'à la valeur 9 de permittivité, la directivité maximale de l'antenne est influencée par  $\epsilon_z$ , au delà, elle devient plus influencée par  $\epsilon_x$ . C'est à dire que si  $1 \leq \epsilon_z \leq 2.5$ , les valeurs de directivité obtenues sont les plus grandes, ensuite, pour  $2.5 \leq \epsilon_z \leq 9$ , la directivité est plus faible comparée aux deux autres axes.

Pour le cas du saphir glass, la figure 4.11-b montre que la variation de  $\epsilon_x$  et  $\epsilon_z$  avait l'influence la plus marquante sur la directivité maximale jusqu'à une valeur proche 8.85. Au-delà de cette valeur, c'est  $\epsilon_x$  et  $\epsilon_y$  qui influents le plus.





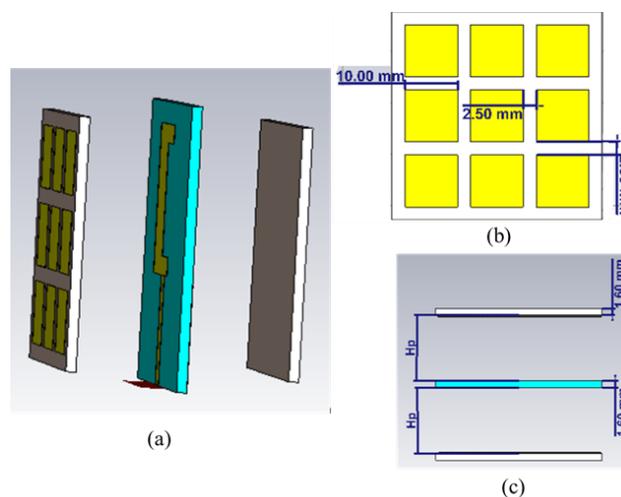
**Figure 4.11** Contrôle de directivité en variant la permittivité dans les trois axes ( $x$ ,  $y$  et  $z$ ) ; (a) pour le PTFE, (b) pour le saphir glass

#### 4.5. Application des FSS sur l'antenne monopole

Afin d'examiner l'influence des métasurfaces sur l'antenne monopole à substrat anisotrope, nous avons mis l'antenne entre deux plaques de métasurfaces de type PRS (surfaces partiellement réfléchissantes, *Partially reflecting Surface*) [155], [158] comme le montre la figure 4.12.

Nous avons réalisé un cas d'anisotropie positive, négative et un cas isotrope pour les différentes distances antenne – structure périodique.

Nous avons fixé d'une part  $\epsilon_y$  à 9.4 et donné trois valeurs à  $\epsilon_x$  (3, 9.4 et 15 respectivement), et d'autre part fixé  $\epsilon_x$  à 11.6 avec  $\epsilon_y$  égal à 4, 11.6 et 15 respectivement (avec  $\epsilon_x = \epsilon_z$ ). Le substrat utilisé pour la structure FSS est le PTFE avec une permittivité électrique relative de 2.1 et une constante de perte de  $2 \times 10^{-4}$ .



**Figure 4.12** Antenne monopole à structure FSS. (a) vue 3D, (b) vue dessous et (c) vue de profil.

Sachant que les distances  $H_{p1} = 16\text{mm}$ ,  $H_{p2} = 57\text{mm}$  et  $H_{p3} = 2\text{mm}$  correspondent aux équations (2.2) et (2.3) respectivement, les résultats obtenus seront détaillés par la suite.

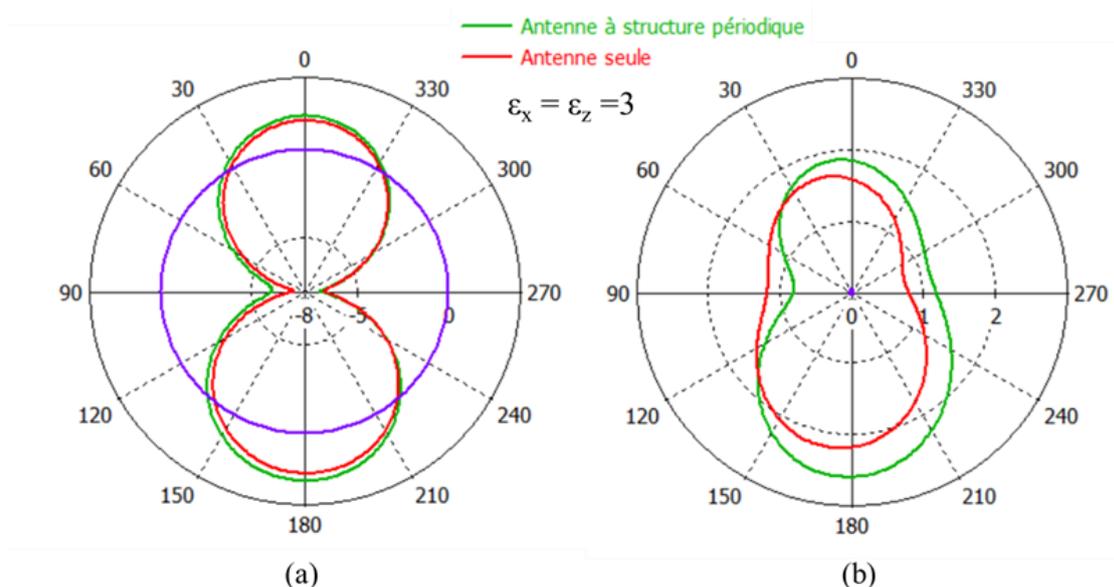
- **Cas :  $\epsilon_y = 9.4$  et  $\epsilon_x$  variable**

Les figures de 4.13 à 4.15 montrent les diagrammes de rayonnement pour l'antenne seule et l'antenne à structure périodique sur les plans E et H respectivement, pour les différentes valeurs de  $\epsilon_x$  et distances antenne-structure périodique.

Pour les trois cas de distance ( $H_{p1}$ ,  $H_{p2}$  et  $H_{p3}$ ), les meilleures valeurs de gain de l'antenne seule ont été obtenues pour  $\epsilon_x = \epsilon_z = 3$ , où la structure périodique a rajouté une légère amélioration (figures 4.13, 4.14 et 4.15 (a et b)). Par contre pour  $\epsilon_x = \epsilon_z = 15$ , les valeurs du gain de l'antenne seule sont très faible, tournant autour de la valeur 0. Les structures périodiques ont apporté une amélioration de plus de 1 dB (figures 4.13, 4.14, et 4.15 (e et f)). Le rayonnement de l'antenne pour le cas isotrope avec et sans structure périodique, est similaire pour  $H_{p1}$ , par contre, une amélioration qui dépasse 1dB est signalée avec les structures périodiques pour les deux autres cas (figures 4.13, 4.14 et 4.15 (c, d)).

Par ailleurs, la figure 4.16 compare le rayonnement de l'antenne seule pour différents cas d'anisotropie, cette figure nous a permis de confirmer les résultats constatés précédemment.

La figure 4.17 illustre le diagramme de rayonnement de l'antenne à structure périodique, pour les différents cas d'anisotropie et pour les différentes distances antenne-structure périodique. La meilleure amélioration du diagramme de rayonnement correspond à une distance antenne-structure de  $H_{p1} = 16\text{ mm}$  et une permittivité  $\epsilon_x = \epsilon_z = 3$ .



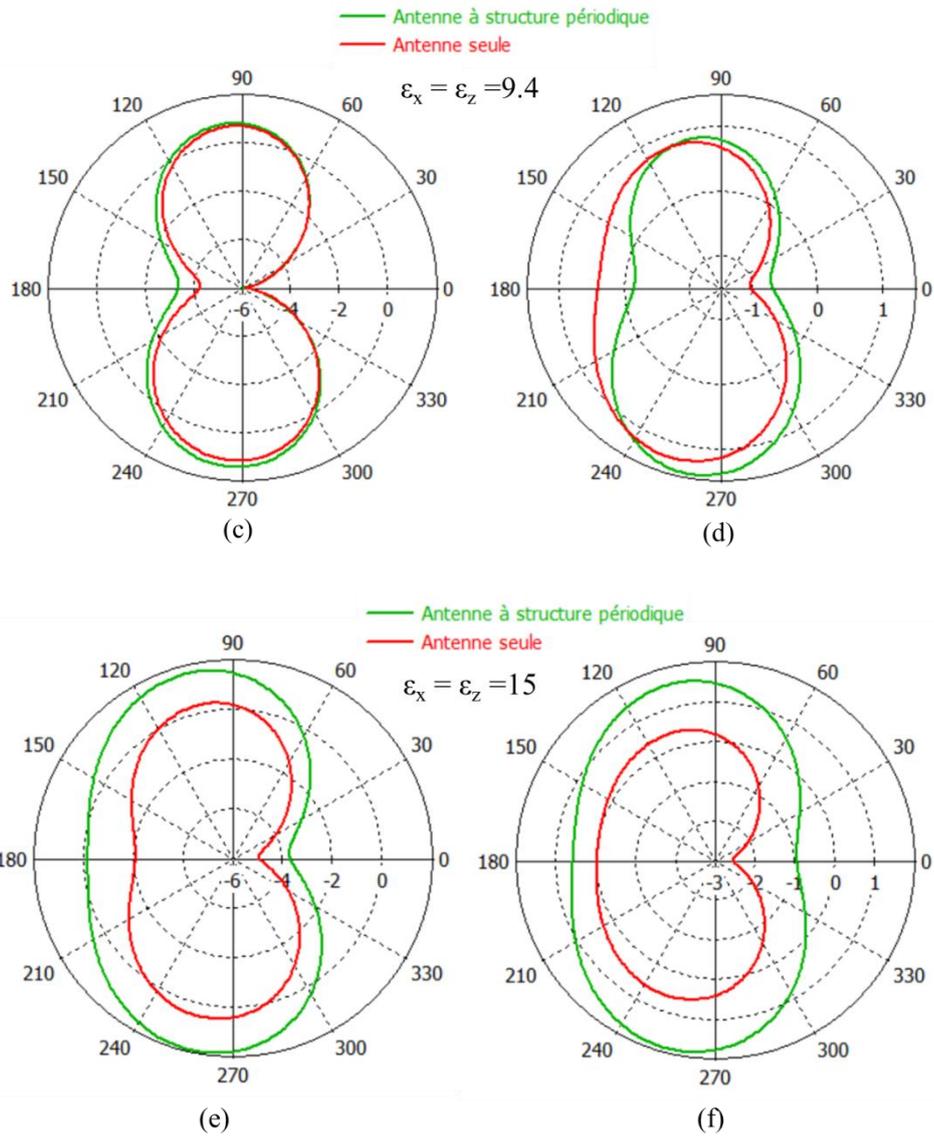
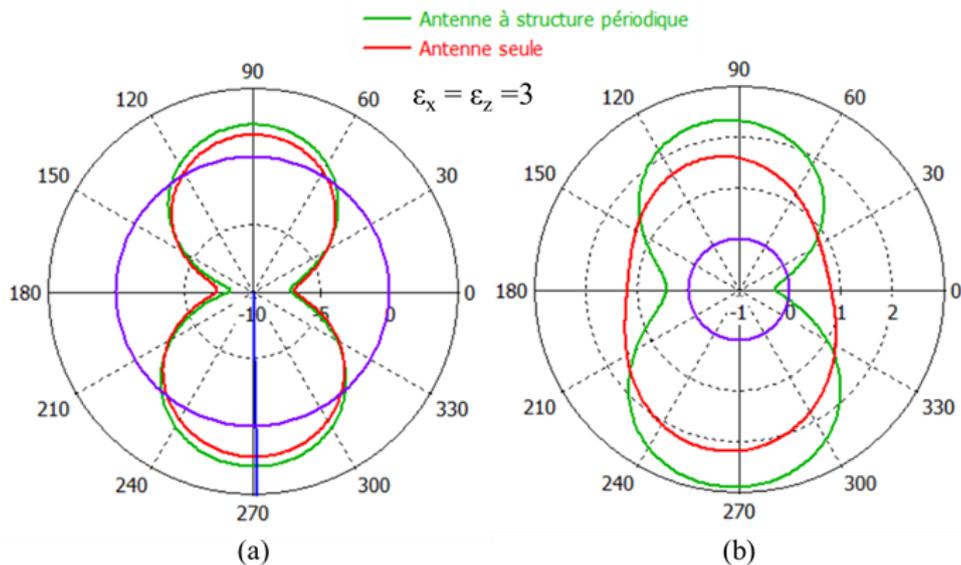
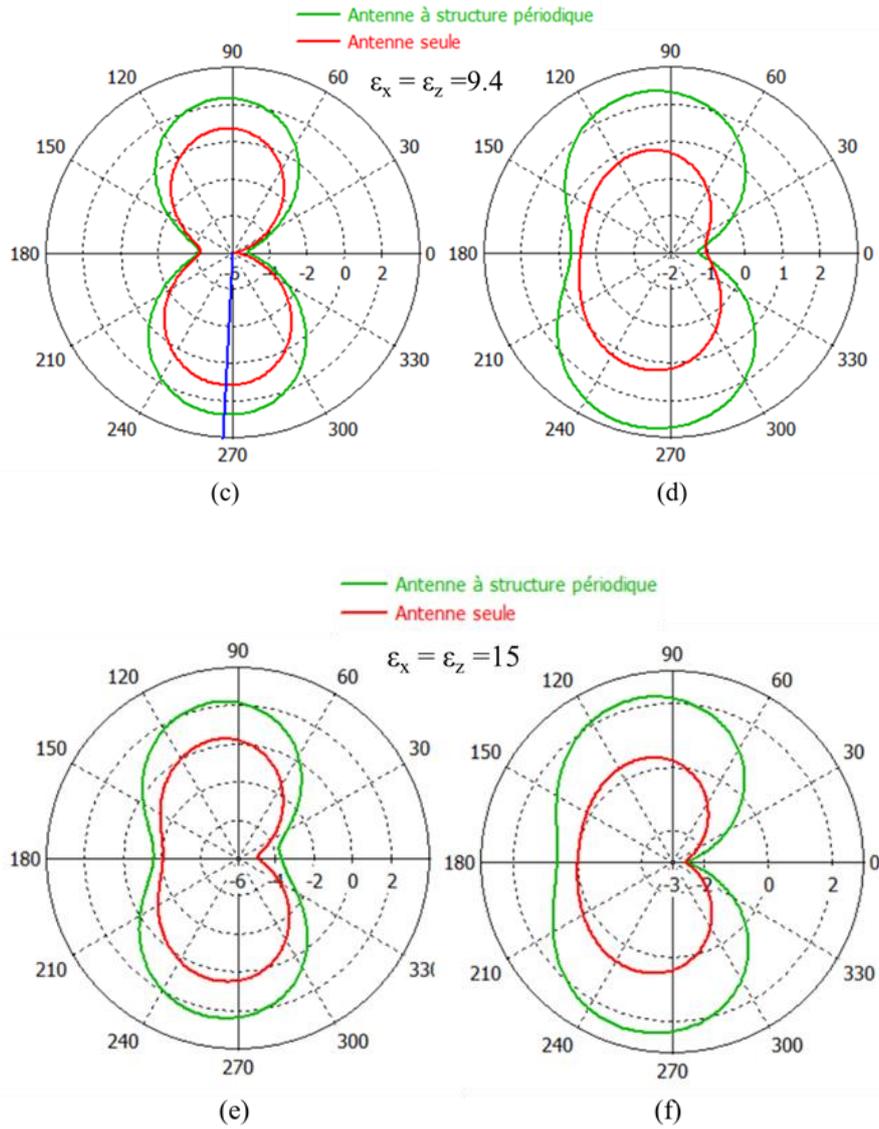
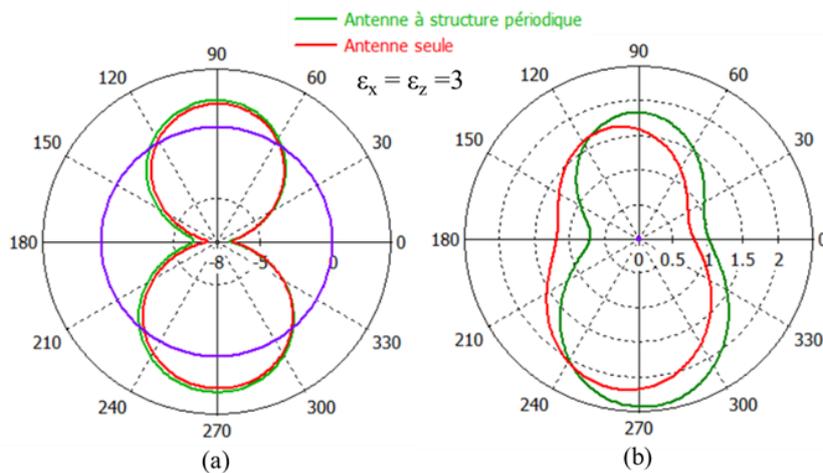


Figure 4.13 Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{pl} = 16\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H





**Figure 4.14** Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p2} = 57\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H



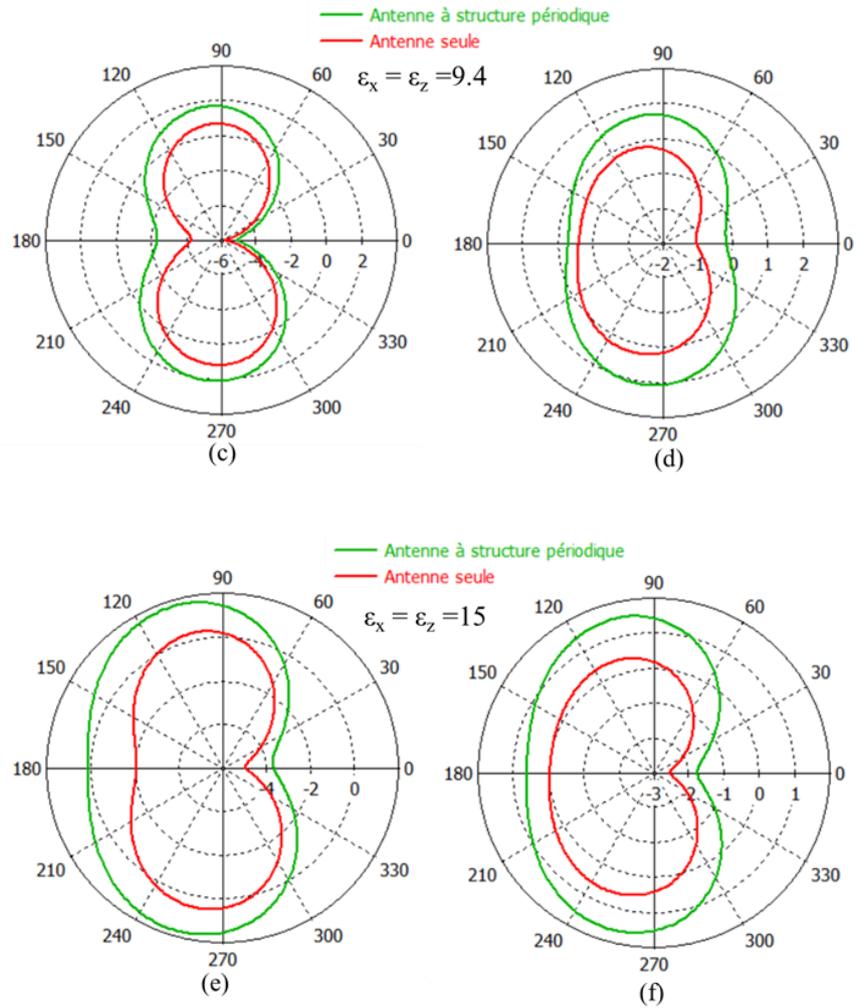


Figure 4.15 Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p3} = 2\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H

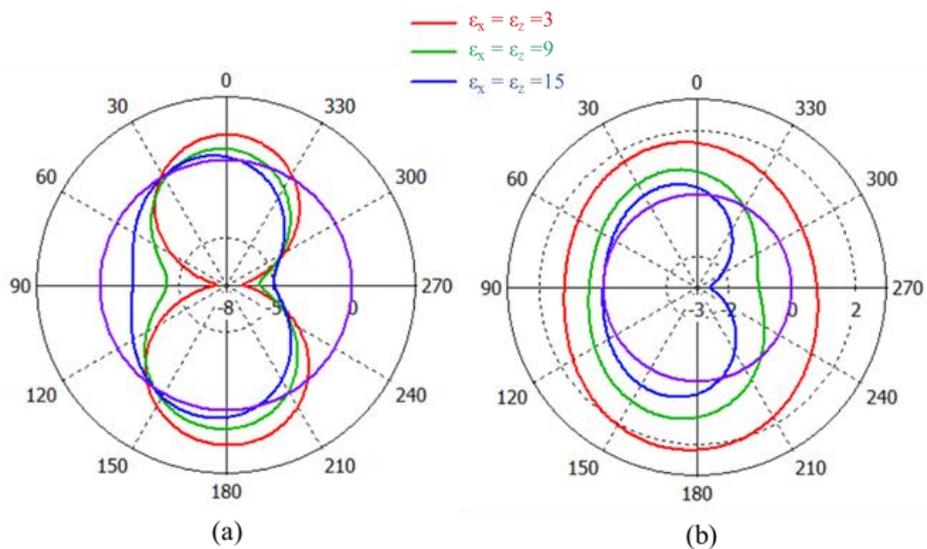


Figure 4.16 Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne seule sans métasurface pour les trois cas d'anisotropie, (a) sur le plan E et (b) sur le plan H

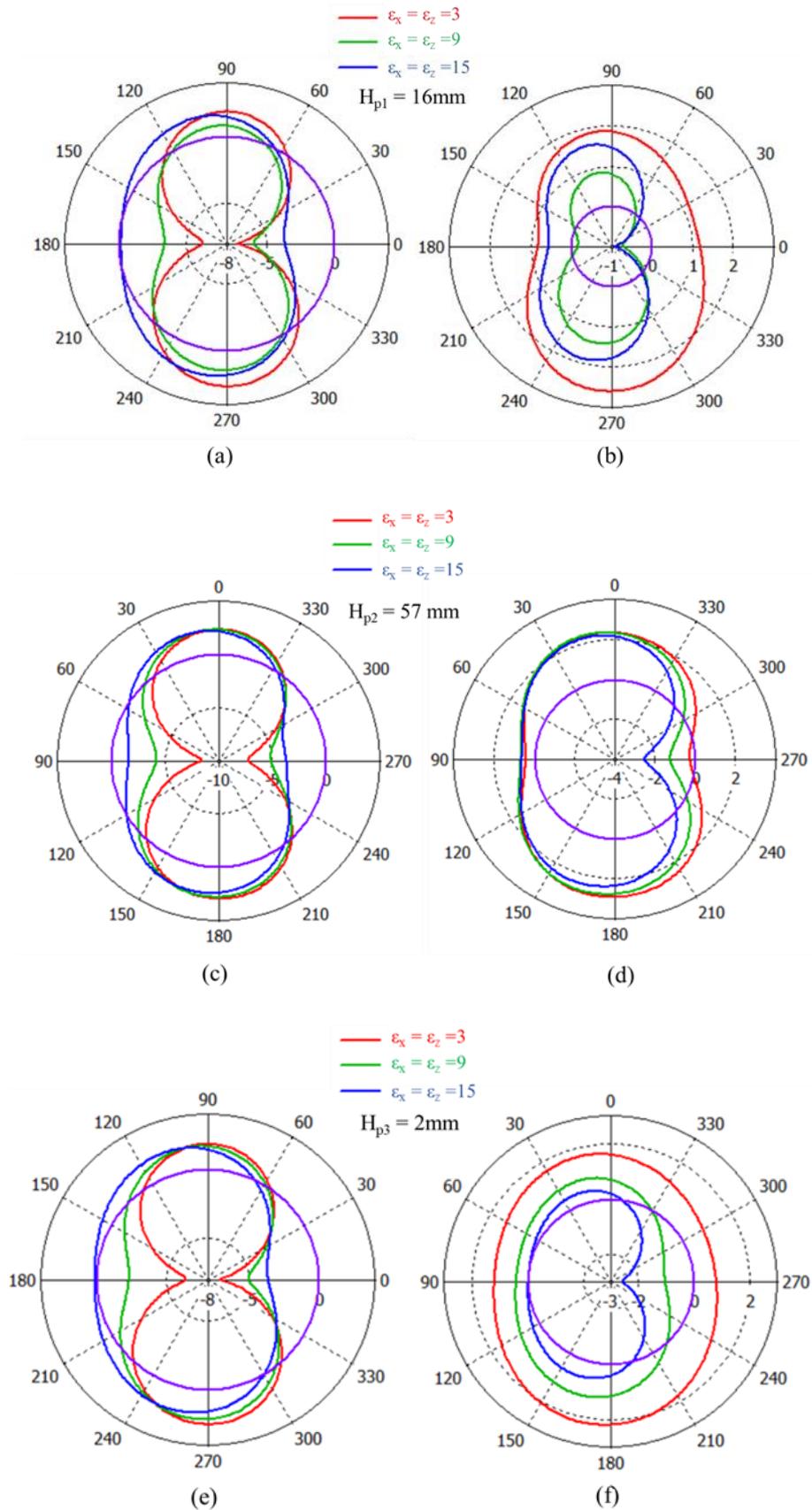
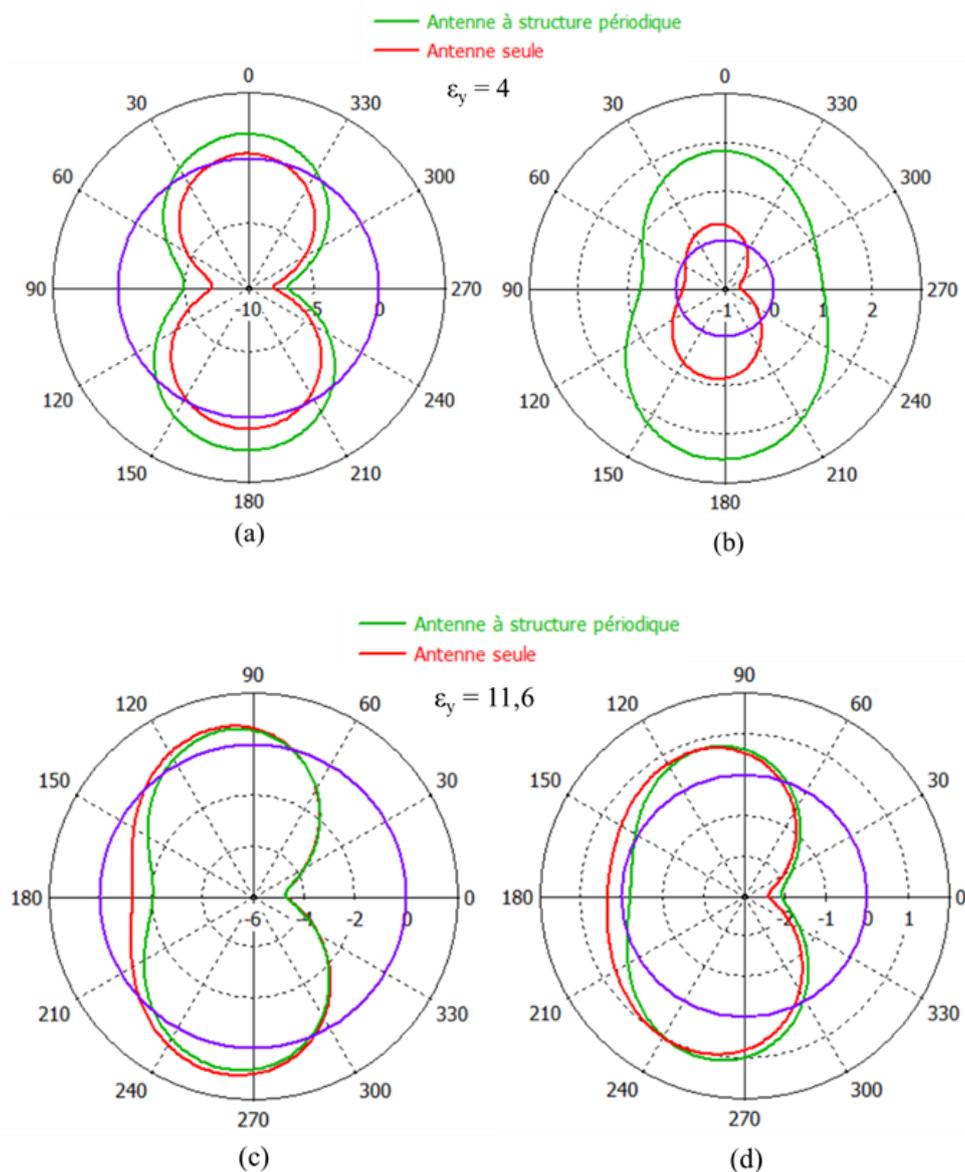


Figure 4.17 Diagrammes de rayonnement de l'antenne à métasurfaces pour les différentes distances antenne-structure périodique, (a, c et e) sur le plan E, (b, d et f) sur le plan H

- Cas :  $\epsilon_x = \epsilon_z = 11.6$  et  $\epsilon_y$  variable

Contrairement au cas précédent, le rayonnement de l'antenne seule est mineur pour  $\epsilon_y = 4$ , avec un maximum d'amélioration en ajoutant la structure périodique à métasurfaces (figures 4.18, 4.19 et 4.20 (a et b)). Dans le cas isotrope et le cas de  $\epsilon_y = 15$ , les diagrammes de rayonnement de l'antenne seule et celle à métasurfaces, sont presque confondus, l'amélioration est très légère quelle que soit la distance antenne-structure périodique (figures 4.18, 4.19 et 4.20 (c, d, e, et f)).

La figure 4.21 compare le rayonnement de l'antenne seule pour les différents cas d'anisotropie et le cas isotrope. La figure 4.22 illustre le diagramme de rayonnement de l'antenne à structure périodique, pour les différents cas d'anisotropie et pour les différentes distances antenne-structure périodique.



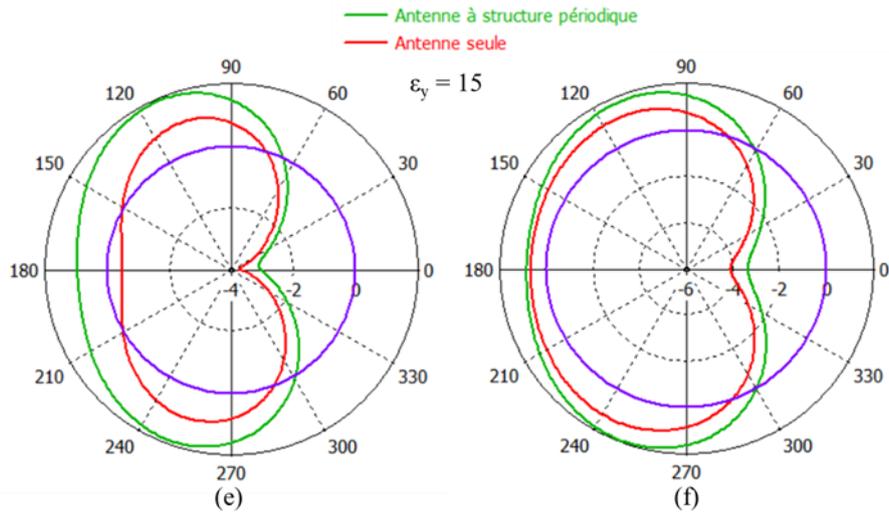
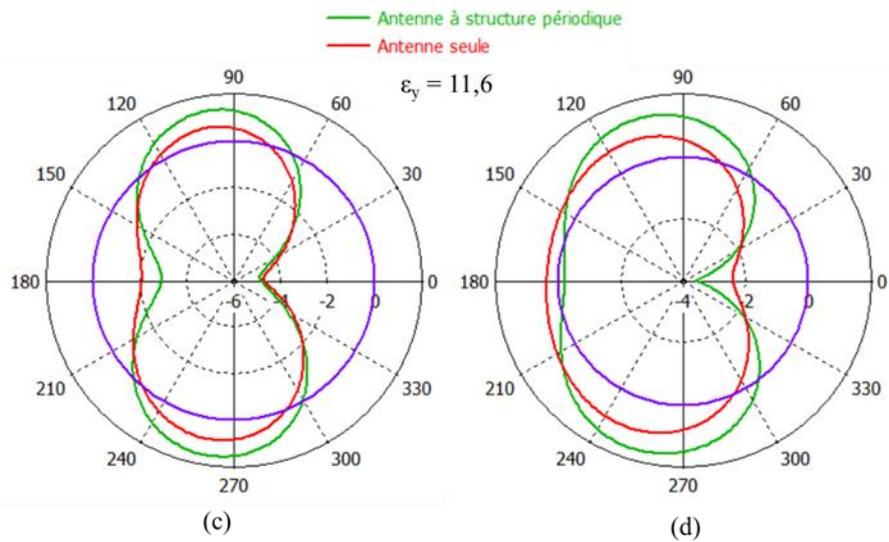
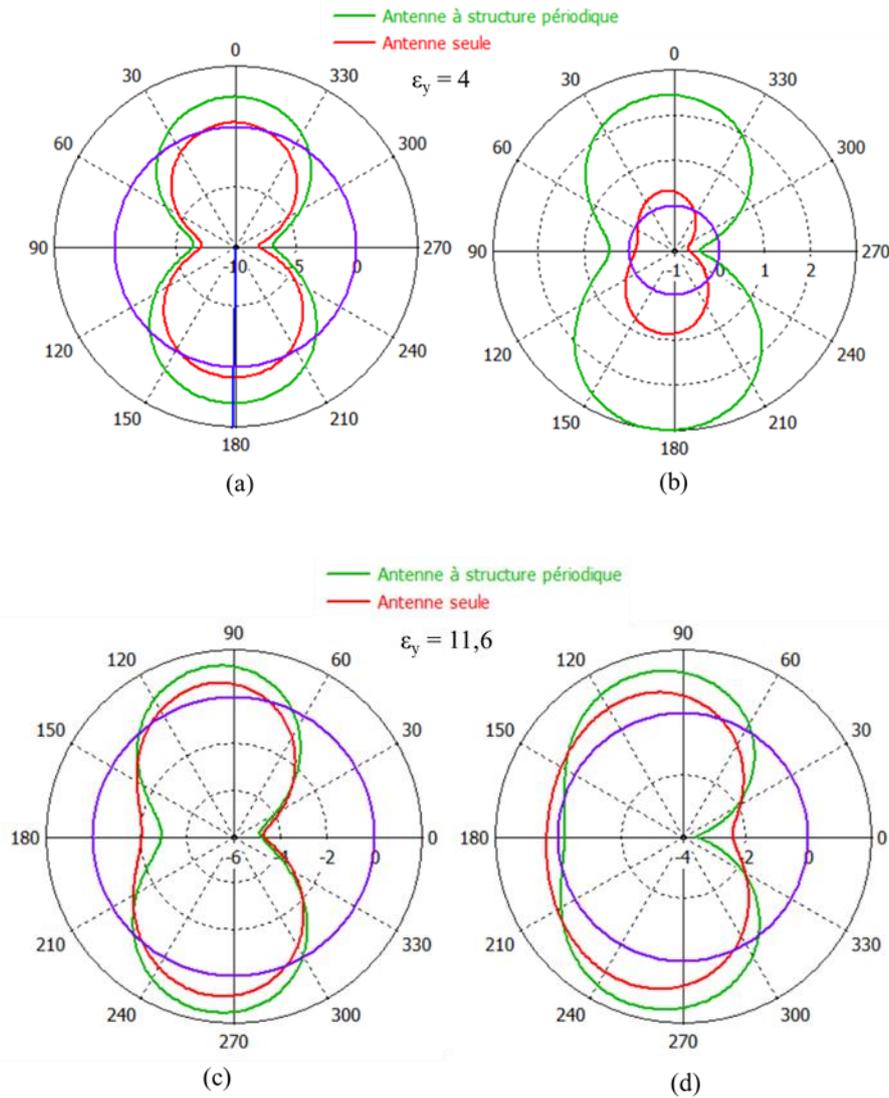
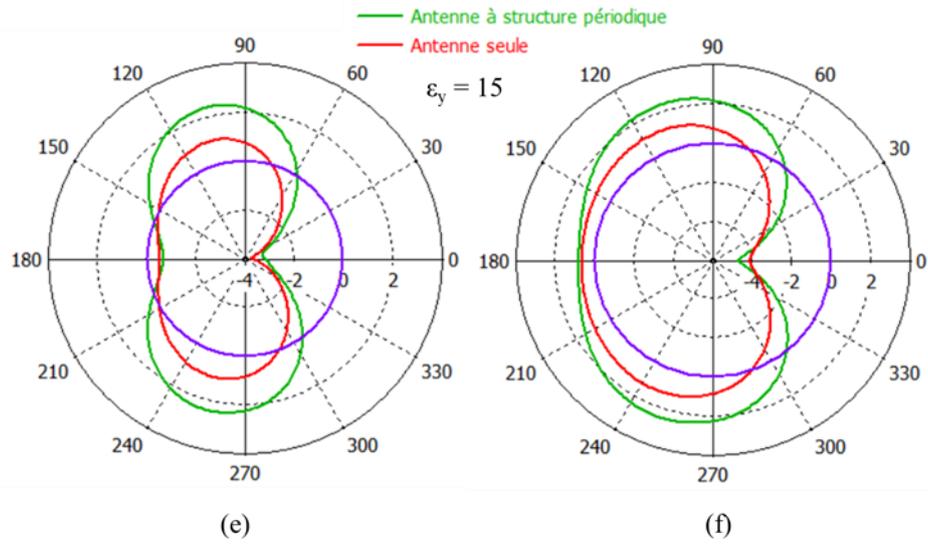
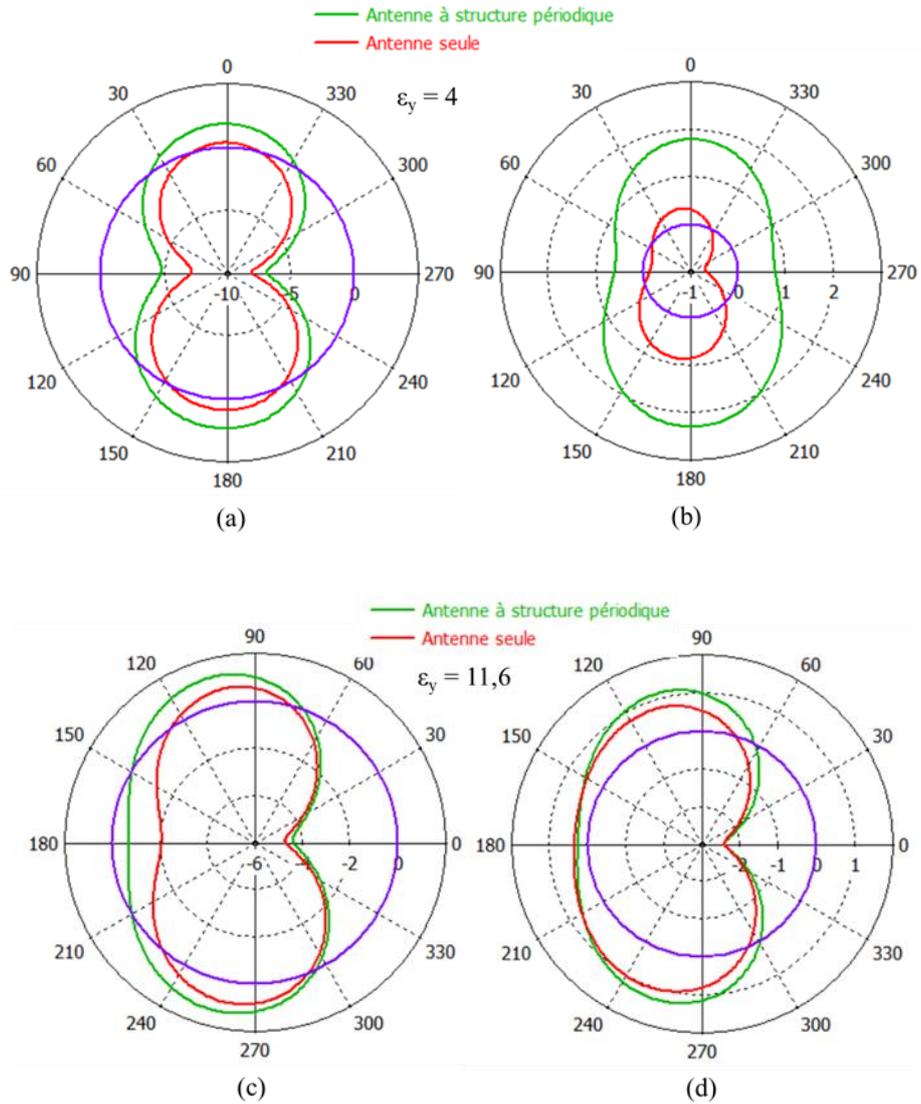


Figure 4.18 Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p1} = 16\text{mm}$ , en variant  $\epsilon_y$ , : plan E (a, c et e), plan H (b, d et f)





**Figure 4.19** Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p2} = 57\text{mm}$ , plan E (a, c et e), plan H (b, d et f)



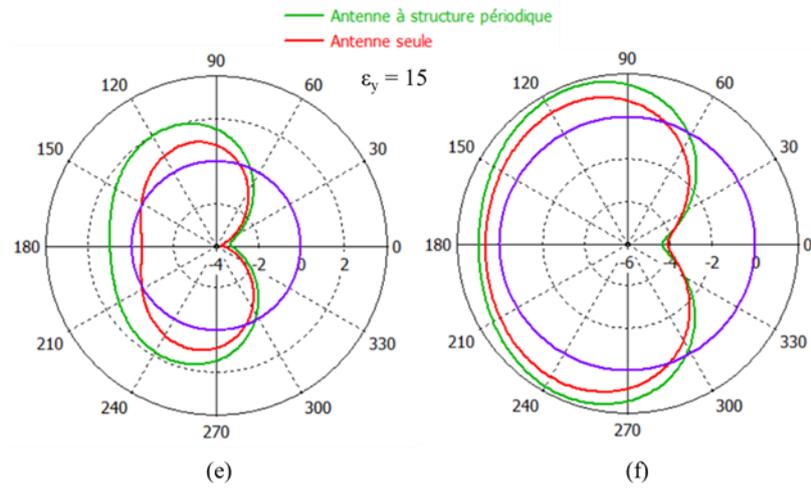


Figure 4.20 Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une distance antenne-structure périodique  $H_{p3} = 2\text{mm}$ , (a, c et e) plan E, (b, d et f) plan H

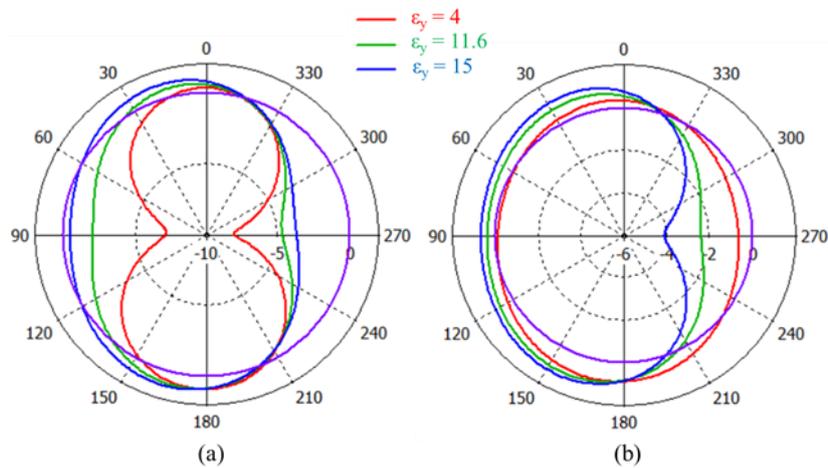
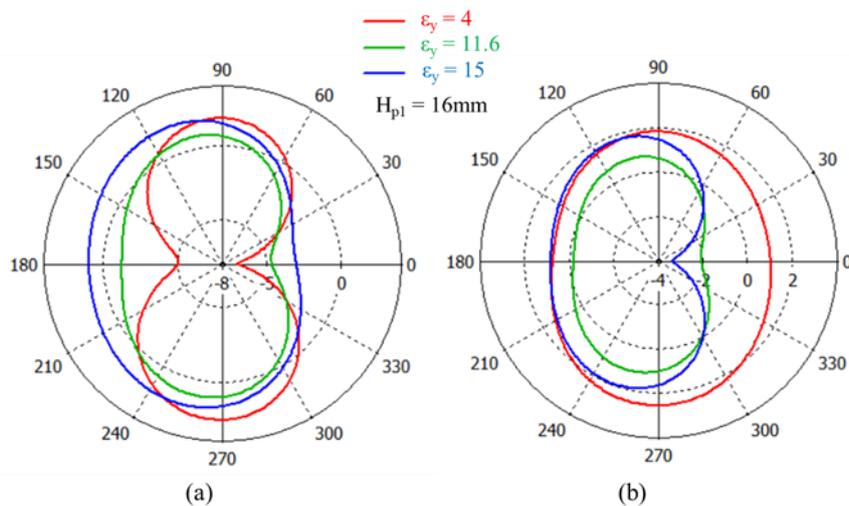
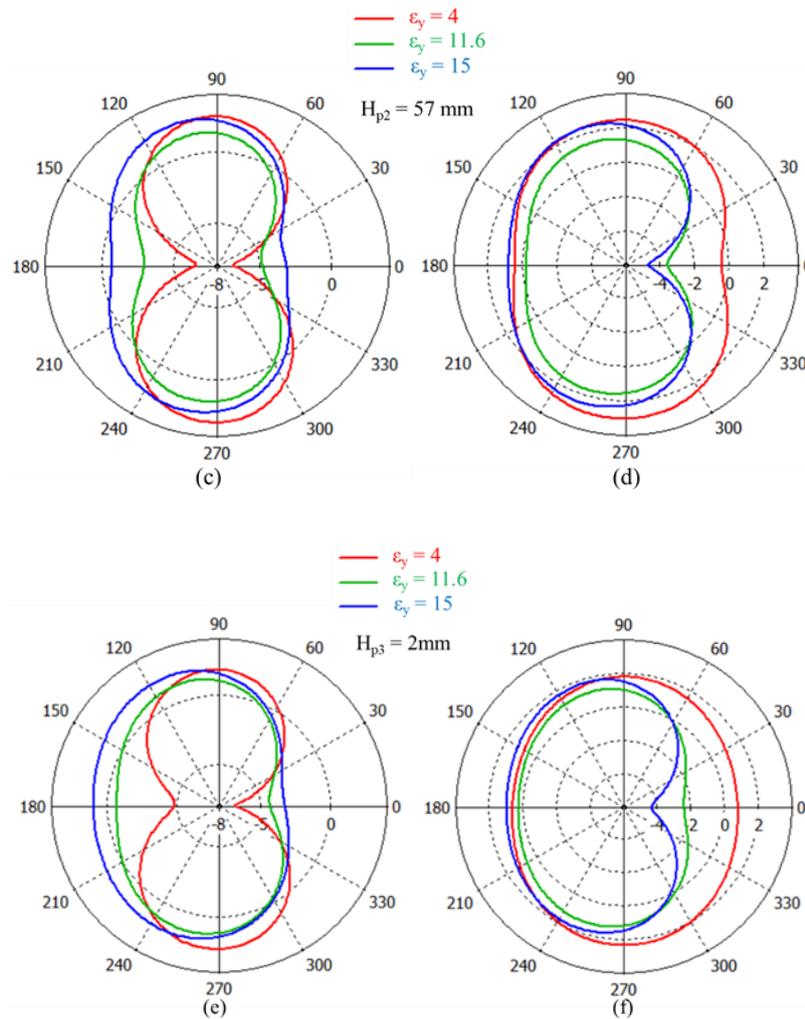


Figure 4.21 Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne seule sans métasurface pour les trois cas d'anisotropie, (a) sur le plan E et (b) sur le plan H





**Figure 4.22** Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne à métasurface pour les différentes distances antenne-structure périodique, (a, c et e) sur le plan E, (b, d et f) sur le plan H

## 4.6. Conclusion

L'effet de l'anisotropie du substrat sur les performances des antennes patches monopoles a été étudié sur un substrat de saphir uniaxial mais pourrait facilement être étendu à n'importe quel substrat biaxial arbitraire comme le saphir glass et le PTFE. L'augmentation de la permittivité dans la direction de l'axe optique permet d'exciter plus de résonances, ce qui peut étendre le comportement de l'antenne à un dispositif multibande. De plus, un meilleur gain et une meilleure directivité ont été obtenus pour les faibles valeurs de permittivité.

L'application des métasurfaces permet l'amélioration significative du gain de l'antenne monopole à substrat anisotrope plus qu'un substrat isotrope, notamment pour une valeur faible de  $\epsilon_x$  quand on varie  $\epsilon_y$  et vice versa.

## **Conclusion Générale**

Cette thèse, à caractère théorique et expérimental avait pour objectif l'application des métamatériaux pour améliorer les performances des circuits micro-ondes précisément les filtres et antennes planaires. L'utilisation des métasurfaces, qui représentent l'équivalent bidimensionnelle des métamatériaux a permis de simplifier l'étude et la fabrication des circuits. L'influence des métasurfaces sur les circuits micro-ondes a été analysée pour trois applications : 60 GHz, la 5G à 24 GHz et 3.5 GHz et le WLAN.

Concernant l'application 60 GHz, nous avons conduit une étude théorique et simulée de l'application des métasurfaces multicouches sur une antenne patch. Cette technique, malgré les améliorations qu'elle apporte, rend les circuits 2D très encombrés. Afin de contourner ce problème, nous avons proposé une nouvelle structure à cellule 3D ce qui nous a permis d'obtenir une antenne miniaturisée avec de très bonnes performances. Malheureusement, la fabrication de cette dernière s'est avérée quasiment impossible à l'échelle du laboratoire IMEP de Grenoble en raison de la finesse des dimensions et la difficulté rencontrée lors du montage des cellules unitaires.

La difficulté de réalisation des structures pour les applications 60 GHz, nous a donné l'idée de réaliser la même étude à base des FSS 3D mais en diminuant la fréquence à 24 GHz pour des applications 5G. Une astuce de fabrication, compatible aux standards du substrat Rogers RT 5880, a été proposée. Cependant, cette idée s'est aussi avérée difficile à réaliser à cause des faibles dimensions de découpage des cellules et leurs montures dans le montage à réaliser. Afin de résoudre ce problème de fabrication, nous avons proposé une nouvelle structure, plus pratique, toujours dans le contexte des FSS 3D en se basant sur une cellule unitaire creuse. Cette nouvelle configuration a été ensuite réalisée et mesurée. Les résultats de simulations et de mesures ont montré une augmentation considérable de gain par rapport à l'antenne patch seule. La comparaison des résultats expérimentaux et ceux issus des simulations ont été conformes, sauf pour certains cas où il y a un petit décalage angulaire probablement dû au montage manuel des pièces.

Une autre structure plus simple et plus performante que les deux dernières a été ensuite réalisée et mesurée. Cette structure a été fabriquée sur la base d'une FSS 2D, où la troisième dimension a été exploitée en plaçant des parois latérales réfléchissantes. Les résultats de simulation et de mesure ont montré une amélioration nette du gain par rapport aux deux structures précédentes. Cette amélioration montre l'importance de l'utilisation des parois réfléchissantes dans ces applications.

Notre étude n'a pas été focalisée uniquement sur les antennes, nous avons aussi examiné le cas des filtres FSS 5G à 3.5 GHz dont un prototype a été fabriqué et mesuré. Les résultats ont montré un très bon filtrage autour de la fréquence ciblée. En plus de ces performances de filtrage, ce filtre possède une réponse fréquentielle indépendante de l'angle d'incidence.

Par ailleurs, l'influence de l'anisotropie du substrat a aussi été prise en compte dans le cadre de l'étude des performances des antennes monopoles dédiée aux applications WLAN. Des améliorations du point de vue adaptation, gain et efficacité de rayonnement ont été obtenus. Dans le but d'examiner un couplage l'influence FSS – anisotropie, une structure FSS a été appliqué sur l'antenne pour plusieurs cas d'anisotropie, ce qui a eu pour effet d'améliorer encore plus les performances de cette antenne.

Pour terminer et en perspective de ce travail, il serait judicieux dans le futur de:

- Réaliser des structures FSS à cellule unitaire pleine, pour les applications 60 GHz et 5G à 24 GHz.
- Refaire la structure à cellule unitaire 3D creuse, en réalisant les différentes pièces ainsi que leur assemblage avec plus de précision. Le dispositif de mesure devra être plus adapté aux hautes fréquences afin d'améliorer les résultats déjà obtenus.
- A titre comparatif, on propose le développement du principe de l'exploitation de la troisième dimension, en remplaçant, par exemple, les murs métalliques par des métasurfaces de réflexion.

Investir sur d'autres modèles de filtres FSS pour d'autres applications dans le domaine micro-onde voire optique aussi.

## Références

- [1] V. G. Veselago, “The Electrodynamics Of Substances With Simultaneously Negative Values of  $\mu$  and  $\epsilon$ ,” *Sov. Phys. Usp.*, vol. 10. p. 509, 1968.
- [2] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs, “Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 76, no. 25, pp. 4773–4776, 1996, doi: 10.1103/PhysRevLett.76.4773.
- [3] D. R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, “Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 77, no. 14, pp. 2246–2248, 2000, doi: 10.1063/1.1314884.
- [4] J. B. Pendry, “Negative refraction makes a perfect lens,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, no. 18, p. 3966, 2000.
- [5] J.B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors, and enhanced non-linear phenomena,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.
- [6] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, p. 4184, 2000.
- [7] C. Wang, “Novel Three-Dimensional Frequency Selective Surface with Incident Angle and Polarization Independence,” no. C, pp. 415–417, 2015.
- [8] M. Mantash, “3D FSS polarizer for millimeter-wave antenna applications,” no. February, pp. 1–5, 2019, doi: 10.1002/mmce.21767.
- [9] B. Li, C. Y. Mei, Y. Zhou, and X. Lv, “A 3D-Printed Wideband Circularly Polarized Dielectric Reflectarray of Cross-Shaped Element,” vol. 1225, no. c, 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3015588.
- [10] S. N. Azemi and W. S. T. Rowe, “Development and Analysis of 3D Frequency Selective Surfaces,” no. January 2011, 2017.
- [11] F. Guidoum, “Enhancing Performance of a 60 GHz Patch Antenna Using Multilayer 2D Metasurfaces,” pp. 1–16.

- [12] F. GUIDOUM, M. L. Tounsi, T. P. Vuong, N. Ababou, and M. C. E. Yagoub, "Design of FSS Filters for 5G applications," in *3rd International Conference on Electrical, Communication and Computer Engineering*, 2021, pp. 1–4, doi: in-press.
- [13] F. Guidoum, M. L. Tounsi, N. Ababou, and M. C. E. Yagoub, "Enhancing Performance of a 60 GHz Patch Antenna Using Multilayer 2D Metasurfaces," in *International Conference on Electronic Engineering and Renewable Energy*, 2020, pp. 141–149.
- [14] F. Guidoum, M. L. Tounsi, N. Ababou, and M. C. E. Yagoub, "Efficient Analysis of Dual-Band Anisotropic Monopole Antennas for Wireless Applications," in *International Conference on Electronic Engineering and Renewable Energy*, 2018, pp. 16–21.
- [15] F. Guidoum, M. L. Tounsi, N. Ababou, and M. C. E. Yagoub, "Enhancing Performance of a 60 GHz Patch Antenna Using Multilayer 2D Metasurfaces," in *Proceedings of the 2nd International Conference on Electronic Engineering and Renewable Energy Systems*, 2021, pp. 141–149.
- [16] F. Guidoum, M. L. Tounsi, N. Ababou, and M. Yagoub, "Analysis of Performances of Microstrip Patch Antennas Printed on Biaxial Anisotropic Substrates," in *2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, pp. 349–352.
- [17] B. Ouagague, "Étude théorique et expérimentale des métamatériaux et des techniques d'agilité (MEMS, BST) pour la conception des circuits RF miniatures et reconfigurables," 2014, [Online]. Available: <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01071682/>.
- [18] D. Smith, S. Schultz, P. Markoš, and C. Soukoulis, "... of Effective Permittivity and Permeability of Metamaterials From Reflection and ...," *Phys. Rev. B*, pp. 1–5, 2002, [Online]. Available: <http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevB.65.195104%5Cnpapers2://publication/uuid/399453E9-FFA6-4B7F-9547-5CEF7E168403>.
- [19] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip" LH line", in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE Cat. No. 02CH37313)*, 2002, vol. 2, pp. 412–415.

- [20] G. V Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer, “Planar negative refractive index media using periodically LC loaded transmission lines,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2702–2712, 2002.
- [21] H. Poincaré and J. Mawhin, “Henri Poincaré et l ’équation des télégraphistes,” no. January 2012, 2015.
- [22] C. Caloz, H. Okabe, T. Iwai, T. Itoh, and L. Angeles, “Transmission Line (TL) Approach of Left-Handed (LH) Materials.”
- [23] A. Lai, T. Itoh, and C. Caloz, “Composite right/left-handed transmission line metamaterials,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 5, no. 3, pp. 34–50, 2004.
- [24] J. B. Pendry, D. Schurig, and D. R. Smith, “Controlling electromagnetic fields,” *Science (80-. )*, vol. 312, no. 5781, pp. 1780–1782, 2006.
- [25] C. C. Chang, Y. Qian, T. Itoh, and H. Ave, “Compact Photonic Bandgap Structures,” *Prog. Electromagn. Res. PIER*, vol. 41, no. 1, pp. 211–235, 2003.
- [26] A. L. Borja, A. Belenguer, J. Cascon, H. Esteban, and V. E. Boria, “Wideband passband transmission line based on metamaterial-inspired cpw balanced cells,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1421–1424, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2178385.
- [27] S. Mukherjee, Z. Su, L. Udpa, S. Udpa, and A. Tamburrino, “Enhancement of microwave imaging using a metamaterial lens,” *IEEE Sens. J.*, vol. 19, no. 13, pp. 4962–4971, 2019, doi: 10.1109/JSEN.2019.2903454.
- [28] M. Alibakhshikenari *et al.*, “Isolation enhancement of densely packed array antennas with periodic MTM-photonic bandgap for SAR and MIMO systems,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 14, no. 3, pp. 183–188, 2020, doi: 10.1049/iet-map.2019.0362.
- [29] S. Luo, T. Jiao, Z. Peng, Y. Li, and C. Li, “Mutual Decoupling of Four-Element Transmit- Receive (T-R) Antenna Arrays Based on a Metamaterial Isolation Structure,” *2018 Int. Appl. Comput. Electromagn. Soc. Symp. China, ACES-China 2018*, pp. 1–2, 2019, doi: 10.23919/ACCESS.2018.8669191.
- [30] C. Abdelhamid, M. Daghari, H. Sakli, and C. Hamrouni, “High Isolation with Metamaterial Improvement in A Compact UWB MIMO Multi-Antennas,” *16th Int.*

- 
- Multi-Conference Syst. Signals Devices, SSD 2019*, pp. 514–517, 2019, doi: 10.1109/SSD.2019.8893223.
- [31] A. K. Singh, M. P. Abegaonkar, and S. K. Koul, “High-Gain and High-Aperture-Efficiency Cavity Resonator Antenna Using Metamaterial Superstrate,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, no. c, pp. 2388–2391, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2719864.
- [32] S. Pandit, A. Mohan, and P. Ray, “A Low-Profile High-Gain Substrate-Integrated Waveguide-Slot Antenna with Suppressed Cross Polarization Using Metamaterial,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, no. c, pp. 1614–1617, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2654260.
- [33] Bin Zhou and Tie Jun Cui, “Directivity Enhancement to Vivaldi Antennas Using Compactly Anisotropic Zero-Index Metamaterials,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 326–329, 2011, doi: 10.1109/lawp.2011.2142170.
- [34] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. A. Gordon, J. O’Hara, J. Booth, and D. R. Smith, “An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, no. 2, pp. 10–35, 2012, doi: 10.1109/MAP.2012.6230714.
- [35] S. Maci, G. Minatti, M. Casaletti, and M. Bosiljevac, “Metasurfing: Addressing waves on impenetrable metasurfaces,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1499–1502, 2011.
- [36] M. Bosiljevac, M. Casaletti, F. Caminita, Z. Sipus, and S. Maci, “Non-uniform metasurface Luneburg lens antenna design,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 9, pp. 4065–4073, 2012.
- [37] C. Pfeiffer and A. Grbic, “Metamaterial Huygens surfaces: tailoring wave fronts with reflectionless sheets,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 110, no. 19, p. 197401, 2013.
- [38] M. Selvanayagam and G. V Eleftheriades, “Discontinuous electromagnetic fields using orthogonal electric and magnetic currents for wavefront manipulation,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 12, pp. 14409–14429, 2013.
- [39] N. Yu *et al.*, “Flat optics: controlling wavefronts with optical antenna metasurfaces,”

- IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 19, no. 3, p. 4700423, 2013.
- [40] S. Ghosh, S. Member, K. V. Srivastava, and S. Member, “An Angularly Stable Dual-Band FSS With Closely Spaced Resonances Using Miniaturized Unit Cell,” pp. 1–3, 2017.
- [41] S. Khajevandi, S. Member, H. Oraizi, L. S. Member, and M. Poordaraee, “Design of planar dual-band-stop FSS using square loop enclosing superformula curves,” vol. 1225, no. c, pp. 1–4, 2018, doi: 10.1109/LAWP.2018.2812698.
- [42] J. D. Ortiz, J. D. Baena, V. Losada, F. Medina, and J. L. Araque, “Spatial Angular Filtering by FSSs Made of Chains of Interconnected SRRs and CSRRs,” vol. 23, no. 9, pp. 43–44, 2013.
- [43] Z. Yu, X. Yang, W. Tang, Y. Shi, J. Zhu, and C. Wang, “Compact three-dimensional bandpass FSS with high selectivity based on split square coaxial waveguide,” vol. 55, no. 21, pp. 17–18, 2019, doi: 10.1049/el.2019.2189.
- [44] B. E. A. Saleh, “MC Teich Fundamentals of Photonics Wiley,” *New York*, 1991.
- [45] A. H. Abdelrahman, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, and P. Nayeri, *Analysis and Design of Transmitarray Antennas*, vol. 6, no. 1. 2017.
- [46] B. A. Munk, “Frequency Selective Surfaces: Theory and Design: John Wiley & Sons Inc,” 2000.
- [47] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, “Transmitarray antenna design using cross-slot elements with no dielectric substrate,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 177–180, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2298851.
- [48] Z. G. et F. C. N. Yu, F. Aieta, P. Genevet, M. A. Kats, “A broadband, background-free quarter-wave plate based on plasmonic metasurfaces,” *Nano Lett.*, vol. 12, pp. 6328–6333, 2012.
- [49] C. T. C. et L. Z. J. Hao, Y. Yuan, L. Ran, T. Jiang, J. A. Kong, “Manipulating electromagnetic wave polarizations by anisotropic metamaterials,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 99, p. 063908, 2007.
- [50] O. A. et S. I. B. A. Pors, M. G. Nielsen, G. Della Valle, M. Willatzen, “Plasmonic

- metamaterial wave retarders in reflection by orthogonally oriented detuned electrical dipoles,” *Opt. Lett.*, vol. 36, pp. 1626–1628, 2011.
- [51] K. S. et Q.-H. W. F. Wang, A. Chakrabarty, F. Minkowski, “Polarization conversion with elliptical patch nanoantennas,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 101, p. 023101, 2012.
- [52] M. A. B. et A. A. M. Tymchenko, J. S. Gomez-Diaz, J. Lee, N. Nookala, “Gradient nonlinear Pancharatnam-Berry metasurfaces,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 115, p. 207403, 2015.
- [53] D. P. B. et J. V. Y. Yang, W. Wang, P. Moitra, I. I. Kravchenko, “Dielectric meta-reflectarray for broadband linear polarization conversion and optical vortex generation,” *Nano Lett.*, vol. 14, pp. 1394–1399, 2014.
- [54] M. Y. et Y. L. H. Chen, J. Wang, H. Ma, S. Qu, Z. Xu, A. Zhang, “Ultra-wideband polarization conversion metasurfaces based on multiple plasmon resonances,” *J. Appl. Phys.*, vol. 115, p. 154504, 2014.
- [55] C. Huygens, “1690,” *Trait. La Lumière*, 1912.
- [56] S. A. Schelkunoff, “Some equivalence theorems of electromagnetics and their application to radiation problems,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 15, pp. 92–112, 1936.
- [57] V. M. S. et A. G. C. Pfeiffer, N. K. Emani, A. M. Shaltout, A. Boltasseva, “Efficient light bending with isotropic metamaterial Huygens surfaces,” *Nano Lett.*, vol. 14, pp. 2491–2497, 2014.
- [58] H. Younesiraad, M. Bemani, and L. Matekovits, “Optimal Huygens’ Metasurface for Wireless Power Transfer Efficiency Improvement,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 216409–216418, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3041337.
- [59] A. V. K. et V. M. S. X. Ni, S. Ishii, “Ultra-thin, planar, Babinet-inverted plasmonic metalenses,” *Light Sci. Appl.*, vol. 2, p. e72, 2013.
- [60] H. Ma *et al.*, “Broadband Vortex Beams Generation With Narrow Divergence Angle Using Polarization Insensitive Metasurface,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 218062–218068, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3042236.
- [61] S. Genovesi, I. R. Butterworth, J. E. C. Serrallés, and L. Daniel, “Metasurface

- Matching Layers for Enhanced Electric Field Penetration Into the Human Body,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 197745–197756, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3034833.
- [62] A. X. Oesterling, M. F. Imani, O. S. Mizrahi, J. N. Gollub, and D. R. Smith, “Detecting Motion in a Room Using a Dynamic Metasurface Antenna,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 222496–222505, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3043206.
- [63] G. Marconi and C. S. Franklin, “Reflector for use in wireless telegraphy and telephony.” Google Patents, 1919.
- [64] Y. Han *et al.*, “Miniaturized-Element Offset-Feed Planar Reflector Antennas Based on Metasurfaces,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 282–285, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2572878.
- [65] M. D. Gregory *et al.*, “A Low Cost and Highly Efficient Metamaterial Reflector Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 3, pp. 1545–1548, 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2781151.
- [66] A. Molaei, J. H. Jueas, W. J. Blackwell, and J. A. Martinez-Lorenzo, “Interferometric Sounding Using a Metamaterial-Based Compressive Reflector Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 5, pp. 2188–2198, 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2809488.
- [67] B. A. Munk, *Frequency selective surfaces: theory and design*. John Wiley & Sons, 2005.
- [68] C. A. Balanis, “modern antenna handbook, A John Wiley & Sons,” *Inc., Publ.*, 2008.
- [69] G. Poilasne, P. Pouliguen, K. Mahdjoubi, L. Desclos, P. G elin, and C. Terret, “Metallic photonic band-gap materials (MPBG) as angular selective reflector or radome: Application to antenna grating lobe reduction,” in *Annales des t el ecommunications*, 2000, vol. 55, no. 5–6, pp. 207–215.
- [70] S. Narayan, G. Gulati, B. Sangeetha, and R. U. Nair, “Novel Metamaterial-Element-Based FSS for Airborne Radome Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 9, pp. 4695–4707, 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2851365.
- [71] R. Dubrovka, G. Palikaras, and P. Belov, “Near-Field Antenna Radome Based on Extremely Anisotropic Metamaterial,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp.

- 438–441, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2012.2195151.
- [72] A. Ali and Z. Hu, “Metamaterial Resonator Based Wave Propagation Notch for Ultrawideband Filter Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 210–212, 2008, doi: 10.1109/LAWP.2008.920964.
- [73] A. L. Borja, J. Carbonell, J. D. Martinez, V. E. Boria, and D. Lippens, “A Controllable Bandwidth Filter Using Varactor-Loaded Metamaterial-Inspired Transmission Lines,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1575–1578, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2012.2183111.
- [74] F. Bayatpur and K. Sarabandi, “Miniaturized FSS and Patch Antenna Array Coupling for Angle-Independent, High-Order Spatial Filtering,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 20, no. 2, pp. 79–81, 2010, doi: 10.1109/LMWC.2009.2038517.
- [75] W. Wang *et al.*, “A Waveguide Slot Filtering Antenna With an Embedded Metamaterial Structure,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 5, pp. 2953–2960, 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2898989.
- [76] D. Lim and S. Lim, “Ultrawideband Electromagnetic Absorber Using Sandwiched Broadband Metasurfaces,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 9, pp. 1887–1891, 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2932399.
- [77] K. M. Kossifos *et al.*, “Toward the Realization of a Programmable Metasurface Absorber Enabled by Custom Integrated Circuit Technology,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 92986–92998, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2994469.
- [78] W. Zuo, Y. Yang, X. He, D. Zhan, and Q. Zhang, “A Miniaturized Metamaterial Absorber for Ultrahigh-Frequency RFID System,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 329–332, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2574885.
- [79] M. A. Baqir and P. K. Choudhury, “Hyperbolic Metamaterial-Based UV Absorber,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 29, no. 18, pp. 1548–1551, 2017, doi: 10.1109/LPT.2017.2735453.
- [80] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, 1999.

- [81] P. Baccarelli, P. Burghignoli, G. Lovat, and S. Paulotto, "Surface-wave suppression in a double-negative metamaterial grounded slab," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 2, pp. 269–272, 2003, doi: 10.1109/LAWP.2003.819679.
- [82] Z. Nie, H. Zhai, L. Liu, J. Li, D. Hu, and J. Shi, "A Dual-Polarized Frequency-Reconfigurable Low-Profile Antenna With Harmonic Suppression for 5G Application," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 1228–1232, 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2913170.
- [83] H. Luan, C. Chen, W. Chen, L. Zhou, H. Zhang, and Z. Zhang, "Mutual Coupling Reduction of Closely E/H-Plane Coupled Antennas Through Metasurfaces," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 10, pp. 1996–2000, 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2936096.
- [84] R. Hafezifard, M. Naser-Moghadasi, J. R. Mohassel, and R. A. Sadeghzadeh, "Mutual Coupling Reduction for Two Closely Spaced Meander Line Antennas Using Metamaterial Substrate," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 40–43, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2427235.
- [85] M. Farahani, J. Pourahmadazar, M. Akbari, M. Nedil, A. R. Sebak, and T. A. Denidni, "Mutual Coupling Reduction in Millimeter-Wave MIMO Antenna Array Using a Metamaterial Polarization-Rotator Wall," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2324–2327, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2717404.
- [86] E. Saenz, I. Ederra, R. Gonzalo, S. Pivnenko, O. Breinbjerg, and P. de Maagt, "Coupling reduction between dipole antenna elements by using a planar meta-surface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 2, pp. 383–394, 2009.
- [87] W. E. I. Liu, Z. N. Chen, X. Qing, J. Shi, and F. H. Lin, "Miniaturized Wideband Metasurface Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 7345–7349, 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2761550.
- [88] S. Zhu, H. Liu, P. Wen, L. Du, and J. Zhou, "A Miniaturized and High Gain Double-Slot Vivaldi Antenna Using Wideband Index-Near-Zero Metasurface," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 72015–72024, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2883097.
- [89] Y. Dong, H. Toyao, and T. Itoh, "Design and characterization of miniaturized patch antennas loaded with complementary split-ring resonators," *IEEE Trans. Antennas*

- Propag.*, vol. 60, no. 2, pp. 772–785, 2011.
- [90] Z. Han, W. Song, and X. Sheng, “Gain Enhancement and RCS Reduction for Patch Antenna by Using Polarization-Dependent EBG Surface,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1631–1634, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2658195.
- [91] A. Sharma *et al.*, “In-Band RCS Reduction and Isolation Enhancement of a 24 GHz Radar Antenna Using Metamaterial Absorber for Sensing and Automotive Radar Applications,” *IEEE Sens. J.*, vol. 20, no. 21, pp. 13086–13093, 2020, doi: 10.1109/JSEN.2020.3002337.
- [92] Y. Li, H. Zhang, Y. Fu, and N. Yuan, “RCS Reduction of Ridged Waveguide Slot Antenna Array Using EBG Radar Absorbing Material,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 473–476, 2008, doi: 10.1109/LAWP.2008.2001548.
- [93] M. Farmahini-Farahani and H. Mosallaei, “Functional-Graded Index Metasurfaces for Infrared Radiation and Guiding,” *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 14, no. 1, pp. 75–81, 2015, doi: 10.1109/TNANO.2014.2365554.
- [94] H. Nakano, T. Abe, and J. Yamauchi, “Theoretical Investigation of Radiation in the Normal Direction for a Metaloop Antenna,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 122826–122837, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3007505.
- [95] A. M. C. Metasurface *et al.*, “Near-Zero-Index Metamaterial Lens Combined With Antennas,” vol. 62, no. 4, pp. 1928–1936, 2014.
- [96] A. Dadgarpour, A. A. Kishk, and T. A. Denidni, “Gain Enhancement of Planar Antenna Enabled by Array of Split-Ring Resonators,” no. c, pp. 6–11, 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2565741.
- [97] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis, and P. S. Hall, “Broadband Sub-Wavelength Profile High-Gain Antennas Based on Multi-Layer Metasurfaces,” vol. 63, no. 1, pp. 423–427, 2015.
- [98] T. A. Denidni and S. Member, “Millimeter-Wave Beam-Tilting Vivaldi Antenna with Gain Enhancement using Multi-layer FSS,” vol. 1225, no. c, pp. 1–5, 2018, doi: 10.1109/LAWP.2018.2873113.
- [99] D. Samantaray, S. Member, S. Bhattacharyya, and S. Member, “A Gain-Enhanced

- Slotted Patch Antenna Using Metasurface as Superstrate Configuration,” no. c, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2990280.
- [100] H. Singh, S.-K. Yong, J. Oh, and C. Ngo, “Principles of IEEE 802.15. 3c: Multi-gigabit millimeter-wave wireless PAN,” in *2009 Proceedings of 18th International Conference on Computer Communications and Networks*, 2009, pp. 1–6.
- [101] E. International, “Ecma-387 2,” 2010.
- [102] B. Biglarbegian, M. Fakharzadeh, D. Busuioc, and S. Safavi-naeini, “Optimized Microstrip Antenna Arrays for Emerging Millimeter-Wave Wireless Applications,” vol. 59, no. 5, pp. 714–717, 2011.
- [103] N. Guo, R. C. Qiu, S. S. Mo, and K. Takahashi, “60-GHz Millimeter-Wave Radio : Principle , Technology , and New Results,” vol. 2007, 2007, doi: 10.1155/2007/68253.
- [104] T. Baykas, C. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. A. Rahman, and H. Harada, “TOPICS IN STANDARDS IEEE 802 . 15 . 3c : The First IEEE Wireless Standard for Data Rates over 1 Gb / s,” no. July, 2011.
- [105] R. D. and R. Heath, “60 GHz wireless communications : emerging requirements and design recommendations,” *IEEE, Veh. Technol. Mag.*, vol. 2, no. 3, pp. 41–50, 2007.
- [106] F. Schwering and A. A. Oliner, “Millimeter-wave antennas,” in *Antenna Handbook*, Springer, 1993, pp. 1–148.
- [107] D. Pozar and D. Schaubert, “Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 6, pp. 602–610, 1984.
- [108] D. Pozar and D. Schaubert, “Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 10, pp. 1101–1107, 1984.
- [109] S.-W. Qu *et al.*, “Terahertz reflectarray and transmitarray,” in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2016, pp. 548–549.
- [110] M. Jiang, Z. N. Chen, Y. Zhang, W. Hong, and X. Xuan, “Metamaterial-based thin planar lens antenna for spatial beamforming and multibeam massive MIMO,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 2, pp. 464–472, 2016.

- [111] C. G. M. Ryan, M. R. Chaharmir, J. Shaker, J. R. Bray, Y. M. M. Antar, and A. Ittipiboon, “A wideband transmitarray using dual-resonant double square rings,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 5, pp. 1486–1493, 2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2044356.
- [112] G. Liu, H. J. Wang, J. S. Jiang, F. Xue, and M. Yi, “A High-Efficiency Transmitarray Antenna Using Double Split Ring Slot Elements,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, no. January 2015, pp. 1415–1418, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2015.2409474.
- [113] Y. Ge, C. Lin, and Y. Liu, “Broadband folded transmitarray antenna based on an ultrathin transmission polarizer,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 11, pp. 5974–5981, 2018.
- [114] L. Leger, C. Serier, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monédière, and B. Jecko, “1D dielectric electromagnetic band gap (EBG) resonator antenna design,” in *Annales des télécommunications*, 2004, vol. 59, no. 3–4, pp. 242–260.
- [115] T. F. Eibert, J. L. Volakis, D. R. Wilton, and D. R. Jackson, “Hybrid FE / BI Modeling of 3-D Doubly Periodic Structures Utilizing Triangular Prismatic Elements and an MPIE Formulation Accelerated by the Ewald Transformation,” vol. 47, no. 5, pp. 843–850, 1999.
- [116] T. F. Eihert and J. L. Volakis, “Commensurate and Non-Commensurate 3D Doubly Periodic Structures,” pp. 414–417, 1998.
- [117] A. K. Rashid, Z. Shen, and S. Member, “A Novel Band-Reject Frequency Selective Surface With Pseudo-Elliptic Response,” vol. 58, no. 4, pp. 1220–1226, 2010.
- [118] B. Li, Z. Shen, and S. Member, “Three-Dimensional Bandpass Frequency-Selective Structures With Multiple Transmission Zeros,” vol. 61, no. 10, pp. 3578–3589, 2013.
- [119] W. Tang, J. Zhu, C. Wang, J. Ge, and Z. Yu, “Waveguide 3-D FSSs by 3-D printing technique,” pp. 675–678, 2016.
- [120] B. Li and Z. Shen, “Dual-band bandpass frequency-selective structures with arbitrary band ratios,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5504–5512, 2014.
- [121] A. A. Omar and Z. Shen, “Double-sided parallel-strip line resonator for dual-polarized 3-D frequency-selective structure and absorber,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*,

- vol. 65, no. 10, pp. 3744–3752, 2017.
- [122] J. Zhu, W. Tang, C. Wang, C. Huang, and Y. Shi, “Dual-polarized bandpass frequency-selective surface with quasi-elliptic response based on square coaxial waveguide,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 3, pp. 1331–1339, 2018.
- [123] “Louvain School of Management Analyse des opportunités de l’impression 3D dans l’industrie automobile.”
- [124] W. Roh *et al.*, “Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results,” no. February, pp. 106–113, 2014.
- [125] W. Hong, “Solving the 5G mobile antenna puzzle: Assessing future directions for the 5G mobile antenna paradigm shift,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 18, no. 7, pp. 86–102, 2017.
- [126] “Deutsche Telekom,” [Online]. Available: <https://www.telekom.com>.
- [127] M. Labidi and F. Choubani, “A Design of Metamaterials MIMO Antenna for Millimeter Wave Application,” in *2019 International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, 2019, pp. 1–4.
- [128] B. Feng, X. He, J.-C. Cheng, and others, “Dual-Wideband Dual-Polarized Metasurface Antenna Array for the 5G Millimeter Wave Communications Based on Characteristic Mode Theory,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 21589–21601, 2020.
- [129] B. A. F. Esmail, H. A. Majid, Z. Z. Abidin, S. H. Dahlan, O. Ayop, and M. K. A. Rahim, “Refractive index reconfigurable metamaterial structure at 28 GHz frequency range,” in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2017, pp. 1325–1328.
- [130] S. Zhu, H. Liu, and P. Wen, “A new method for achieving miniaturization and gain enhancement of Vivaldi antenna array based on anisotropic metasurface,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 3, pp. 1952–1956, 2019.
- [131] S. R. Avenue, “RT/duroid ® 5870 /5880,” pp. 100–101.
- [132] C. Tian, Y.-C. Jiao, G. Zhao, and H. Wang, “A wideband transmitarray using triple-

- layer elements combined with cross slots and double square rings,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1561–1564, 2017.
- [133] Y. M. Guidoum, Ferial, Tounsi Mohamed Lamine, Vuong Tan-Phu and N. Ababou, “Enhancing 5G antenna performance by using 3D FSS structures,” no. April, 2021, doi: 10.1002/mmce.22739.
- [134] H. Ullah, F. A. Tahir, and M. El-hadidy, “FSS based Hexo-Fractal Dual Passband Filter for 28 and 38 GHz 5G Millimeter-Wave Communications,” pp. 2365–2366, 2018.
- [135] M. A. Al-joumayly, S. Member, and N. Behdad, “A Generalized Method for Synthesizing Low-Profile , Band-Pass Frequency Selective Surfaces With Non-Resonant Constituting Elements,” vol. 58, no. 12, pp. 4033–4041, 2010.
- [136] M. Huang and Z. Meng, “Transmission upper limit of band-pass double-layer FSS and method of transmission performance improvement,” vol. 26, no. 2, pp. 224–231, 2015, doi: 10.1109/JSEE.2015.00027.
- [137] N. Liu, X. Sheng, C. Zhang, and D. Guo, “Design and Synthesis of Band - Pass Frequency Selective Surface with Wideband Rejection and Fast Roll - Off Characteristics for Radome Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. PP, no. c, p. 1, 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2955665.
- [138] R. Kumar and M. R. Tripathy, “Fractal Frequency Selective Surface based Band Stop Filters for X-band and Ku-band Applications,” pp. 17–20, 2017.
- [139] P. P. Elements, “Analysis of Stop-Band Frequency Selective Surfaces With Dürer ’ s Pentagon,” vol. 47, no. 5, pp. 1518–1521, 2011.
- [140] S. Yadav, P. Sharma, S. Meena, and M. T. Scholar, “A Frequency Selective Surface for 2 . 25 GHz , WiMax and WLAN Applications,” no. 2, pp. 228–230, 2017.
- [141] F. Yu, J. Wang, J. Wang, H. Ma, H. Du, and Z. Xu, “Polarization and angle insensitive dual-band bandpass frequency selective surface using all-dielectric metamaterials,” vol. 134104, 2016, doi: 10.1063/1.4945374.
- [142] Z. Zhao, W. Li, Y. Yang, H. Huo, J. Li, and A. Zhang, “An Incident Angle Insensitive Band-Pass Frequency Selective Surface with Flat Top,” pp. 273–274, 2017.

- [143] B. Li and Z. Shen, “Angular-stable and polarization-independent frequency selective structure with high selectivity,” vol. 171607, no. 2013, 2014, doi: 10.1063/1.4827336.
- [144] Z. Zhao, S. Member, J. Li, and H. Shi, “A Low-Profile Angle-Insensitive Bandpass,” vol. 1, pp. 2–4, 2018.
- [145] A. Henderson and J. R. James, “Design of microstrip antenna feeds. Part 1: Estimation of radiation loss and design implications,” in *IEE Proceedings H (Microwaves, Optics and Antennas)*, 1981, vol. 128, no. 1, pp. 19–25.
- [146] C. S. Gurel and E. Yazgan, “Characteristics of a circular patch microstrip antenna on uniaxially anisotropic substrate,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 10, pp. 2532–2537, 2004.
- [147] C. Deng, Y. Xie, and P. Li, “CPW-Fed Planar Printed Monopole Antenna With,” vol. 8, pp. 1394–1397, 2010.
- [148] N. Sharma, R. Kaur, and V. Sharma, “Analysis and design of rectangular microstrip patch antenna using fractal technique for multiband wireless applications,” in *2016 International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE)*, 2016, pp. 55–60.
- [149] R. M. Nelson, D. A. Rogers, and A. G. D’Assuncao, “Resonant frequency of a rectangular microstrip patch on several uniaxial substrates,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, no. 7, pp. 973–981, 1990.
- [150] A. K. Verma and others, “Analysis of circular microstrip patch antenna as an equivalent rectangular microstrip patch antenna on iso/anisotropic thick substrate,” *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 150, no. 4, pp. 223–229, 2003.
- [151] C. Zebiri, M. Lashab, and F. Benabdelaziz, “Rectangular microstrip antenna with uniaxial bi-anisotropic chiral substrate--superstrate,” *IET microwaves, antennas Propag.*, vol. 5, no. 1, pp. 17–29, 2011.
- [152] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, “Efficient CAD model to analysis of high Tc superconducting circular microstrip antenna on anisotropic substrates,” *Adv. Electromagn.*, vol. 6, no. 2, pp. 40–45, 2017.
- [153] V. Mishra, “A configuration of FSS and monopole patch antenna for bidirectional gain

- enhancement applications,” *2018 IEEE Indian Conf. Antennas Propagation*, pp. 1–4.
- [154] G. Mitchell, “Ultra-wideband Monopole with Stacked FSS Reflectors for Enhanced Gain,” pp. 1041–1042, 2018.
- [155] S. Patil, R. Gupta, and S. Kharche, “Gain Improvement of Lower UWB Monopole Antenna using FSS Layer,” pp. 2–6, 2017.
- [156] Y. F. Cao, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, “Dual-cap Mushroom-like Metasurface used in CP Reconfigurable Monopole Antenna for Performance Enhancement,” no. c, 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2489682.
- [157] Z. Li, J. Zhang, and J. Wang, “Analysis of dual-frequency monopole antenna using FDTD method,” in *2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, 2008, pp. 286–289.
- [158] G. V. O. N. Trentinit, “Partially Reflecting Sheet Arrays \*,” pp. 666–671, 1956.

## Annexe A

### A.1. Dimensions de l'antenne patch rectangulaire

Au sens large, une antenne est un élément passif qui permet le transfert d'une énergie électrique à une énergie électromagnétique ou vice versa (antenne émettrice ou réceptrice ou bien une antenne dont le fonctionnement est réciproque).

Selon la fréquence de résonance  $f_r$  à laquelle l'antenne va fonctionner, la permittivité relative du substrat  $\epsilon_r$ , son épaisseur  $h$ , la largeur  $w$  et la longueur  $L$  du patch sont définies par [67] :

$$w = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r + 1}} \quad \text{A.1}$$

A cause des effets de bord (figure A.1), on détermine une longueur effective du patch avec une incertitude  $\Delta L$ , tel que :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad \text{A.2}$$

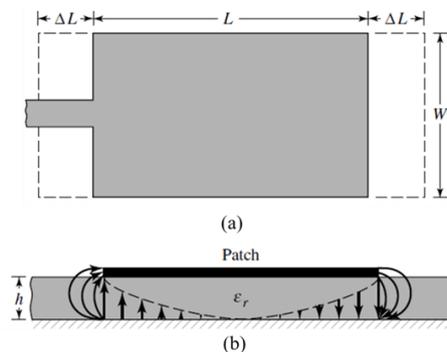
Avec

$$L_{eff} = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \quad \text{A.3}$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8\right)} \quad \text{A.4}$$

Dont la permittivité effective est est définie par [67]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{A.5}$$



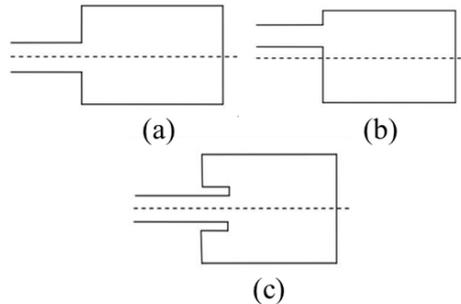
*Figure A.1 : Présentation des dimensions d'une antenne patch, (a) vue dessus, (b) vue de côté*

### A.2. Techniques d'excitation des antennes patch

Il existe plusieurs types d'alimentation des antennes planaires parmi lesquels l'excitation par ligne coaxiale ou par ligne micro-ruban.

### A.2.1. Excitation par ligne micro ruban

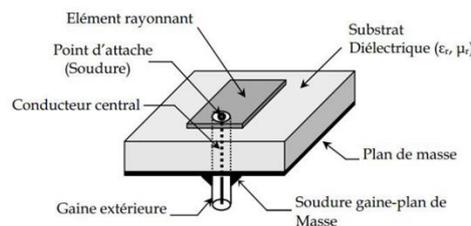
L'excitation des éléments rayonnants peut être effectuée en utilisant une connexion directe entre une ligne micro-ruban et le patch, placée au centre de l'axe de symétrie du patch ou bien décalée par rapport à cet axe. Une insertion des encoches peut être réalisée pour améliorer l'adaptation pour lesquels les dimensions doivent être bien choisies (voir les pages 12,13 et 14 du chapitre 14 de [67]), la Figure A.2 montre les différents cas. Cette technique d'excitation nécessite généralement un circuit d'adaptation.



**Figure A.2** : Antenne patch à ligne micro ruban, (a) centrée, (b) décalée et (c) avec encoches

### A.2.2. Excitation par ligne coaxiale

C'est une méthode simple à réaliser qui a l'avantage d'avoir un rayonnement parasite faible par rapport à l'excitation par ligne microruban. Le centre de la ligne coaxiale est soudé sur la face inférieure du patch, et la gaine extérieure est soudée sur le plan de masse comme indiqué sur la Figure A. 9.



**Figure A.3** : Excitation par ligne coaxiale

### A.3. Impédance d'entrée et adaptation

Quelque soit la technique d'excitation de l'antenne, l'adaptation est un paramètre indispensable, l'impédance d'entrée de l'antenne doit être égale à généralement  $50\Omega$ , et dans quelques cas  $75\Omega$ . Considérons  $x$  la position du point d'excitation, et  $L$  la longueur du patch, Le courant et la tension à l'entrée sont définies par [67] :

$$I_{in}(x) = \frac{V_{in}}{Z_{in}} \sin\left(\frac{\pi x}{L}\right) \quad \text{A.6}$$

$$V_{in}(x) = V_{in} \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right) \quad \text{A.7}$$

$Z_{in}$  est l'impédance d'entrée de l'antenne, elle est définie donc par :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a \quad \text{A.8}$$

L'impédance caractéristique de la ligne d'excitation est une fonction de la largeur du patch  $w$ , l'épaisseur du substrat  $h$  et sa permittivité effective [67]:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left( \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \text{quand} \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad \text{A.9}$$

$$Z_c = \sqrt{\epsilon_{reff}} \left[ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.44 \right) \right] \quad \text{quand} \quad \frac{w}{h} > 1 \quad \text{A.10}$$

Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est définie par :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad \text{A.11}$$

Dans le cas où le coefficient de réflexion est différent de zéro, il y a apparition d'une onde stationnaire et la puissance d'alimentation n'est plus transmise de façon optimale à l'antenne.

Pour avoir un minimum de réflexion, le coefficient  $S_{11}$  doit être proche de 0 (et  $S_{12}$  proche de 1). Ceci est possible si l'impédance d'entrée de l'antenne est égale au conjugué de l'impédance caractéristique de la ligne d'excitation. On admet qu'une bonne adaptation est obtenue lorsque le coefficient de réflexion est inférieur à  $-10$  dB. Cela correspond à un rapport d'ondes stationnaires (VSWR, *Voltage Standing Wave Ratio*), compris entre 1 et 1.2. Le rapport d'ondes stationnaires est défini comme le rapport de la tension maximale à la tension minimale sur une ligne