



Étude et conception d'antennes à base de métasurfaces destinées aux applications spatiales et aéronautiques

Badr Eddine Ratni

► To cite this version:

Badr Eddine Ratni. Étude et conception d'antennes à base de métasurfaces destinées aux applications spatiales et aéronautiques. Electromagnétisme. Université Paris Saclay (COMUE), 2017. Français. NNT : 2017SACLS327 . tel-01940585

HAL Id: tel-01940585

<https://theses.hal.science/tel-01940585>

Submitted on 30 Nov 2018

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

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

Étude et conception d'antennes à base de métasurfaces destinées aux applications spatiales et aéronautiques

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay
Préparée à l'Université Paris-Sud

École doctorale n°575
Electrical, optical, bio-physics and engineering (EOBE)

Spécialité de doctorat :
Electronique et Optoélectronique, Nano- et Microtechnologies

Thèse présentée et soutenue à Orsay, le 29 septembre 2017, par

M. Badr Eddine RATNI

Composition du Jury :

M. Xavier BEGAUD Professeur, Télécom ParisTech	Président
M. Christophe DELAVEAUD Ingénieur R&D/HDR, CEA LETI	Rapporteur
M. Mauro ETTORRE Chercheur CNRS/HDR, IETR	Rapporteur
M. Fabrice BOUST Chercheur, ONERA	Examineur
Mme Divitha SEETHARAMDOO Chargée de Recherche, IFSTTAR	Examinatrice
M. Shah Nawaz BUROKUR Maître de Conférences/HDR, LEME	Directeur de thèse
M. André de LUSTRAC Professeur, C2N	Co-Directeur de thèse
M. Davy GUIHARD Ingénieur, ArianeGroup	Invité
Mme Anne Claire LEPAGE Maître de Conférences, Télécom ParisTech	Invitée
M. Gérard-Pascal PIAU Ingénieur, Airbus	Invité
M. Badr RMILI Ingénieur, CNES	Invité

Remerciements

Tout d’abord, je tiens à remercier très chaleureusement mes encadrants : M. Shah Nawaz BUROKUR et M. André de LUSTRAC de m’avoir proposé cette thèse. Durant ces 3 années, j’ai eu la chance d’avoir un encadrement que je me permets de juger d’exemplaire. Votre disponibilité, votre sérieux et votre dynamisme en plus de vos compétences scientifiques m’ont permis de réaliser l’ensemble des travaux présentés dans ce manuscrit. Je ne vous remercierai jamais assez pour tout le temps que vous m’avez consacré. Je tiens à vous remercier également pour toute l’autonomie que vous m’avez accordée. Ce fut un honneur pour moi de vous avoir comme encadrant.

Je tiens à remercier nos partenaires industriels qui ont financé une ou plusieurs parties de cette thèse qui sont Airbus Group Innovation, Ariane Group et le CNES. Je tiens à remercier très particulièrement M. Gérard Pascal PIAU pour toutes les contributions et les efforts qu’il a fournis tout au long de sa carrière. Vos efforts ont permis à plusieurs projets de recherche de voir le jour et ainsi au déroulement de plusieurs thèses y compris la mienne.

J’exprime toute ma reconnaissance envers M. Mauro ETTORRE et M. Christophe DELAVEAUD qui ont accepté la lourde tâche d’être les rapporteurs de ce manuscrit. Je remercie également M. Xavier BEGAUD, M. Fabrice BOUST et Mme. Divitha SEETHARAMDOO d’avoir accepté d’être les examinateurs de ces travaux. Enfin, je tiens à remercier Mme. Anne Claire LEPAGE, M. Davy GUIHARD et M. Badr RMILI de m’avoir fait l’honneur et le plaisir de participer au jury.

Je remercie beaucoup toutes les personnes qui ont participé à la relecture d’une ou de plusieurs parties de ce manuscrit et qui m’ont essentiellement aidé à le corriger, merci à Sarah RISQUEZ, Maxime PROVENZANO, Amanda TREPAGNY et Mikaela BUROKUR.

Je salue chaleureusement tous les permanents de l’équipe CRIME : M. Anatole LUPU, M. Aloyse DEGIRON, Mme. Frédérique GADOT et M. Eric ARKMANSOY avec qui j’ai partagé des moments très agréables et des discussions très enrichissantes. Je n’oublie pas mes camarades thésards et thésardes pour leur amitié et leur soutien, Anna NIANG, Jianjia YI, Simon MARCELLIN, Elena BOCHKOVA, Yulong FAN, Vincent BRAC, Dylan GERMAIN, Quynh LE VAN et Uladzislau PAPOU.

Un grand merci également à tous les membres du C2N pour leur sympathie et l’ambiance conviviale de travail.

Je termine par mon petit cercle de proches, je commence par une pensée à mon ami qui nous a quitté très jeune Houssam Eddine RETIMA, tu resteras à jamais dans mon cœur. Ensuite, je remercie mes parents, mes deux sœurs et mon frère qui ont toujours été là pour moi et qui m’ont

soutenu jusqu'au bout. Enfin, j'embrasse très fort ma chère copine qui a vécu avec moi de très près les hauts et les bas de ces 3 ans de thèse et qui m'a soutenu du début jusqu'à la fin. J'en profite pour te demander pardon pour toutes les heures et les jours d'abondant, merci pour tout.

Liste des abréviations

MS : métasurface

SHI : surface haute impédance

CMA : conducteur magnétique artificiel

HFSS : High Frequency Structure Simulator

FP : Fabry-Perot

PEC : perfect electric conductor

SPR : surface partiellement réfléchissante

GRIN : gradient d'indice

AR : rapport axial

PCD : polarisation circulaire droite

PCG : polarisation circulaire gauche

SLL : side lobe level

Table des matières

Remerciements	i
Liste des abréviations	iii
Table des figures	ix
Introduction générale.....	1
1. Chapitre 1 Etat de l’art sur les métamatériaux et les métasurfaces appliqués aux antennes....	7
1.1. Introduction	9
1.2. Classification des matériaux électromagnétiques.....	9
1.3. Deux applications phares des métamatériaux.....	12
1.3.1 Lentille parfaite ou super lentille	12
1.3.2. Cape d’invisibilité.....	13
1.4. Dispositifs basés sur le concept de l’optique de transformation.....	14
1.5. Métasurfaces.....	14
1.6. Applications générales des métasurfaces	15
1.6.1 Réflexion et réfraction anormales.....	15
1.6.2. Contrôle de polarisation.....	16
1.6.3 Métasurface de Huygens.....	17
1.6.4. Métasurfaces pour le contrôle de rayonnement	18
1.7 Applications des métamatériaux et métasurfaces dans le domaine des antennes.....	19
1.7.1. Groupe de D. Sievenpiper.....	19
1.7.2. Groupe de Stefano Maci	22
1.7.3. Groupe d’Anthony Grbic	24
1.7.4. Groupe de G. Eleftheriades.....	27
1.7.5. Groupe de Tie Jun Cui	29
1.7.6. Groupe de Douglas Werner	32
1.7.7. Groupe d’Andrea Alù	34
1.7.8. Groupe de Lei Zhou.....	36

1.7.9. Groupe de C. Caloz.....	39
1.7.10. Groupes CRIME et LEME	42
1.8 Conclusion.....	47
Partie 1 Métasurfaces pour les antennes à cavité Fabry-Perot	49
2. Chapitre 2 Dépointage de faisceau dans les antennes à cavité Fabry-Perot	51
2.1. Introduction et étude bibliographique sur les antennes à cavité Fabry-Perot.....	53
2.2. Modèle analytique pour la prédiction de l'angle de dépointage	63
2.3. Validation du modèle.....	67
2.3.1 Choix du substrat diélectrique	68
2.3.2. Antenne patch fonctionnant en polarisation circulaire	68
2.3.3. Conception de la cellule unitaire et de la métasurface.....	71
2.3.4. Cavité 0° FP	76
2.3.5. Cavité 15° FP	78
2.3.6. Cavité 45° FP.....	79
2.3.7. Cavité 30° FP.....	81
2.3.8. Amélioration de la polarisation circulaire	83
2.3.9. Rôle de la modulation en dehors de la partie centrale des 4 cellules	87
2.3.10. Etude du nombre de cellules modulées	88
2.4. Validation du modèle avec une cavité FP active	89
2.4.1. Cavité avec 15° de dépointage.....	92
2.4.2. Cavité 30° de dépointage	93
2.5. Conclusions et perspectives.....	94
3. Chapitre 3 Substrat à gradient d'indice pour dépointage avec une antenne à cavité FP	97
3.1. Introduction	99
3.2. Conception de la métasurface à gradient de phase	100
3.2.1 Optimisation de la cellule unitaire de la métasurface à gradient de phase	100
3.2.2 Conception du substrat GRIN.....	103
3.3 Antenne à cavité FP à dépointage de faisceau.....	107

3.3.1 Moyens de validation expérimentale	108
3.3.2 Source primaire : antenne patch.....	109
3.3.3 Cavité FP à base de SPR sur substrat uniforme.....	111
3.3.4 Cavité FP à base de SPR sur substrat GRIN.....	112
3.4. Augmentation et annulation de l'angle de dépointage	115
3.4.1 Accumulation de la phase	116
A. Grille inductive non-uniforme et capacitive uniforme.....	116
B. Grille inductive uniforme et capacitive non-uniforme.....	118
3.4.3. Grilles inductive et capacitive non-uniformes.....	120
3.4.2 Annulation du gradient de phase	123
3.5. Réalisation d'autres substrat GRIN en utilisant le procédé d'usinage mécanique	124
3.6.1. Cavité FP avec 20° de dépointage	124
3.5.2. Cavité FP avec 30° de dépointage	127
3.6.3. Cavité FP avec 40° de dépointage	129
3.7. Conclusions et perspectives.....	132
Partie 2 Métasurface active utilisée comme réflecteur.....	133
4. Chapitre 4 Métasurface active utilisée comme réflecteur et polariseur reconfigurables	135
4.1 Introduction	137
4.2 Les métasurfaces utilisées comme réflecteurs.....	139
4.3 Conception de la métasurface active	142
4.4 Dépointage du faisceau principal	147
4.5 Agilité en fréquence.....	151
4.6 Réflexion anormale sous incidence oblique	154
4.7 Evaluation de la réflexion spéculaire.....	157
4.8 Métasurface utilisée comme polariseur actif	158
4.7. Conclusions et perspectives.....	166
5. Chapitre 5 Métasurface active utilisée comme réflecteur parabolique et dièdre reconfigurable	167

5.1 Introduction	169
5.2 Principe de fonctionnement des antennes à réflecteurs	170
5.3 Métasurface utilisée comme réflecteur.....	173
5.4 Métasurface utilisée comme réflecteur parabolique	175
5.4.1 Agilité en fréquence.....	176
5.4.2 Dépointage actif.....	179
5.5 Métasurface utilisée comme réflecteur dièdre actif.....	180
5.5 Conclusions et perspectives.....	182
Conclusions générales et perspectives	185
Bibliographie	191
Liste des publications	213
Publications dans des journaux scientifiques	213
Brevet	213
Conférences Internationales	213
Journée scientifique	214

Table des figures

Figure 1-1 : Classification des matériaux électromagnétiques suivant le signe des paramètres effectifs permittivité ϵ et perméabilité μ . La zone en orange correspond aux métamatériaux.	10
Figure 1-2 : Le trièdre E, H et K d'une onde plane dans (a) un milieu main droite et (b) milieu main gauche.....	11
Figure 1-3 : (a) Le premier métamateriau de D. Smith et J. Pendry [19]. Droite : Le métamatériau réalisé dans le laboratoire de Boeing permettant d'avoir un indice négatif autour de 10 GHz [20].	11
Figure 1-4 : Un milieu d'indice de réfraction négatif plie la lumière à un angle négatif de la normale. 12	
Figure 1-5 : Première super lentille réalisée par Grbic et al. fonctionnant autour de 1 GHz [26].	13
Figure 1-6 : Démonstration expérimentale de la première cape d'invisibilité en micro-ondes [28].	13
Figure 1-7 : Schéma illustrant une réflexion et une réfraction (a) normale et (b) anormale.	15
Figure 1-8 : Validation expérimentale de la réflexion et de la réfraction anormale [65].	16
Figure 1-9 : Métasurface permettant de convertir une polarisation linéaire en polarisation circulaire [66].	17
Figure 1-10 : Métasurface de Huygens permettant de réfracter une onde incidente normale [75] [76]. 18	
Figure 1-11 : Métasurface alimenté par une source laser $\lambda = 676$ nm générant en réflexion une image holographique [77].	19
Figure 1-12 : SHI utilisée comme plan de masse d'une antenne monopole permettant de supprimer les ondes de surface [80].	20
Figure 1-13 : Métasurface reconfigurable utilisée comme reflectarray [81].	21
Figure 1-14 : Demi-lentille de Maxwell Fish Eye permettant de réaliser une antenne directive [82]. ...	21
Figure 1-15 : Métasurface modulée permettant de produire de la polarisation circulaire droite autour de 17 GHz [90] [91] [92].	22
Figure 1-16 : Métasurface permettant de réaliser du dépointage en modulant l'impédance [93].	23
Figure 1-17 : Mise en forme du rayonnement en forme conique pour des applications de satellites en orbite terrestre basse [94].	23
Figure 1-18 : Métasurface de Huygens permettant le dépointage du front d'onde à 45° , fonctionnant autour de 10 GHz [76].	24
Figure 1-19 : Métasurface permettant de générer un faisceau de Bessel autour de 10 GHz [95].	24
Figure 1-20 : Guide d'onde à fuite permettant de générer des faisceaux de Bessel [96].	25
Figure 1-21 : Antenne-lentille ayant comme source des faisceaux de Bessel [96].	26
Figure 1-22 : Antenne-lentille de Lüneburg large bande fonctionnant autour de 13 GHz [97].	26
Figure 1-23 : Antenne à cavité ayant comme superstrat une métasurface de Huygens [101].	27

Figure 1-24 : Cape d'invisibilité active réalisé autour de 1.5 GHz [102].	28
Figure 1-25 : Vue schématique d'une métasurface programmable [113].	29
Figure 1-26 : Lentille de Luneburg réalisé grâce à des méta-atomes non résonants permettant de couvrir une large bande de fréquence [116].	30
Figure 1-27 : Lentille à gradient d'indice permettant de transformer des ondes cylindriques en ondes planes [117].	31
Figure 1-28 : Métasurface de Huygens permettant de contrôler indépendamment deux polarisations orthogonales [118].	32
Figure 1-29 : Métasurface permettant d'élargir l'adaptation d'un monopole [124].	33
Figure 1-30 : Revêtement des parois internes avec des métamatériaux permettant d'améliorer les performances d'une antenne cornet [125].	33
Figure 1-31 : Lentille permettant de transformer un rayonnement omnidirectionnel en un rayonnement multi-faisceau autour de 5 GHz [127].	34
Figure 1-32 : Métasurface utilisée comme cape d'invisibilité [135].	35
Figure 1-33 : Suppression du couplage mutuel entre deux dipôles très proches autour de 3 GHz [136].	35
Figure 1-34 : Elargissement de la bande de fréquence d'une cape d'invisibilité par des circuits non-Foster [137].	36
Figure 1-35 : Métasurface permettant une transmission parfaite mais également la conversion de l'état de la polarisation [145].	37
Figure 1-36 : Nouveau concept de métasurface commutable et bi-fonctionnelle [146].	38
Figure 1-37 : Métasurface bi-fonctionnelle fonctionnant en réflexion et en transmission [147].	39
Figure 1-38 : Métasurface fonctionnant comme un processeur spatial [155].	40
Figure 1-39 : (a) Schéma descriptif et (b) réponse en transmission de la métasurface fonctionnant comme un processeur spatiale [155].	40
Figure 1-40 : (a) Vue schématique d'une métasurface non-réciproque. (b) Métasurface réciproque. (c) Métasurface non-réciproque constituée d'un transistor unilatéral [156].	41
Figure 1-41 : Réduction du couplage mutuel de deux antennes patches très proches [156].	42
Figure 1-42 : Première cape d'invisibilité non magnétique, fonctionnant autour de 11 GHz [36].	43
Figure 1-43 : Métasurface en forme de Z permettant l'excitation des résonances de Fano [169].	44
Figure 1-44 : Structure absorbante large bande fonctionnant sur plusieurs bandes de fréquences [171].	45
Figure 1-45 : Lentille permettant de transformer le rayonnement d'une antenne patch en un rayonnement directif [50].	45
Figure 1-46 : Illusion optique réalisée grâce à l'optique de transformation [172].	46

Figure 1-47 : Lentille diélectrique permettant de restaurer le rayonnement d'un réseau de 4 antennes patchs conformé [49].	46
Figure 1-48 : Demi-lentille de Maxwell Fish Eye permettant de réaliser une antenne directive [178].	47
Figure 2-1 : les premières structures d'antenne à cavité FP itroduite par Giswelt Von Trentini en 1956 [178].	53
Figure 2-2 : Structure d'Ourir et al. permettant de réduire la hauteur h d'une cavité FP à $\lambda/60$ [180].	54
Figure 2-3 : (a) vue schématique de la cellule unitaire et de la SPR, (b) coefficient de réflexion en amplitude et en phase, (c) vue schématique de la cavité FP et (d) le gain réalisé en simulation et en mesure en fonction de la fréquence [5].	55
Figure 2-4 : (a) vue schématique de la cavité FP et de la cellule active, (b) photo de la métasurface active utilisée comme SPR et (c) les diagrammes de rayonnement des deux fréquences minimum et maximum de la bande [185].	56
Figure 2-5 : Comparaison de l'illumination d'une cavité FP sur plusieurs niveaux Z1, Z2, Z3 en utilisant un réseau de 4 antennes patchs $0,5\lambda$ et 3λ [186].	56
Figure 2-6: Vue schématique de l'antenne à cavité FP sans (a) et avec (b) les parois métalliques sur les bords, (c) comparaison des diagrammes de rayonnement pour les deux cas [188].	57
Figure 2-7: (a) vue schématique de la cavité et de la SPR, (b) réponses en amplitude et en phase des coefficients de réflexion et de transmission de la cellule unitaire (c) photo de la cavité réalisée (d) diagramme de rayonnement [189].	58
Figure 2-8: (a) vue schématique de la cavité FP (b) rapport axial (c) diagramme de rayonnement [190].	59
Figure 2-9 : (a) vue schématique de la cavité FP, (b) cellule unitaire constituant la SHI, (c) diagramme de rayonnement obtenues pour les différents valeurs de capacités appliquées (d) photos du prototype réalisé fonctionnant autour de 5 GHz [195].	60
Figure 2-10 : (a) Vue schématique et photos de la cavité FP réalisée. Diagrammes de rayonnement des dépointages suivant les plans (b) $\phi = 0^\circ$ et (c) $\phi = 90^\circ$.	60
Figure 2-11 : (a) Vue schématique de la cavité FP et de la PRS utilisée pour réaliser le dépointage (b) la phase du coefficient de réflexion appliquée le long de la PRS (c) les diagrammes de rayonnements pour les différents gradient de phase appliqués [206].	62
Figure 2-12 : Vue schématique de la cavité FP formée par une SPR, un réflecteur métallique parfait et une source primaire S.	63
Figure 2-13 : Vue schématique de la cavité FP excitée par une antenne patch.	67
Figure 2-14 : Vues schématiques (a) patch alimenté par deux connecteurs (b) alimenté par un seul connecteur en diagonale (c) avec une fente en diagonale (d) avec des troncatures. Les rapports axiaux obtenus pour chaque configuration sont présentés à $\phi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$.	70

Figure 2-15 : (a) Adaptation de l'antenne patch et (b) diagramme de rayonnement suivant le plan $\phi = 90^\circ$.	71
Figure 2-16: Diagramme de rayonnement en 3D (a) polarisation circulaire droite (b) polarisation circulaire gauche.	71
Figure 2-17 : Vue schématique de la cellule unitaire.	72
Figure 2-18 : Réponses des coefficients de réflexion et de transmission en amplitude (a), (b) et en phase (c) et (d), respectivement, pour les dimensions $p = 25$ mm et $l = 12$ mm .	73
Figure 2-19: Réponse des coefficients de réflexion et de transmission en phase et en amplitude en fonction des dimensions de la grille inductive l pour des cellules ayant comme périodicité (a), (b) $p = 20$ mm, (c), (d) $p = 22,5$ mm et (e), (f) $p = 25$ mm.	74
Figure 2-20 : Schéma illustrant la procédure d'optimisation de la cavité FP.	76
Figure 2-21 : (a) La phase appliquée le long de la SPR pour le cas « 0° FP », (b) adaptation de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 2D (en dB) suivant le plan $\phi = 90^\circ$ et (d) diagramme 3D en linéaire à 2,25 GHz pour les deux polarisations circulaires droite et gauche.	77
Figure 2-22 : (a) La phase appliquée le long de la SPR pour le cas « 15° FP », (b) adaptation de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 2D (en dB) suivant le plan $\phi = 90^\circ$ et (d) diagramme 3D en linéaire à 2,25 GHz pour les deux polarisations circulaires droite et gauche.	78
Figure 2-23 : (a) La phase appliquée le long de la SPR pour le cas « 45° FP », (b) adaptation de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 2D (en dB) suivant le plan $\phi = 90^\circ$ et (d) diagramme 3D en linéaire à 2,25 GHz pour les deux polarisations circulaires droite et gauche.	80
Figure 2-24 : (a) La phase appliquée le long de la SPR pour le cas « 30° FP », (b) adaptation de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 2D (en dB) suivant le plan $\phi = 90^\circ$ et (d) diagramme 3D en linéaire à 2,25 GHz pour les deux polarisations circulaires droite et gauche.	81
Figure 2-25 : Photo de la SPR réalisée qui présente en (a) la grille inductive et (b) la grille capacitive.	82
Figure 2-26 : Diagrammes de rayonnement des 4 configurations (a) « 0° FP », (b) « 15° FP » (c) « 30° FP » et (d) « 40° FP » suivant le plan $\phi = 90^\circ$.	84
Figure 2-27 : Diagrammes de rayonnement sans et avec podération des ports pour les cas « 30° FP » (a) (b) et « 40° FP » (c) (d), respectivement.	86
Figure 2-28: (a) Phase appliquée le long de la SPR et (b) diagrammes de rayonnement 2D suivant le plan $\phi = 90^\circ$ pour les deux cas de modulations métasurface homogène « MH » et métasurface inhomogène « MIH ».	87
Figure 2-29: (a) phase modulation de phase appliquée le long de la métasurface ; (b) diagramme de rayonnement 2D correspondant aux 3 différents cas.	88

Figure 2-30 : (a) phase modulation de phase appliquée le long de la métasurface pour le cas « 45° FP » (b) diagramme de rayonnement 2D correspondant aux 2 différents cas de modulation.	89
Figure 2-31 : Cavity FP active réalisée dans le cadre du projet METABIP [185].	90
Figure 2-32 : Réponses des coefficients de réflexion et de transmission en amplitude (a), (b) et en phase (c), (d), respectivement.	90
Figure 2-33: (a) adaptation de l'antenne patch, (b) diagramme de rayonnement suivant le plan E (plan du dépointage désirée).	91
Figure 2-34: Nouvelle configuration schématique de la cavity FP dont les dimensions sont $p = 20$ mm, $t = 20$ mm et $h = 32,5$ mm.	91
Figure 2-35 : Réponses des coefficients de réflexion et de transmission en amplitude (a) et en phase (b) en fonction de la capacitance.	92
Figure 2-36 : (a) La phase le long de la SPR (b) adaptation de l'antenne et (c) diagramme de rayonnement de la cavity suivant le plan E (plan de dépointage).	93
Figure 2-37 : (a) La phase le long de la SPR (b) adaptation de l'antenne et (c) diagramme de rayonnement de la cavity suivant le plan E (plan de dépointage).	94
Figure 3-1 : Photo de l'imprimante 3D (Objet Eden260VS) utilisée pour la réalisation du substrat diélectrique GRIN.	100
Figure 3-2: Cellule de la métasurface à gradient de phase composée d'un substrat à gradient d'indice et de grilles inductives et capacitives. Les dimensions géométriques sont : $p = 5$ mm, $d = 5,4$ mm, w_l et w_c sont variables.	101
Figure 3-3 : Réponses des coefficients de réflexion et de transmission en amplitude (a) (b) et en phase (c) (d), respectivement. Pour les dimensions géométriques $w_c = 0,2$ mm et $w_l = 2,5$ mm.	102
Figure 3-4 : Cellule unitaire du substrat à gradient d'indice, composée d'un trou d'air de rayon r dans un diélectrique de hauteur t . t peut varier de 0 à p et r peut varier de 0,4 à 2,1 mm.	103
Figure 3-5: (a) Le substrat diélectrique GRIN combiné avec des grilles inductives et capacitives. (b) Cellule unitaire de la structure combinée, où $p = 5$ mm, $d = 5,4$ mm.	104
Figure 3-6 : Gradient de phase idéale et le gradient de phase réalisée avec la méthode d'ingénierie...	105
Figure 3-7: Cellule unitaire et vue schématique du substrat diélectrique GRIN, constitué de six régions.	105
Figure 3-8: Réponse des coefficients de réflexion et de transmission. (a), (b) En amplitude. (c), (d) En phase.	106
Figure 3-9: Photographies du (a) substrat diélectrique GRIN réalisé. (b) Grille inductive. (c) Grille capacitive.	107
Figure 3-10 : Système de mesure en champs lointain dans la chambre anéchoïque du C2N.	108
Figure 3-11 : Système de mesure du champ proche au C2N.	109

Figure 3-12: (a) Photographie du prototype de l'antenne patch réalisée. (b) Aadaptation de l'antenne patch. (c) – (d) Diagrammes de rayonnement dans les plans H et E en simulation et en mesure.	110
Figure 3-13: (a) Vue schématique de la cavité FP sans dépointage avec un diélectrique fixe $\epsilon_d = 2,8$. (b) Phase en transmission Ψ_{PRS} le long de la SPR à 4,93 GHz.	111
Figure 3-14 : (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP sans dépointage en simulation et en mesure. (b), (c) Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H.	112
Figure 3-15: (a) Vue schématique de la cavité FP avec le diélectrique GRIN. (b) Phase du coefficient de transmission appliquée le long de la SPR à 5,2 GHz.	112
Figure 3-16: (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP avec le substrat GRIN en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan H. La cartographie du champ électrique suivant le plan xOy en simulation (c) et en mesure (d).	113
Figure 3-17 : (a) Réponse en phase de la réflexion et (b) hauteur h de la cavité en fonction de la fréquence pour les deux cellules centrales.	114
Figure 3-18 : Vue schématique des grilles (a) inductive et (b) capacitive non-uniforme. (c) - (d) Photographie des prototypes réalisées.	115
Figure 3-19 : (a) Vue schématique de la cavité FP. (b) Phase appliquée le long de la SPR à 5,4 GHz.	117
Figure 3-20 : (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP avec le substrat GRIN en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement en simulation et en mesure de l'antenne dans le plan H. La cartographie du champ électrique suivant le plan xOy en simulation (c) et en mesure (d).	118
Figure 3-21 : (a) Vue schématique de la cavité FP avec le diélectrique GRIN. (b) Phase du coefficient de transmission appliquée le long de la SPR à 4,4 GHz.	118
Figure 3-22 : Configuration basée sur une grille inductive uniforme et une grille capacitive non uniforme. (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement en simulation et en mesure de l'antenne suivant le plan H. La cartographie du champ électrique suivant le plan xOy en simulation (c) et en mesure (d), à 4,4 GHz.	119
Figure 3-23 : (a) Vue schématique de la cavité FP avec le diélectrique GRIN. (b) Phase du coefficient de transmission appliquée le long de la SPR à 5,4 GHz.	120
Figure 3-24 : (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement en simulation et en mesure dans le plan H. La cartographie du champ électrique suivant le plan xOy en simulation (c) et en mesure (d), à 5,4 GHz.	121
Figure 3-25 : (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP pour le cas grilles inductive et capacitive non-uniforme avant et après réadaptation des dimensions du patch. (b) Diagramme de rayonnement pour les deux cas.	122
Figure 3-26 : (a) Vue schématique de la cavité FP dont le diélectrique GRIN est placée dans le sens inverse. (b) Phase du coefficient de transmission appliquée le long de la SPR à 5 GHz.	123

Figure 3-27 : La grille inductive non-uniforme est utilisée pour compenser le gradient de phase introduit par le substrat diélectrique GRIN. (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement en simulation et en mesure de l'antenne dans le plan H.....	124
Figure 3-28 : (a) vue schématique de la cellule unitaire du diélectrique où $p = 5$ mm. (b) Photographie du diélectrique réalisé à partir d'un matériau dont $\epsilon_d = 2,65$	125
Figure 3-29: (a) Vue schématique de la cavité FP. (b) Phase appliqué le long de la SPR. (c) Adaptation de l'antenne. (d) Diagramme de rayonnement suivant le plan H.	126
Figure 3-30 : (a) Vue schématique de la cellule unitaire et du diélectrique GRIN. (b) Photographie du diélectrique GRIN réalisé à partir des matériaux $\epsilon_d = 1, 2,65$ (noir) et $4,4$ (en marron).	128
Figure 3-31 : (a) Vue schématique de la cavité FP. (b) Phase appliqué le long de la SPR. (c) adaptation de l'antenne. (d) Diagramme de rayonnement suivant le plan H, en simulation et en mesure.	129
Figure 3-32 : (a) Vue schématique de la cellule unitaire et du diélectrique GRIN. (b) Photographie du diélectrique GRIN réalisé à partir des diélectriques hôtes $\epsilon_d = 1, 2,65$ (noir) et $4,4$ (en marron).	130
Figure 3-33 : (a) Vue schématique de la cavité FP. (b) Phase appliqué le long de la SPR. (c) Adaptation de l'antenne. (d) Diagramme de rayonnement suivant le plan H, en simulation et en mesure.	131
Figure 4-1 : (a) Photographie d'un reflectarray illuminé par une antenne cornet utilisée comme source primaire. (b) Les réponses du coefficient de réflexion en amplitude et en phase d'une cellule unitaire constituant un reflectarray [213].	137
Figure 4-2 : (a) Vue schématique d'un reflectarray constitué d'un réseau de patch multicouches permettant d'élargir la bande [215]. (b) Géométrie d'une cellule unitaire formée de deux croix de maltes permettant d'élargir la bande [219]. (c) Structure d'une cellule nommée « œil du phœnix » permettant d'élargir la bande [220].	138
Figure 4-3 : Différentes géométries fractales proposées permettant de réduire la taille des cellules unitaires constituant les reflectarrays [221].	139
Figure 4-4: Diagrammes de rayonnement pour différents angles d'incidence (a) angle inférieur à l'angle critique (b) angle d'incidence supérieur à l'angle critique [228].	140
Figure 4-5 : Illustration d'une métasurface active permettant de résoudre le problème des distorsions de la phase [153].	141
Figure 4-6: vue schématique de la cellule unitaire où $p = 6$ mm, $g = 0,5$ mm et $w = 1,9$ mm	143
Figure 4-7: Schéma électrique équivalent de la diode varactor modélisée avec $R = 0,12$ ohm, $L = 0,4$ nH $C_p = 0.15$ pF et $C = [0,05 - 0,6]$ pF.	143
Figure 4-8 : Modélisation de la cellule unitaire active avec une diode varactor composée de résistances, d'inductance et de capacité variable.	144
Figure 4-9: Réponses du coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de capacités. (a) Amplitude. (b) Phase.	144

Figure 4-10 : Photographie de la métasurface réalisée reliée au système de commande par une nappe.	145
Figure 4-11: Coefficient de réflexion mesuré pour différentes tensions de polarisation (a) Amplitude. (b) Phase.	146
Figure 4-12 : (a) Gradients de phase appliqués le long de la métasurface pour les dépointage de 15°, 30° et 45°. (b) Différentes valeurs de tensions appliquées le long de la métasurface correspondant à chaque dépointage.	147
Figure 4-13 : Environnement de simulation de la métasurface active sur HFSS.	148
Figure 4-14 : vue schématique de la configuration de mesure en chambre anéchoïque de la métasurface (MS) utilisée comme reflectarray.	149
Figure 4-15 : (a) Diagrammes de rayonnement normalisés par rapport à une plaque métallique pour les cas de 15°, 30° et 45°. (b) Cartographies du champ électrique simulées correspondant à chaque configuration.	150
Figure 4-16 : (a) Gradient de phase appliqué le long de la métasurface avec un pas de 30°. (b) Diagramme de rayonnement à différentes fréquences : 9, 10 et 11 GHz.	151
Figure 4-17 : Variation de la phase de coefficient de réflexion aux fréquences de 9, 10 et 11 GHz en fonction de la tension.	152
Figure 4-18 : Gradients de phase appliquées pour obtenir des dépointages de (a) 30° et (b) 45° aux fréquences de 9 GHz, 10 GHz et 11 GHz à	152
Figure 4-19: Diagrammes de rayonnements obtenus des simulations et des mesures pour les configurations de (a) 30° et (b) 45° aux fréquences de 9 GHz, 10 GHz et 11 GHz.	153
Figure 4-20: (a) Gradient de phase $\Delta\phi = 15^\circ$ appliquée le long de métasurface. (b) Vue schématique de la métasurface illuminée sous un angle d'incidence positif $\theta_i > 0$. Résultats des (c) simulations et (d) des mesures pour les différents angles d'incidences $\theta_i = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ$ et 30° .	155
Figure 4-21 : (a) Gradient de phase $\Delta\phi = 15^\circ$ appliquée le long de métasurface. (b) Vue schématique de la métasurface illuminée sous un angle d'incidence négatif $\theta_i < 0$. Résultats des (c) simulations et (d) des mesures pour les différents angles d'incidences $\theta = 0^\circ, -10^\circ, -20^\circ$ et -30° .	156
Figure 4-22: Résultats des simulations et des mesures pour des angles d'incidences obliques (a), (b) positives et (c), (d) négatives.	158
Figure 4-23: Vue schématique d'une métasurface fonctionnant en transmission et permettant de convertir la polarisation de l'onde [237].	159
Figure 4-24 : Métasurface fonctionnant en réflexion permettant de convertir une polarisation linéaire en circulaire [239].	160
Figure 4-25 : Vue schématique de la métasurface active utilisée comme polariseur reconfigurable..	160

Figure 4-26 : Réponse du coefficient de réflexion (a) en amplitude et (b) en phase pour une orientation du champ E suivant l'axe y.	161
Figure 4-27 : Photographie illustrant la configuration établie pour mesurer le polariseur en chambre anéchoïque.....	162
Figure 4-28 : Réponse du coefficient de réflexion pour un champ E orienté suivant les axes x et y pour une tension de 0 V.....	163
Figure 4-29 : Diagrammes de rayonnement en dB simulé et mesuré pour les différentes valeurs de tensions de polarisation (0, 5, 10 et 20V) permettant d'obtenir une (a) PCD et (b) une PCG.	164
Figure 4-30 : Rapports axiaux obtenus pour différentes valeurs de tensions 0, 5, 10 et 20V.....	165
Figure 5-1: Première antenne à réflecteur réalisée par Hertz en 1888 [241].....	169
Figure 5-2 : (a) Photographie d'une antenne à réflecteur dièdre. (b) Photographie d'une antenne type « Yagi » constitué d'un réflecteur dièdre permettant de diriger le faisceau suivant une direction.	170
Figure 5-3 : Vue schématique d'une antenne à réflecteur dièdre.	171
Figure 5-4: (a) Photographie d'une antenne à réflecteur parabolique pour la réception de la télévision par satellite. (b) Antenne parabolique utilisée pour la radioastronomie.....	171
Figure 5-5 : Schéma de principe d'une antenne à réflecteur parabolique.	172
Figure 5-6: (a) Vue schématique de la métasurface utilisée comme réflecteur parabolique. (b) Photographie du prototype réalisé. (c) Diagramme de rayonnement obtenu comparé à celui d'une antenne patch et d'un réflecteur métallique plan [245].	174
Figure 5-7 : Vue schématique du réflecteur parabolique constitué d'une métasurface active et d'une antenne patch comme source primaire.	175
Figure 5-8 : (a) Profils de phase de forme parabolique calculées pour les fréquences de 9, 10, 11 et 12 GHz. (b) Variation de la phase en fonction des tensions aux fréquences de 9, 10, 11 et 12 GHz. (c) Les tensions appliquées le long de la métasurface correspondant au profil de phase pour chaque fréquence étudiée.	176
Figure 5-9 : Diagrammes de rayonnement mesuré de la métasurface en configuration parabolique aux fréquences de (a) 9 GHz, (b) 10 GHz, (c) 11 GHz et (d) 12 GHz.....	177
Figure 5-10 : (a) Variation de l'amplitude du coefficient de réflexion en fonction de la tension pour les fréquences de 9, 10, 11 et 12 GHz. (b) Amplitude de chaque valeur de tensions appliquée permettant d'obtenir les profils de phase parabolique.....	178
Figure 5-11 : (a) Profils de phase appliqués pour les trois configurations où $x_0 = 6$ mm, 12 mm et 48 mm. (b) Diagrammes de rayonnement obtenus pour chaque configuration.....	179
Figure 5-12: Vue schématique de la métasurface utilisée comme réflecteur dièdre.	180
Figure 5-13 : Profils de phase calculés permettant d'obtenir les réponses d'un réflecteur dièdre d'un angle $\alpha = 90^\circ$ et 120°	181

Figure 5-14 : Diagrammes de rayonnement des deux configurations de réflecteurs dièdre 90° et 120° suivant les plans E et H.	182
--	-----

Introduction générale

Depuis que le physicien Guglielmo Marconi a réussi la première liaison radio transatlantique entre Poldhu (Cornouailles) et Terre-Neuve au (Canada) en 1901, le domaine de la communication par voie hertzienne n'a cessé de se développer. Il constitue de nos jours l'un des supports de transmission les plus utilisés. L'antenne, qui constitue l'élément fondamental dans ce système, permet d'émettre ou de recevoir les ondes électromagnétiques. De ce fait, elle a été largement étudiée ces dernières décennies. Aujourd'hui, une multitude d'antennes existe. Elles sont basées sur des principes très différents, et des géométries très variées, telles que les antennes patchs, les dipôles, les antennes à ouvertures, les antennes à réflecteur, les réseaux d'antennes, ... etc. Chacune de ces antennes est adaptée à une application bien spécifique.

Les besoins en termes d'antennes à faible profil destinées à des applications spatiales et aéronautiques ne cessent d'augmenter ces dernières années. Par exemple, aujourd'hui l'accès à Internet est très peu disponible sur les porteurs mobiles tels que les avions, les trains et les bateaux. Ces porteurs étant constamment en mouvement nécessitent de passer par des relais satellites. Donc afin de pouvoir établir une liaison avec un satellite, il faut que l'antenne ait un gain très élevé (de l'ordre de 40 dBi) et que son faisceau soit constamment dirigé vers le satellite, et soit capable de communiquer d'un satellite au suivant quand l'avion se déplace. Les systèmes existant actuellement ne permettent pas d'atteindre les performances requises avec des profils faibles. En effet, les antennes actuelles combinent des parties électroniques et mécaniques et restent assez encombrantes. L'essor des métamatériaux permet aujourd'hui de concevoir des milieux artificiels ayant des propriétés non disponibles dans la nature. Ces matériaux permettent de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques à la demande. Ainsi, appliqués aux antennes ils permettent de concevoir de nouveaux types d'antennes et de repousser les limitations technologiques des systèmes actuels. Dans le domaine du spatial et de l'aéronautique, la version bidimensionnelle d'un « métamatériau » appelée « métasurface » est plus intéressante car elle permet de concevoir des antennes à très faibles profils et donc de remplacer les systèmes encombrants qui existent aujourd'hui. Ainsi, le but de cette thèse est de tirer profit des récents développements de ces métasurfaces pour concevoir de nouveaux concepts d'antennes destinées à des applications spatiales et aéronautiques.

Les travaux menés s'inscrivent dans le cadre d'une collaboration entre les laboratoires académiques que sont le C2N (Ex. IEF) de l'université Paris Sud et le LEME de l'université Paris Nanterre, et des industriels Airbus Group Innovations, Airbus Safran Launchers et le CNES. Les études menées tout au long de ces 3 années de thèse (2014-2017) ont été organisées dans ce manuscrit en 5 chapitres.

Le chapitre 1 est consacré à un état de l'art sur les métamatériaux et les métasurfaces. Dans un premier temps, je présente un bref historique des métamatériaux avec leurs principales caractéristiques. Ensuite, je présente les récentes avancées dans ce domaine à partir des travaux des

groupes de recherche les plus actifs. Puis, dans les quatre chapitres qui suivent, je présente les travaux menés durant mes 3 années de thèse. Ces travaux ont été organisés en deux parties :

La première partie regroupe l'ensemble des travaux sur les métasurfaces utilisées comme surfaces partiellement réfléchissantes (SPR) pour concevoir des antennes à cavité Fabry-Perot (FP). Cette partie regroupe le deuxième et le troisième chapitre de la manière suivante :

- Dans le chapitre 2, je commence par présenter un état de l'art sur les antennes à cavité FP. Ensuite j'aborde la problématique liée au dépointage du faisceau avec ce type d'antennes. En effet, très peu de modèles permettant de prédire un dépointage du faisceau d'antenne ont été présentés dans la littérature. De ce fait, je présente un modèle analytique simplifié que nous avons développé et qui permet de contrôler l'angle de dépointage en modulant la phase sur la SPR. Ce modèle est validé numériquement et expérimentalement par la réalisation et les tests expérimentaux d'une antenne fonctionnant autour de 2 GHz.
- Le chapitre 3 porte sur la réalisation d'une métasurface à gradient de phase, en faisant varier l'indice effectif le long du substrat diélectrique qui la constitue. Cette métasurface est utilisée comme SPR dans une antenne à cavité FP et permet de dépointer le faisceau de l'antenne. Pour finir, je présente une autre étude qui concerne l'accumulation et l'annulation de la phase en combinant le substrat à gradient d'indice avec des grilles inductive et capacitive non-uniformes.

La deuxième partie de manuscrit est consacrée à la conception, la réalisation et tests d'une métasurface active en bande X (8,2 GHz - 12,4 GHz) qui permet d'émuler plusieurs fonctions. Elle est notamment utilisée comme réflecteur reconfigurable. Cette partie regroupe les chapitres 4 et 5 de la façon suivante :

- Dans le chapitre 4, la métasurface active est utilisée comme un réflecteur reconfigurable permettant de contrôler la direction du faisceau et aussi la fréquence de fonctionnement. Cette métasurface peut être utilisée comme un « reflectarray ». Ensuite, nous montrons qu'elle peut aussi être utilisée comme un polariseur reconfigurable permettant de produire de la polarisation circulaire sur plusieurs bandes de fréquences à partir d'une polarisation linéaire incidente.
- Dans le chapitre 5, je rappelle dans un premier temps le principe de fonctionnement des antennes à réflecteur paraboliques et dièdre. Ensuite, je propose d'utiliser la métasurface active plane comme un réflecteur dont la phase à la réflexion peut être contrôlée électroniquement pour simuler différents réflecteurs. Dans notre cas, nous avons pris comme exemple un réflecteur dièdre et un réflecteur cylindro-parabolique.

La dernière partie présente une conclusion de ces études sur les métasurfaces et présente quelques pistes de développement futur.

Chapitre 1

Etat de l'art sur les métamatériaux et les métasurfaces appliqués aux antennes

1.1. Introduction

Au cours des deux dernières décennies, les métamatériaux sont passés du concept théorique à un domaine où diverses applications sont développées et des dispositifs sont commercialisés [1, 2, 3]. Le terme « métamatériau » est maintenant largement appliqué aux matériaux artificiels. Ces matériaux artificiels sont conçus explicitement pour obtenir des propriétés non disponibles dans les matériaux classiques, d'où le préfixe méta.

A la base, les métamatériaux ont été conçus pour contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. Mais la recherche dans ce domaine s'est rapidement élargie et étendue vers d'autres domaines. Aujourd'hui des métamatériaux sont développés pour le contrôle des ondes acoustiques [4, 5, 6, 7, 8, 9], sismiques [10, 11] et thermiques [12, 13, 14, 15].

L'approche la plus courante pour la mise en œuvre des métamatériaux est fondée sur l'utilisation des structures périodiques dont l'interaction avec les ondes est dominée par le comportement de la cellule unitaire, souvent appelé méta-atome. Le méta-atome doit généralement être beaucoup plus petit (environ cinq fois ou plus) que la longueur d'onde manipulée. Cette contrainte de cellule sub-longueur d'onde justifie que le métamatériau conçu se comporte comme un matériau réel, continu et donc homogénéisable.

L'un des aspects les plus intéressants des métamatériaux est le fait de concevoir des matériaux ayant des propriétés effectives à la demande grâce à des méthodes simples. Cet aspect a permis à cette technologie de recevoir l'attention de plusieurs équipes de recherche et de se développer de manière exponentielle.

Dans mes travaux, je me suis intéressé aux structures périodiques pour des applications antennaires dans le domaine des micro-ondes. Cependant, il faut tout de même rappeler qu'aujourd'hui les métamatériaux ne se résument pas uniquement au domaine des ondes électromagnétiques.

Ce premier chapitre dresse un état de l'art sur les métamatériaux. J'aborderai ensuite la version plane des métamatériaux appelée métasurfaces. Enfin, je passerai en revue les travaux des équipes de recherches les plus influentes dans ce domaine.

1.2. Classification des matériaux électromagnétiques

En électromagnétisme, les matériaux sont habituellement classés sur la base des composantes réelles de leur permittivité ϵ et leur perméabilité μ à différentes fréquences, tel que présentés sur la Figure 1-1.

Les matériaux diélectriques présentent une permittivité et une perméabilité positive, ($\epsilon > 0, \mu > 0$). Dans un tel milieu, l'onde se propage en formant un trièdre (E, H, k) direct donné par la règle de la main droite, tel que montré sur la Figure 1-2 (a).

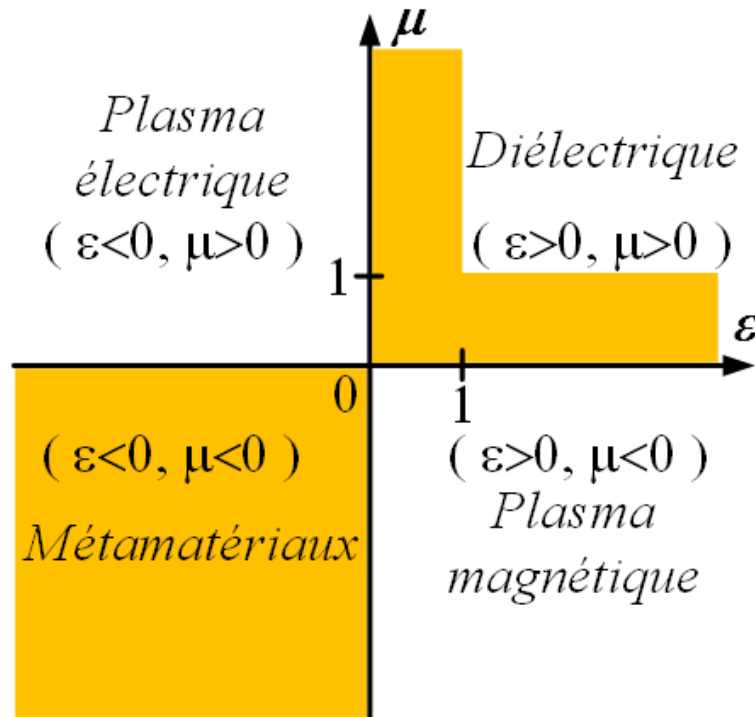


Figure 1-1 : Classification des matériaux électromagnétiques suivant le signe des paramètres effectifs permittivité ϵ et perméabilité μ . La zone en orange correspond aux métamatériaux.

Les matériaux plasmas électriques présentent une permittivité négative et une perméabilité positive, ($\epsilon < 0, \mu > 0$). Inversement, certains matériaux magnétiques sont caractérisés par une permittivité positive et une perméabilité négative ($\epsilon > 0, \mu < 0$). Dans ces deux milieux, l'onde est évanescence, c'est-à-dire que l'amplitude diminue exponentiellement avec la distance.

Les matériaux se situant dans la zone orange, comme présenté sur la Figure 1-1, sont des matériaux non disponibles dans la nature, les métamatériaux. Les métamatériaux peuvent présenter une permittivité et une perméabilité négative ($\epsilon < 0, \mu < 0$) appelés doublement négative (DNG) ou matériaux main gauche (LHM). Dans un tel milieu, l'onde se propage en formant un trièdre (E, H, k) indirect donné par la règle de la main gauche. Les fronts d'ondes se déplacent dans le sens inverse de l'énergie, tel que montré sur la Figure 1-2 (b).

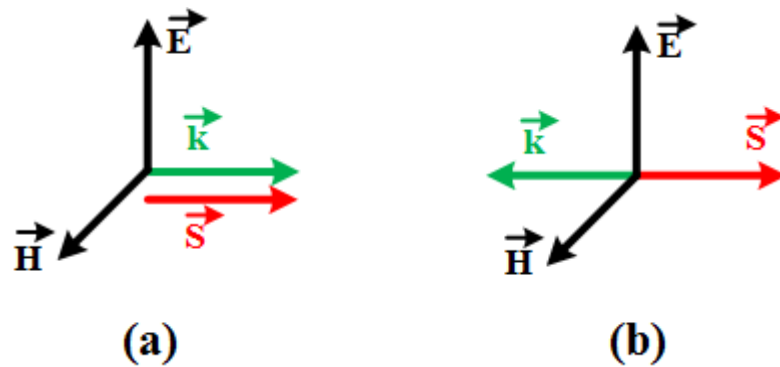


Figure 1-2 : Le trièdre E, H et K d'une onde plane dans (a) un milieu main droite et (b) milieu main gauche.

En 1964, le physicien russe Victor Veselago a publié un article, par la suite traduit en anglais en 1968 [16], dans lequel il présente l'étude de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu dont à la fois la perméabilité et la permittivité sont négatives ($\mu < 0$, $\varepsilon < 0$). Il a prédit qu'un tel matériau aurait des propriétés anormales, permettant :

- L'inversion de la loi de la réfraction de Snell-Descartes.
- L'inversion de l'effet Doppler.
- L'inversion du rayonnement de Cherenkov.

Pendant de nombreuses années le travail de Veselago a été ignoré, du fait qu'aucun matériau DNG n'existait dans la nature.

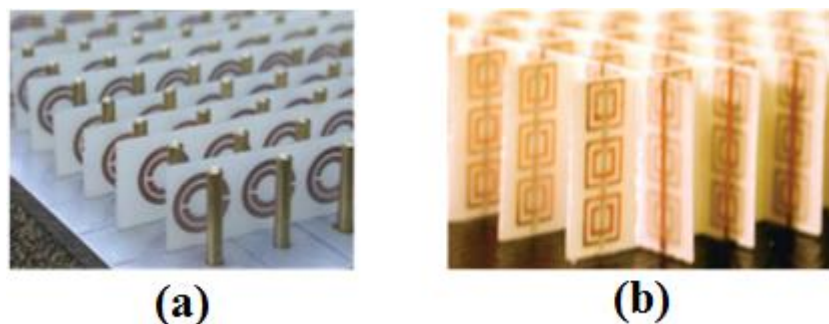


Figure 1-3 : (a) Le premier métamatériau de D. Smith et J. Pendry [19]. Droite : Le métamatériau réalisé dans le laboratoire de Boeing permettant d'avoir un indice négatif autour de 10 GHz [17].

Ce n'est qu'en 2000, suite à 2 articles de J. B. Pendry [18, 19], que le premier matériau DNG a été réalisé et testé par l'équipe de David Smith de l'Université de San Diego en Californie [20]. Dans ce matériau, la cellule élémentaire est composée d'un réseau de fils de cuivre se comportant comme un plasma électrique ($\varepsilon < 0$) et d'un réseau de résonateur SRR (Split Ring Resonator), en forme d'anneau métallique se comportant comme un plasma magnétique ($\mu < 0$) (Figure 1-3). Ces deux

structures avaient été proposées par J. Pendry. La combinaison des deux a permis d'obtenir un matériau DNG.

Un autre métamatériau a été réalisé dans les laboratoires de Boeing à Seattle [17] où le phénomène de réfraction négative a été également observé, démontrant ainsi que le matériau présentait à la fois une permittivité et une perméabilité négatives autour de 10 GHz.

1.3. Deux applications phares des métamatériaux

Durant ces dix dernières années, de nombreux groupes de recherche ont exploré diverses applications des métamatériaux dans des domaines très variés allant du militaire au médical en passant par l'aérospatial et les télécommunications. Ici, nous citerons deux applications phares des métamatériaux.

1.3.1 Lentille parfaite ou super lentille

Un matériau DNG idéal peut être utilisé pour concevoir un dispositif focalisant appelé super-lentille avec un indice de réfraction négatif. Cette super lentille permettrait de surmonter les limites de diffraction des milieux à indice positif habituel, comme le souligne John Pendry dans [21, 22, 23]. En réalité il ne s'agit pas réellement d'une lentille au sens classique du terme. En effet, la réfraction négative permet de focaliser une onde en utilisant une structure DNG plane avec $\mu = -1$ et $\varepsilon = -1$, telle que montrée sur la **Figure 1-4**. Un tel dispositif peut être utilisé à des fins biomédicales, pour l'imagerie sub-longueur d'onde et la bio-détection [24, 25].

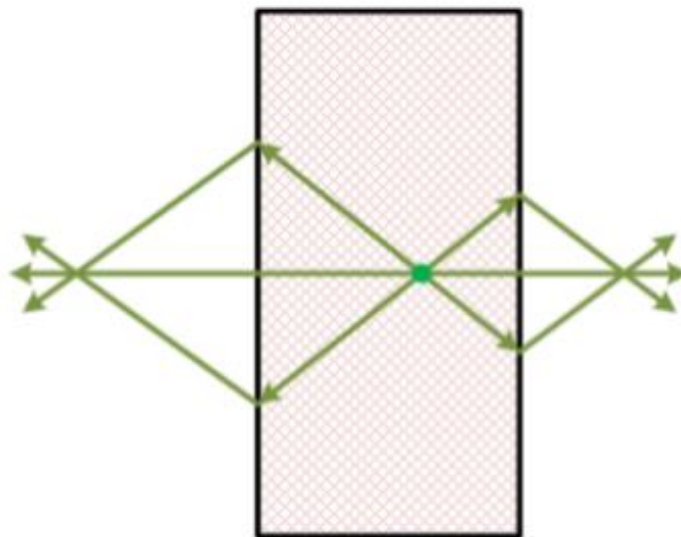


Figure 1-4 : Un milieu d'indice de réfraction négatif plie la lumière à un angle négatif de la normale.

En 2004, Grbic et *al.* fut le premier à avoir validé expérimentalement une lentille parfaite autour de 1 GHz à l'aide d'un métamatériau plan à indice négatif [26]. Cette lentille est constituée de grille de lignes microrubans imprimées sur un substrat. Ces lignes microrubans sont chargées par des condensateurs et des inductances permettant d'obtenir un indice négatif et ainsi de réaliser la lentille parfaite, tel que montré sur la Figure 1-5.

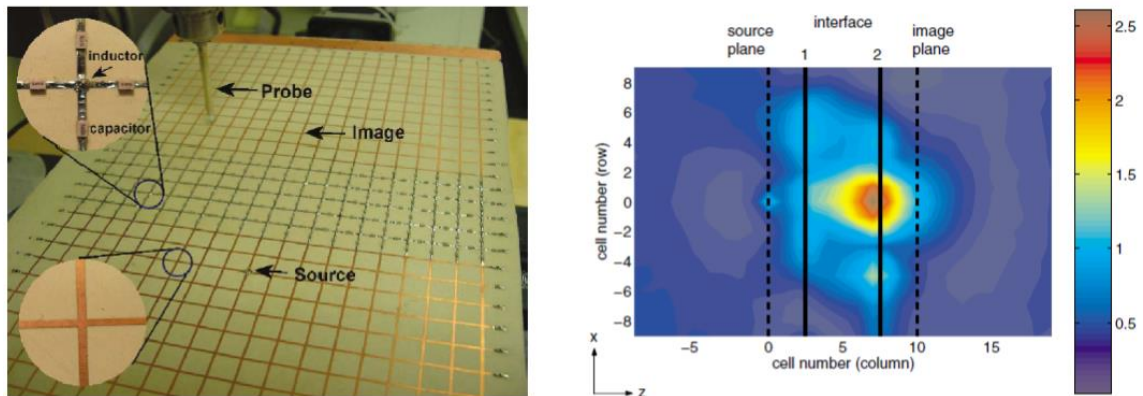


Figure 1-5 : Première super lentille réalisée par Grbic et al. fonctionnant autour de 1 GHz [26].

En 2005 l'équipe de X. Zhang et *al.* De l'université de Berkeley a réalisé la première lentille parfaite en optique par l'excitation des plasmons de surface [27]. Cette super lentille a permis d'obtenir une résolution de l'ordre d'un sixième la longueur d'onde.

1.3.2. Cape d'invisibilité

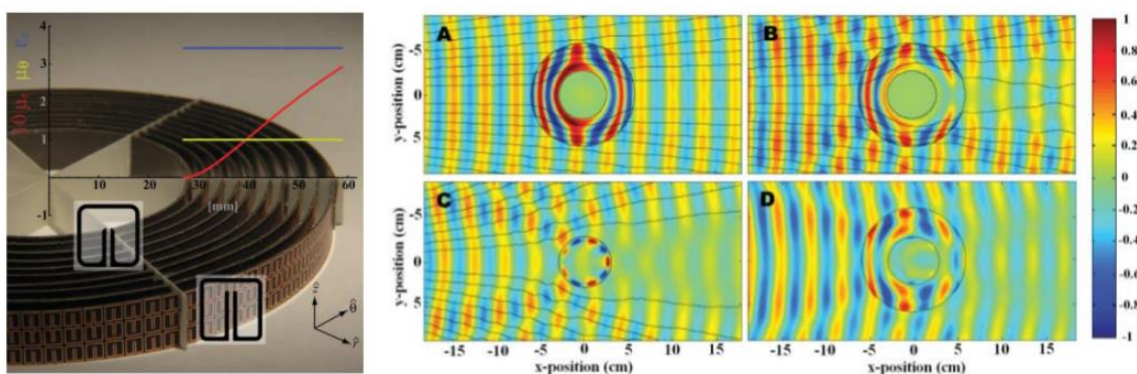


Figure 1-6 : Démonstration expérimentale de la première cape d'invisibilité en micro-ondes [28].

Alors que cette application ne semblait possible que dans les ouvrages de science-fiction, l'invisibilité est devenue une réalité grâce aux métamatériaux et au concept de l'optique de transformation détaillé dans la partie suivante (1.4). En 2006, l'équipe de D. Smith a réalisé la première cape d'invisibilité en micro-ondes d'après une nouvelle proposition théorique de J. Pendry

[29]. Cette cape a permis de rendre invisible un objet placé dans sa partie centrale, tel que montré sur la Figure 1-6. Suite à cette première démonstration, de nombreuses équipes de recherche ont pu développer d'autres capes d'invisibilité permettant de rendre différents objets "invisibles" sur certaines bandes de fréquences [29, 30, 31, 32, 33, 34].

1.4. Dispositifs basés sur le concept de l'optique de transformation

L'optique de transformation est un outil puissant qui permet de concevoir des dispositifs ayant des propriétés extraordinaires. Introduit en 2006 par l'équipe de Pendry [35] et l'équipe de Leonhardt [36], cet outil mathématique est basé sur l'invariance des équations de Maxwell. Il consiste à calculer les distributions spatiales de la permittivité et la perméabilité de façons à pouvoir contrôler la propagation des ondes après une déformation de l'espace. Ce calcul fournit les tenseurs de perméabilité et permittivité appropriés. En 2006, cet outil a permis à l'équipe de D. Smith de réaliser la première cape d'invisibilité, évoquée dans la partie 1.3. Cependant, ce concept ne permet pas que la réalisation de cape d'invisibilité. Bien au contraire, l'optique de transformation a ouvert un nouveau champ d'application aux métamatériaux, en permettant la réalisation de dispositifs tels que :

- Illusion optique [37, 38, 39, 40, 41, 42].
- Lentilles [43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50].
- Trous noirs artificiels [51, 52].
- Trous de ver artificiels [53, 54].
- Concentrateurs d'ondes électromagnétiques [55, 56, 57].
- Polariseurs de champs [58, 59].
- Guides d'onde [60, 61, 62].

1.5. Métasurfaces

Une métasurface est une version bidimensionnelle d'un métamatériau, constituée d'un réseau périodique de cellules sub-longueur d'onde, et dont l'épaisseur est très petite devant la longueur d'onde λ .

En pratique, les principaux avantages d'une métasurface est qu'elle est plus mince et donc plus facile à fabriquer que les métamatériaux, mais aussi qu'elle présente des propriétés particulières de transmission et de réflexion. Par exemple, une métasurface peut être imprimée directement sur un substrat PCB. De plus, l'épaisseur ultra-mince diminue fortement les pertes diélectriques indésirables en transmission. En d'autres termes, les métasurfaces peuvent palier certaines contraintes rencontrées dans les métamatériaux.

Par conséquent, les métasurfaces offrent la possibilité d'avoir des structures moins encombrantes, plus faciles à concevoir et à plus faibles pertes.

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, de la phase, de transmission et de réflexion, de la polarisabilité, de la susceptibilité et de l'impédance de l'onde [63].

1.6. Applications générales 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, je parlerai de manière générale des avancées et applications majeures des métasurfaces. Ensuite, j'aborderai un peu plus en détail les applications des métasurfaces pour les antennes, en citant les groupes de recherche les plus influents dans le domaine

1.6.1 Réflexion et réfraction anormales

L'avènement des métasurfaces a amené à revoir les lois de réflexion et de réfraction formalisée théoriquement par Descartes au 17^{ème} siècle dans son célèbre ouvrage « La Dioptrique » [64].

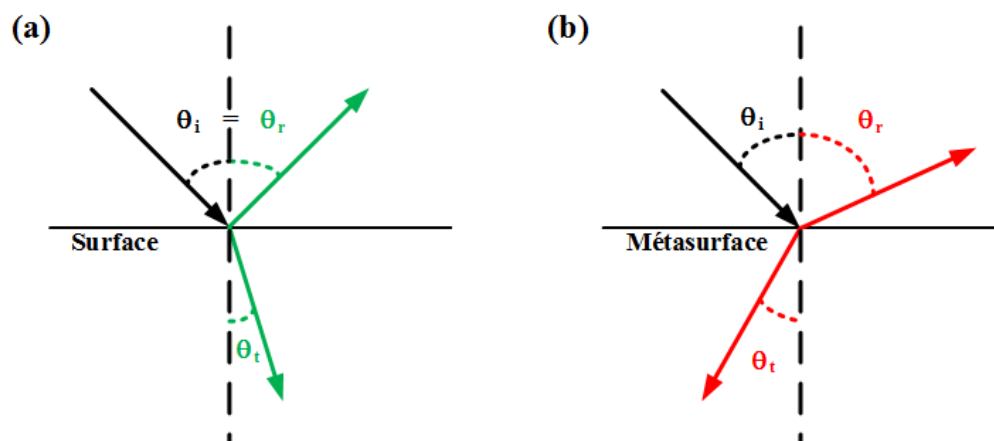


Figure 1-7 : Schéma illustrant une réflexion et une réfraction (a) normale et (b) anormale.

Lorsqu'une onde électromagnétique plane rencontre une frontière entre deux milieux homogènes avec des indices de réfraction différents, elle est décomposée en un faisceau réfléchi qui se propage vers le premier milieu et un faisceau transmis qui se déplace dans le second milieu, tel que montré sur la Figure 1-7 (a). Les coefficients de réflexion et de transmission et leurs directions sont déterminés par la loi de Descartes :

$$\begin{cases} \theta_i = -\theta_r \\ n_i \sin \theta_i = n_t \sin \theta_t \end{cases} \quad (1)$$

Cependant, si l'interface est une métasurface formée par un réseau de résonateurs sub-longueur d'onde non uniformes, les coefficients de réflexion et de transmission seront alors considérablement modifiés parce que les conditions aux limites sont modifiées, tel qu'illustré sur la Figure 1-7 (b). Ces modifications amènent un changement de phase des ondes transmises et réfléchies.

En 2011, l'équipe de Federico Capasso a développé une généralisation des lois de réflexion et de réfraction applicable aux métasurfaces [65]. Pour valider expérimentalement ces lois généralisées, l'équipe a conçu une métasurface constituée de diffuseurs miniatures en forme de V capables de modifier de façon contrôlable la phase des ondes réfléchies. L'approche consiste à utiliser les dispersions de la structure en V, c'est-à-dire, pour une longueur d'onde fixe une variation de la géométrie, tel que montré dans la Figure 1-8 (b) permet une variation de la phase. Il faut tout de même noter que les amplitudes de diffusion doivent être les mêmes pour tous les diffuseurs et l'espacement entre deux diffuseurs doit être inférieur à la longueur d'onde. Ces conditions, assurent que la superposition des ondes sphériques, émanant des cellules élémentaires, donne lieu à des ondes

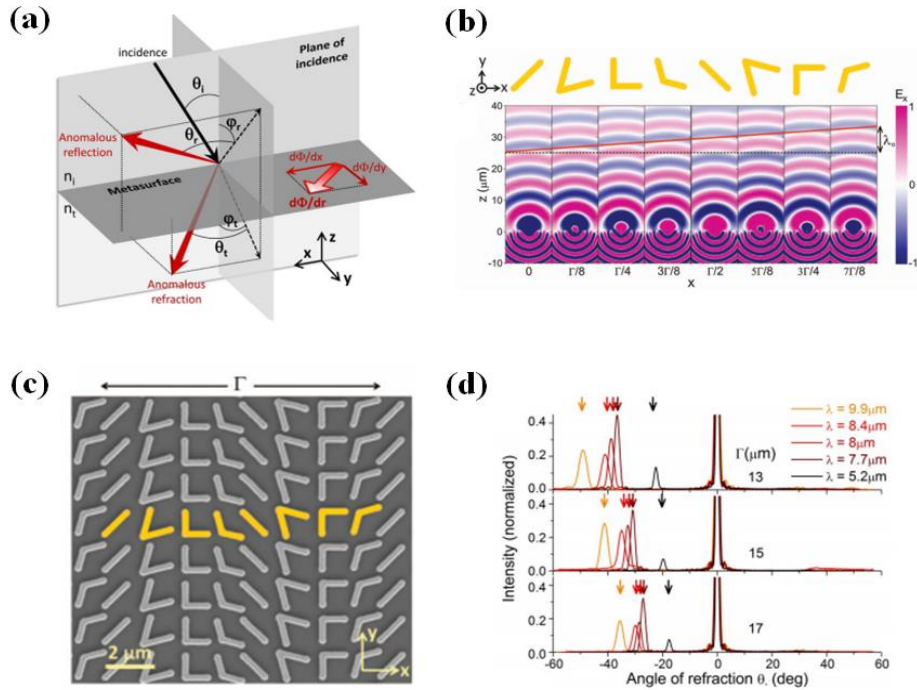


Figure 1-8 : Validation expérimentale de la réflexion et de la réfraction anormale [65].

1.6.2. Contrôle de polarisation

Une des fonctionnalités intéressantes qu'on peut obtenir avec des métasurfaces est le contrôle de la polarisation. Cette approche a suscité un intérêt croissant ces dernières années. En effet, la

possibilité d'ajuster un retard de phase couvrant toute la plage 2π permet également de contrôler l'état de la polarisation. On peut ainsi convertir une polarisation linéaire en circulaire [66, 67, 68, 69], changer le sens de rotation de la polarisation circulaire [70] ainsi que la rotation d'une polarisation linéaire (horizontale en verticale et vice-versa) [71, 72].

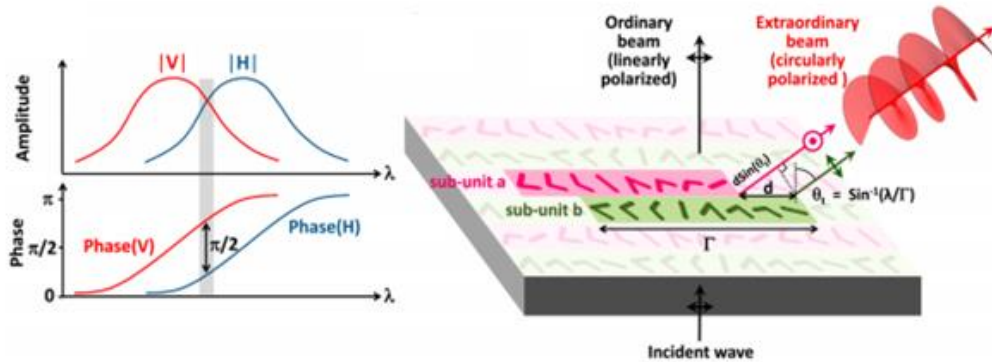


Figure 1-9 : Métasurface permettant de convertir une polarisation linéaire en polarisation circulaire [66].

Dans ce contexte, nous citons les travaux de Capasso et *al.* [66], où une métasurface a été conçue pour convertir une polarisation linéaire en polarisation circulaire, tel que montré sur la Figure 1-9. La polarisation circulaire est obtenue en générant un retard de phase de 90° entre les composantes horizontales et verticales du champ E.

1.6.3 Métasurface de 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 [73]. Par la suite, Schelkunoff développa une forme plus rigoureuse du principe de Huygens, nommé principe de surface équivalente [74]. Ce principe donne la relation entre les courants de surface (électriques et magnétiques) et les champs de deux régions de l'espace séparées par une surface fermée S (régions I et 2 de la Figure 1-10 (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 de contrôler les courants de surface et ainsi l'onde transmise. Pour plus de clarté, nous citerons en exemple le travail d'A. Grbic [75], dans lequel une métasurface fonctionnant en optique a été conçue. L'objectif de ce travail est de générer à partir d'une onde incidente normale une réfraction

de l'onde transmise à un angle θ , tel que montré sur la Figure 1-10 (c) et (d). La structure de la cellule unitaire utilisée est présentée sur la Figure 1-10 (b).

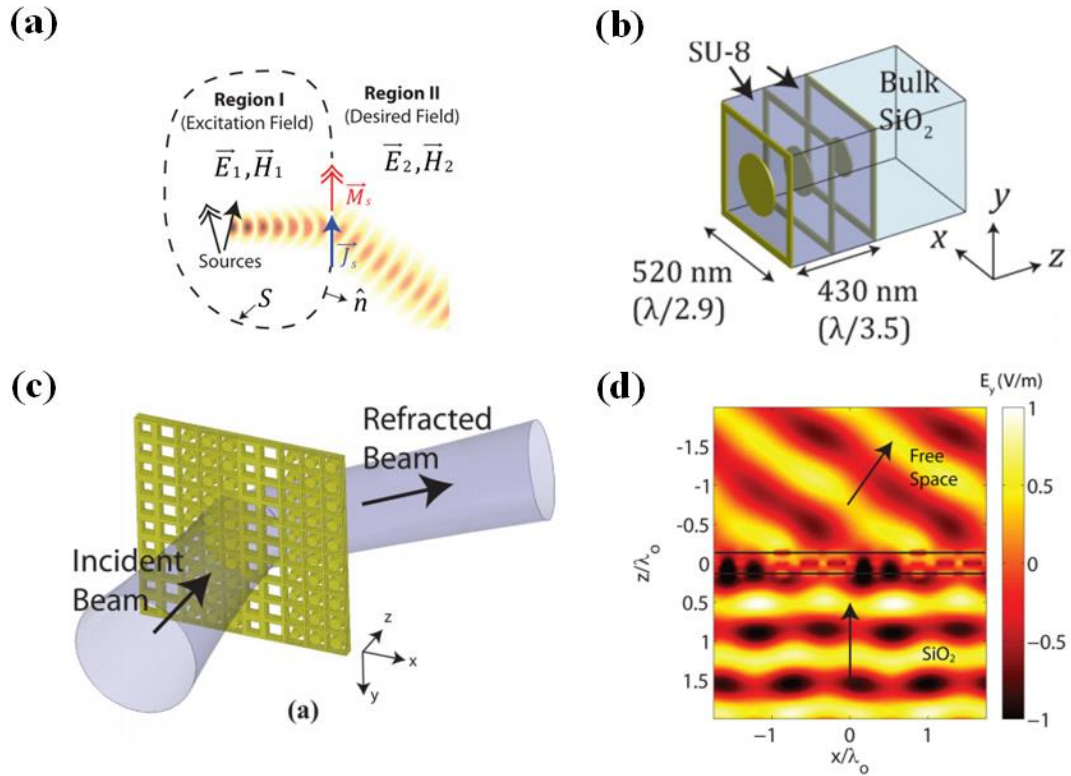


Figure 1-10 : Métasurface de Huygens permettant de réfracter une onde incidente normale [75] [76].

1.6.4. Métasurfaces pour le contrôle de 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 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 [77]. 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 1-11 montre une métasurface constituée d'un réseau de nano-antennes permettant de produire en infrarouge une image holographique en réflexion.

D'autres mises en forme complexes des fronts d'onde peuvent également être réalisés par des métasurfaces, tel que des moments angulaires orbitaux [78], des vortex [79], etc....

Pour finir, nous avons cité quelques applications des métasurfaces. Cependant, il faut souligner que le fait de citer tous les groupes et les œuvres publiées relève de l'impossible, même si le choix serait

limité qu'aux travaux les plus importants. Les métasurfaces en général sont relativement récentes et beaucoup de possibilités restent encore à explorer.

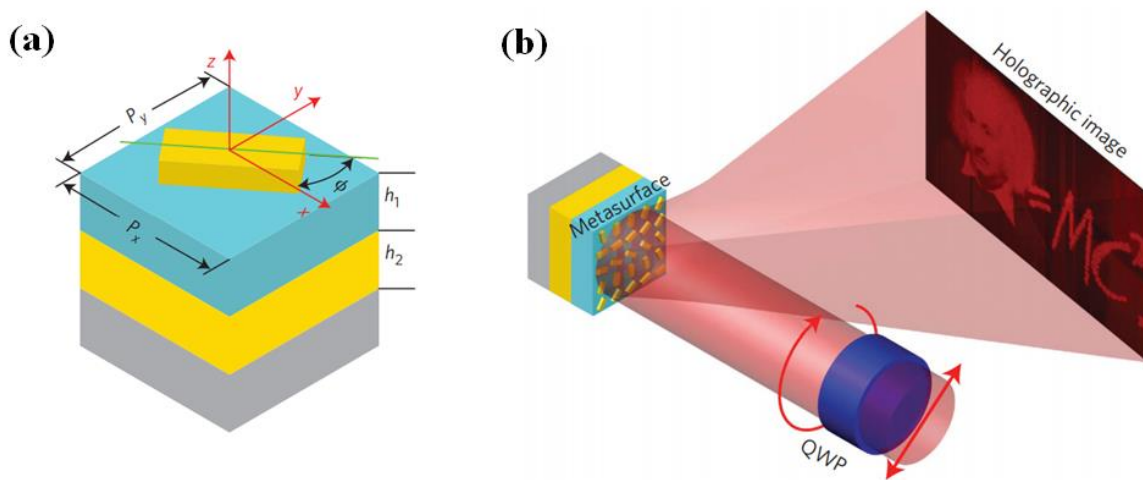


Figure 1-11 : Métasurface alimenté par une source laser $\lambda = 676 \text{ nm}$ générant en réflexion une image holographique [77].

1.7 Applications des métamatériaux et métasurfaces dans le domaine des antennes

Dans cette partie, je passerai en revue les travaux des différents groupes de recherches influents dans le domaine des métamatériaux et des métasurfaces pour les antennes. Pour cela, je parlerai de dispositifs tels que des polariseurs, des antennes-lentilles et des absorbants ... etc.

1.7.1. Groupe de D. Sievenpiper

Pour commencer, il est impossible voire incontournable de faire un état de l'art sur les métasurfaces pour des applications antennaires, sans citer les travaux de D. Sievenpiper de l'université de San Diego, connu pour sa proposition des surfaces à haute impédance (SHI) en 1999 dans le cadre de sa thèse.

En 1999, D. Sievenpiper présenta la première SHI [80], dont la structure périodique se compose d'un motif métallique élémentaire de forme hexagonale relié à un plan de masse par un via métallique, comme montré sur la Figure 1-12 (a).

Cette structure est caractérisée par le fait qu'elle conduit des courants continus, mais ne conduit pas de courant alternatif sur une bande de fréquences bien définie, appelée « bande interdite ». Elle permet également une réflexion de l'onde électromagnétique sans inversion de phase, se comportant comme une sorte de conducteur magnétique, mais artificiel.

Ces propriétés uniques peuvent être utilisées pour résoudre une variété de problèmes en électromagnétisme, y compris pour la réalisation de nouveaux types d'antennes. Nous citons par exemple, le cas le plus simple d'un monopôle vertical, comme présenté sur la Figure 1-12 (b). Sur un plan de masse infiniment grand, une antenne de ce type aurait idéalement un diagramme de rayonnement en forme d'une demi sphère, avec un nul sur l'axe du fil, et aucun rayonnement dans le sens arrière. Cependant, en réalité le plan de masse est toujours fini, et ses bords contribuent au diagramme de rayonnement. En plus des ondes propagatives dans l'espace, l'antenne génère des ondes de surface sur le plan de masse, qui rayonnent ensuite à partir des bords et des coins. Les rayonnements provenant du monopôle et des bords du plan de masse interfèrent pour former une série de lobes multi-trajets et des nuls sous différents angles. Les bords rayonnent également vers l'arrière. Si le plan de masse métallique est remplacé par une SHI, comme le montre la Figure 1-12 (c), les ondes de surface ne se propagent plus. Ainsi, les interférences créées par les bords sont supprimées donnant un diagramme de rayonnement sans distorsions, avec moins de rayonnement arrière.

Dans le cadre d'un autre travail Sievenpiper a également réalisé un réflecteur reconfigurable [81]. La reconfigurabilité est obtenue par l'incorporation de diodes varactors entre chaque cellule. L'incorporation de ces diodes permet de modifier la réponse électrique de chaque cellule considérée comme un résonateur LC. La réponse de chaque cellule est ainsi commandée indépendamment, donnant une métasurface totalement reconfigurable. En appliquant un gradient de phase le long de cette métasurface, il a été démontré que l'angle de dépointage pouvait être contrôlé et couvrir un balayage de 0° à 45° , comme illustré sur la Figure 1-13.

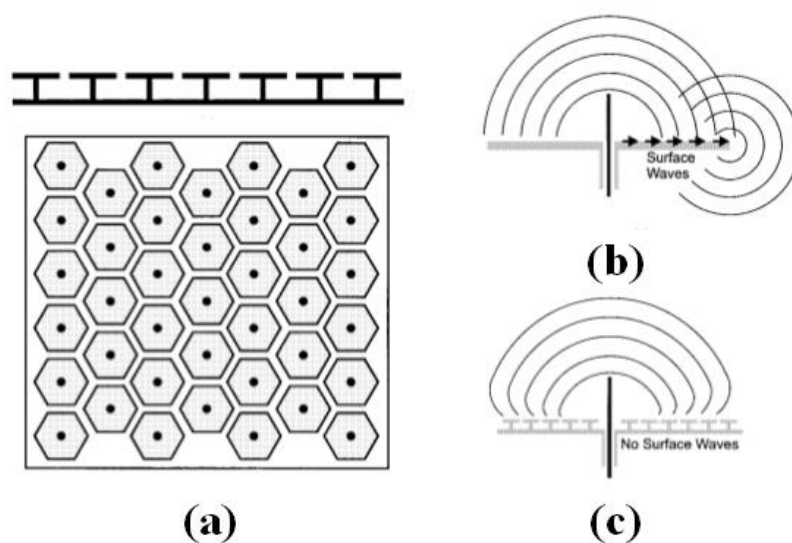


Figure 1-12 : SHI utilisée comme plan de masse d'une antenne monopole permettant de supprimer les ondes de surface [80].

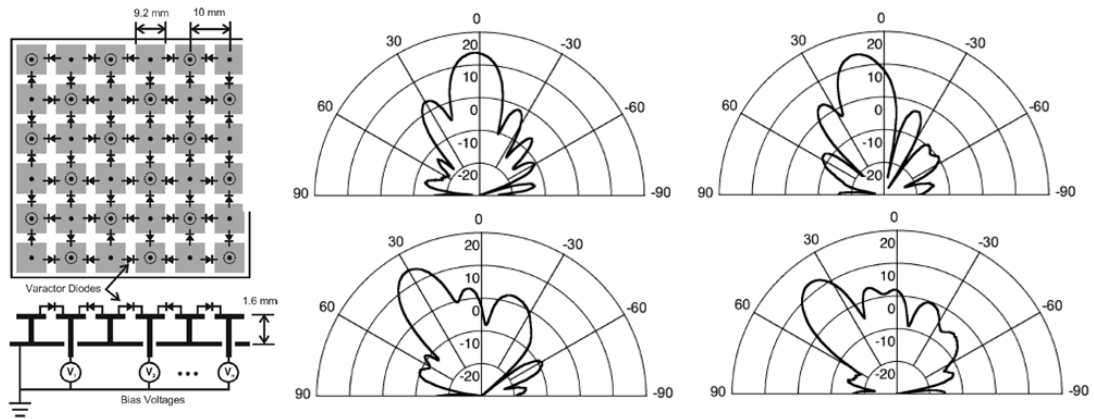


Figure 1-13 : Métasurface reconfigurable utilisée comme reflectarray [81].

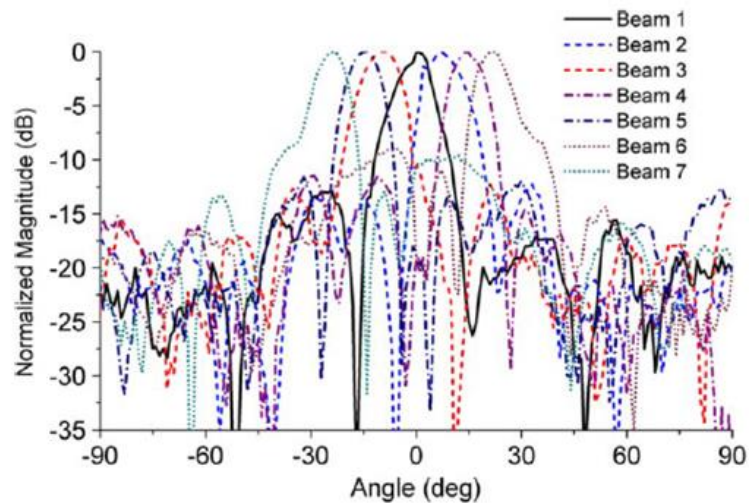
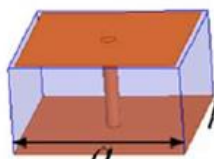
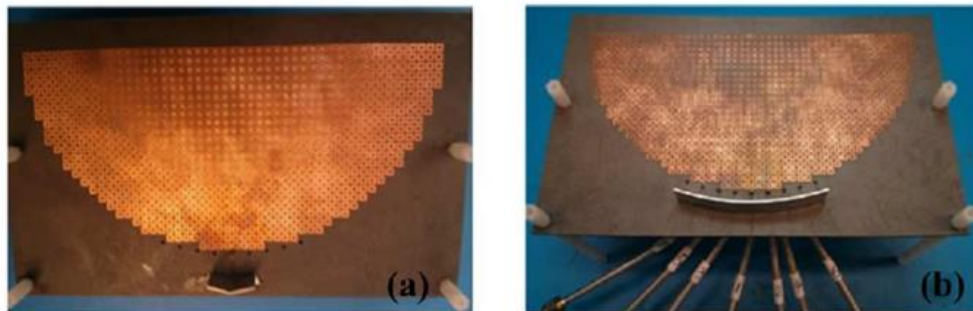


Figure 1-14 : Demi-lentille de Maxwell Fish Eye permettant de réaliser une antenne directive [82].

Dans le cadre d'une autre étude [82], l'équipe de Sievenpiper a réalisé une antenne-lentille de Maxwell Fish Eye fonctionnant autour de 13 GHz. La structure de la cellule unitaire présentée sur

la Figure 1-14 a permis de réaliser le profil d'indice de réfraction nécessaire pour la réalisation de cette lentille. Cette antenne-lentille permet de générer de multiples faisceaux grâce à des monopoles positionnés en arc autour de la lentille. Chaque monopole permet de réaliser un dépointage à un angle donné. Cette lentille offre la possibilité de couvrir un balayage pouvant atteindre 45° avec un gain de 14 dBi.

L'équipe travaille également sur d'autres thématiques telles que :

- Des absorbants actifs [83, 84, 85]
- Des métasurfaces permettant le contrôle des ondes surfaciques [86, 87, 88].
- Des lentilles pour la mise en forme du rayonnement [89].

1.7.2. Groupe de Stefano Maci

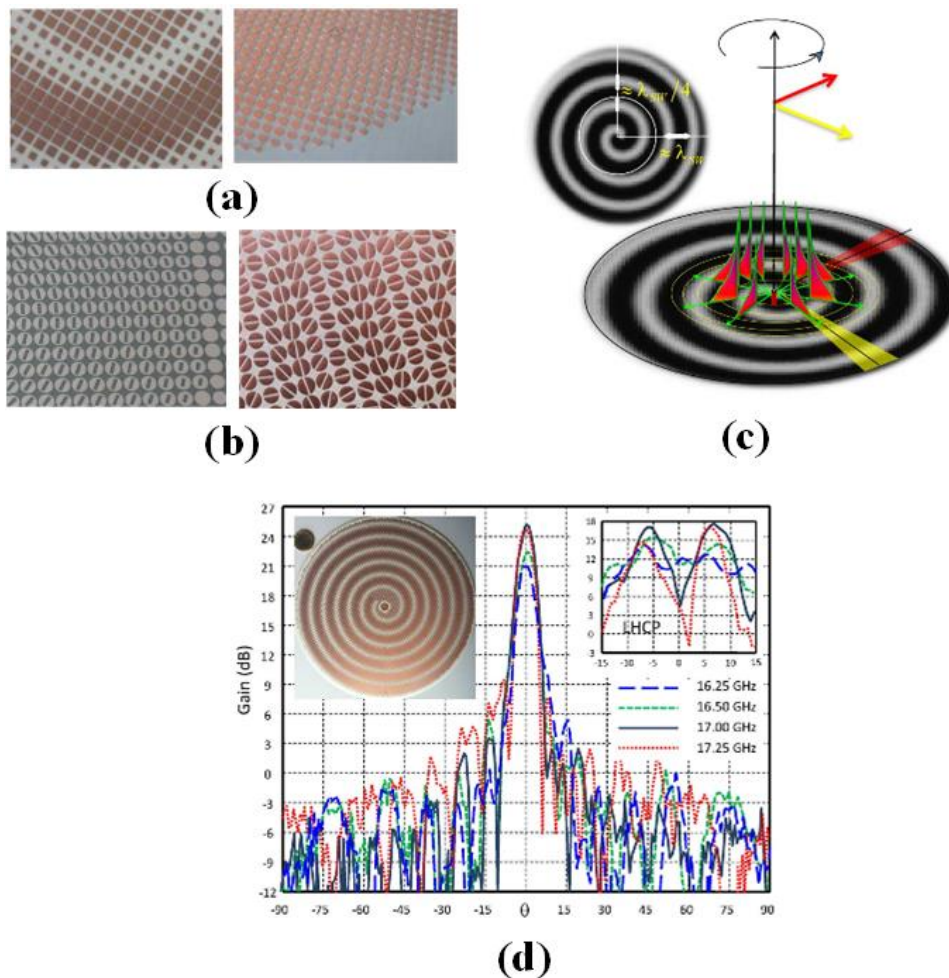


Figure 1-15 : Métasurface modulée permettant de produire de la polarisation circulaire droite autour de 17 GHz [90] [91] [92].

L'équipe de S. Maci de l'université de Sienne en Italie est connue pour sa grande contribution dans le domaine des métasurfaces permettant la transformation d'ondes de surfaces en ondes rayonnées. L'équipe travaille essentiellement sur la modulation d'impédance des métasurfaces suivant une technique holographique détaillée dans les références [92, 91]. La modulation est obtenue en variant les dimensions des cellules unitaires. Ces cellules unitaires peuvent être des patches en forme carrées ou circulaire, tel que montrés sur les Figure 1-15 (a) et (b).

En exemple, je citerai une métasurface réalisée par cette équipe permettant de générer en champ lointain un diagramme de rayonnement directif en polarisation circulaire droite, ce dispositif fonctionnant autour de 17 GHz a été réalisé en modulant l'impédance de la métasurface. Cette modulation donne une distribution en forme spirale, tel que montré sur la Figure 1-15 (c) et (d).

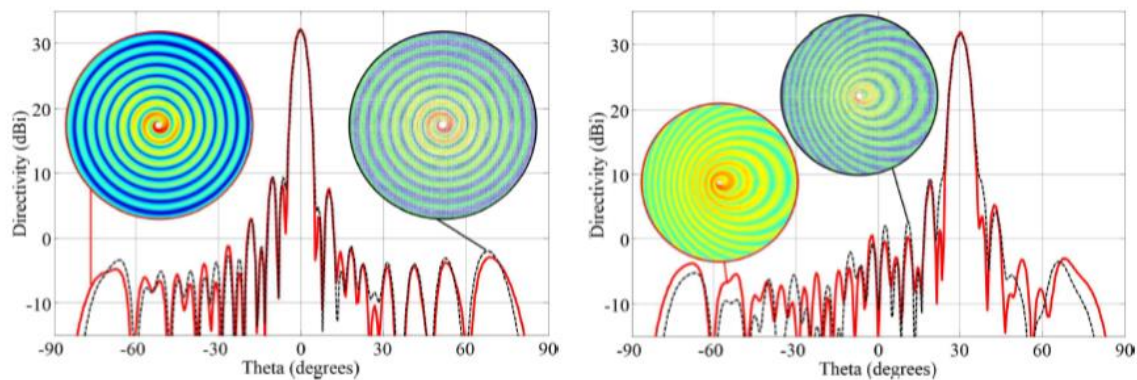


Figure 1-16 : Métasurface permettant de réaliser du dépointage en modulant l'impédance [93].

En partant du même principe de modulation d'impédance (Figure 1-16), l'équipe a réalisé des métasurfaces permettant de dépointer le faisceau [93].

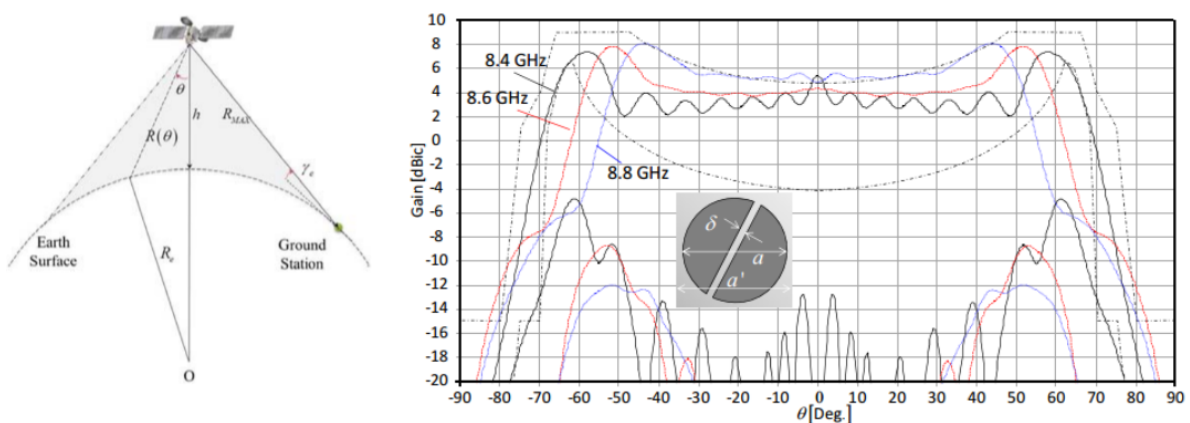


Figure 1-17 : Mise en forme du rayonnement en forme conique pour des applications de satellites en orbite terrestre basse [94].

D'autres applications sont également possibles avec ce type de métasurface, tel que la mise en forme

du rayonnement pour des applications spatiales. La Figure 1-17 montre une antenne plate ayant un rayonnement de forme conique [94]. Ce type de rayonnement est adapté aux satellites en orbite terrestre basse.

1.7.3. Groupe d'Anthony Grbic

L'équipe d'A. Grbic de l'université du Michigan aux Etats-Unis, travaille sur différents types de métasurfaces. En micro-onde, elle développe des métasurfaces dites de Huygens dont le principe a été introduit dans la partie 1.6.3. Ces métasurfaces permettent de contrôler les fronts d'ondes, tel que réalisé dans [76]. La métasurface présentée dans la Figure 1-18 permet de dépointier les ondes transmises à 45° par rapport à la normale. Ces métasurfaces peuvent être utilisées comme des « transmittarrays » pour des applications antennaires, pour le fait qu'elles présentent une efficacité très élevée (de l'ordre de 90 %) et un dépointage pouvant atteindre 80° [76].

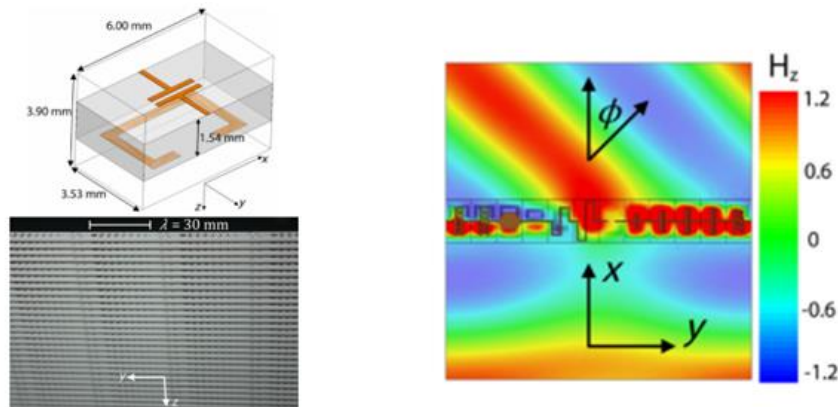


Figure 1-18 : Métasurface de Huygens permettant le dépointage du front d'onde à 45° , fonctionnant autour de 10 GHz [76].

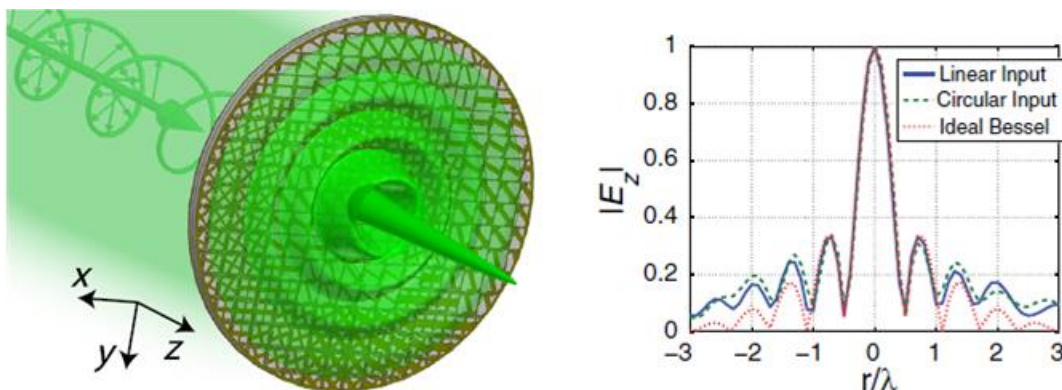


Figure 1-19 : Métasurface permettant de générer un faisceau de Bessel autour de 10 GHz [95].

Cette équipe travaille également sur des métasurfaces permettant de générer des faisceaux de Bessel [95] (Figure 1-19). Il faut rappeler qu'un faisceau de Bessel est un faisceau dont l'amplitude est répartie suivant une fonction de Bessel. Il est caractérisé par le fait qu'il se propage sans diffraction.

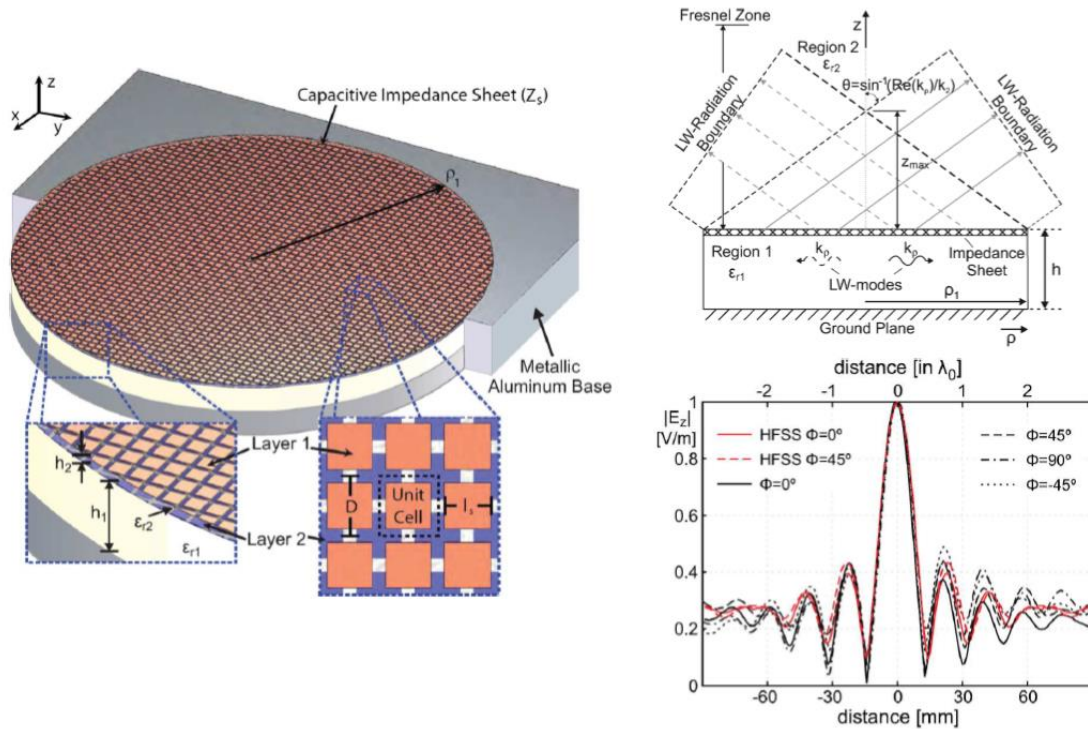


Figure 1-20 : Guide d'onde à fuite permettant de générer des faisceaux de Bessel [96].

Dans le même contexte, l'équipe a conçu un guide à onde de fuite permettant de générer des faisceaux de Bessel autour de 10 GHz [96]. Ce guide d'onde se compose d'un réseau de patch carrée imprimés sur les deux faces d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse. Le réseau de patch joue le rôle d'une grille capacitive et il est modulé de façon à ce que les ondes rayonnées génèrent les faisceaux de Bessel (Figure 1-20).

Par la suite, la source réalisée dans [96] est combinée à une métasurface jouant le rôle d'une lentille [96]. Cette combinaison a permis de réaliser une antenne-lentille compacte dont l'épaisseur est faible devant la longueur d'onde avec un gain très élevé de l'ordre de 20 dB, tel que montré sur la Figure 1-21.

Toujours dans le domaine des antennes-lentilles, l'équipe a conçu une antenne large bande basé sur le principe de la lentille de Lüneburg. L'indice de réfraction de cette lentille est contrôlé par la variation des dimensions géométrique des cellules unitaires présentées sur la Figure 1-22. La lentille a été conçue pour fonctionner autour de 13 GHz.

Dans d'autres travaux, l'équipe a développé également des polariseurs [97] et des antennes à ondes de fuites [98, 99].

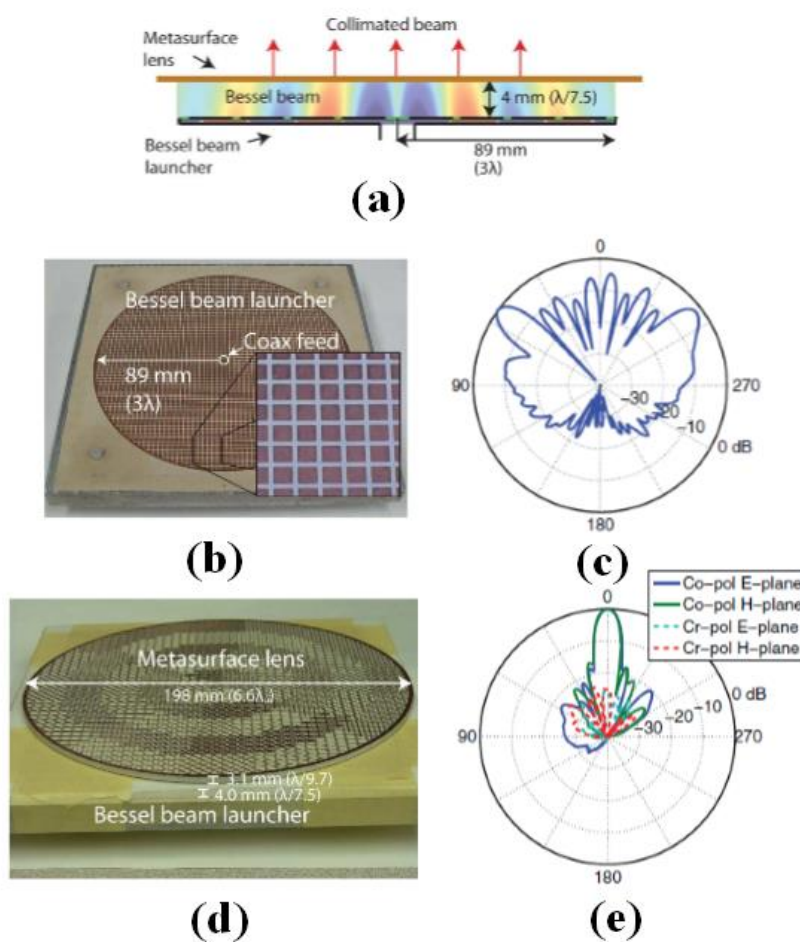


Figure 1-21 : Antenne-lentille ayant comme source des faisceaux de Bessel [96].

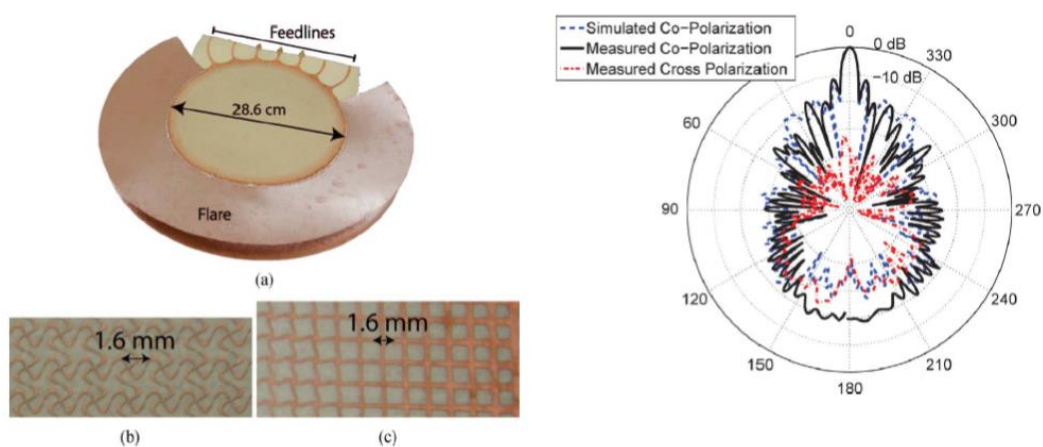


Figure 1-22 : Antenne-lentille de Lüneburg large bande fonctionnant autour de 13 GHz [100].

1.7.4. Groupe de G. Eleftheriades

L'équipe de G. Eleftheriades de l'université de Toronto travaille sur des domaines très variés. Ces dernières années, les travaux de l'équipe s'orientent vers les métasurfaces de Huygens pour des applications antennaires. Dans ce contexte, nous citons un travail intéressant sur les antennes plates [101], où l'équipe a exploité le principe de la surface équivalente évoqué dans la partie 1.6.3, pour convertir efficacement, les champs excités par une source localisée dans une cavité, en un rayonnement très directif.

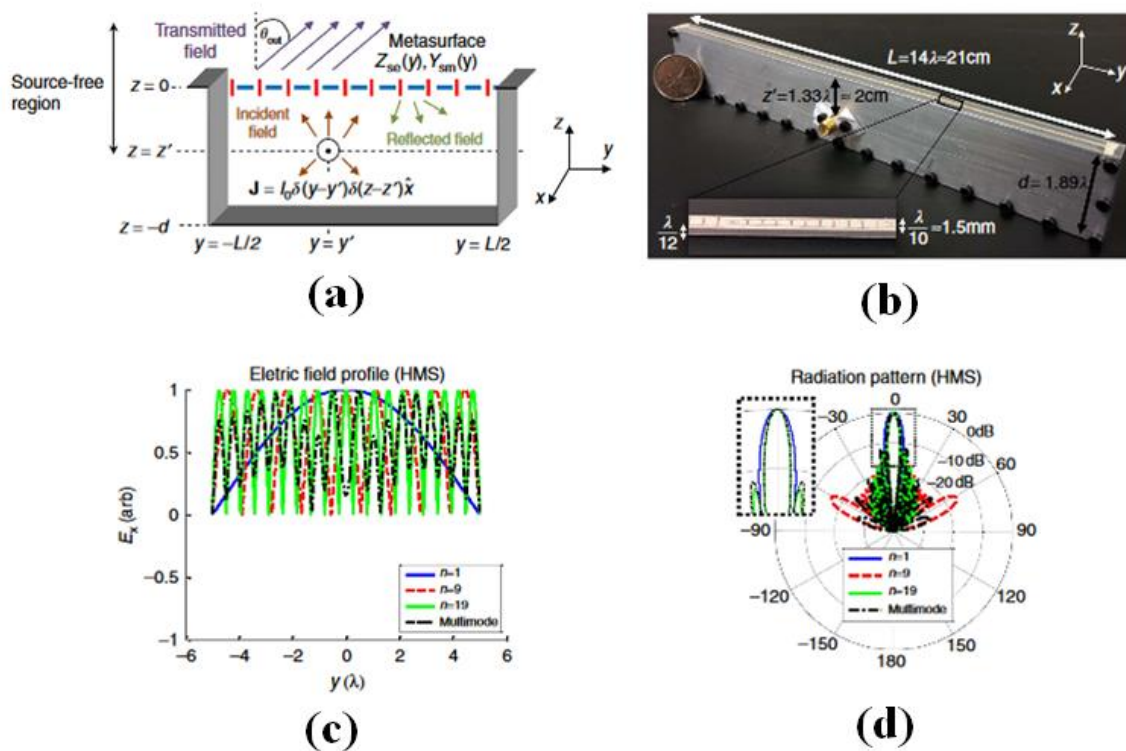


Figure 1-23 : Antenne à cavité ayant comme superstrat une métasurface de Huygens [101].

Pour cela, l'équipe utilise une métasurface de Huygens comme superstrat dans une cavité. L'impédance de chaque cellule unitaire de la métasurface est calculée par le principe de surface équivalente permettant d'obtenir un rayonnement très directif. Les dimensions des parois latérales permettent de contrôler les modes d'excitations, tel que montré sur la Figure 1-23. L'optimisation de l'épaisseur de la cavité et la position de la source permet d'exciter de manière prédominante un mode latéral d'ordre élevé, garantissant ainsi une bonne illumination de la métasurface. Les parois latérales permettent également de supprimer le rayonnement arrière et ainsi d'augmenter l'efficacité de l'antenne tout en préservant les avantages d'une antenne avec une seule source d'excitation et à faible profil. Les diagrammes de rayonnements présentés dans la Figure 1-23, montrent que plus

la métasurface est illuminée par un mode d'un ordre supérieur plus le rayonnement est directif et plus les lobes secondaires sont réduits.

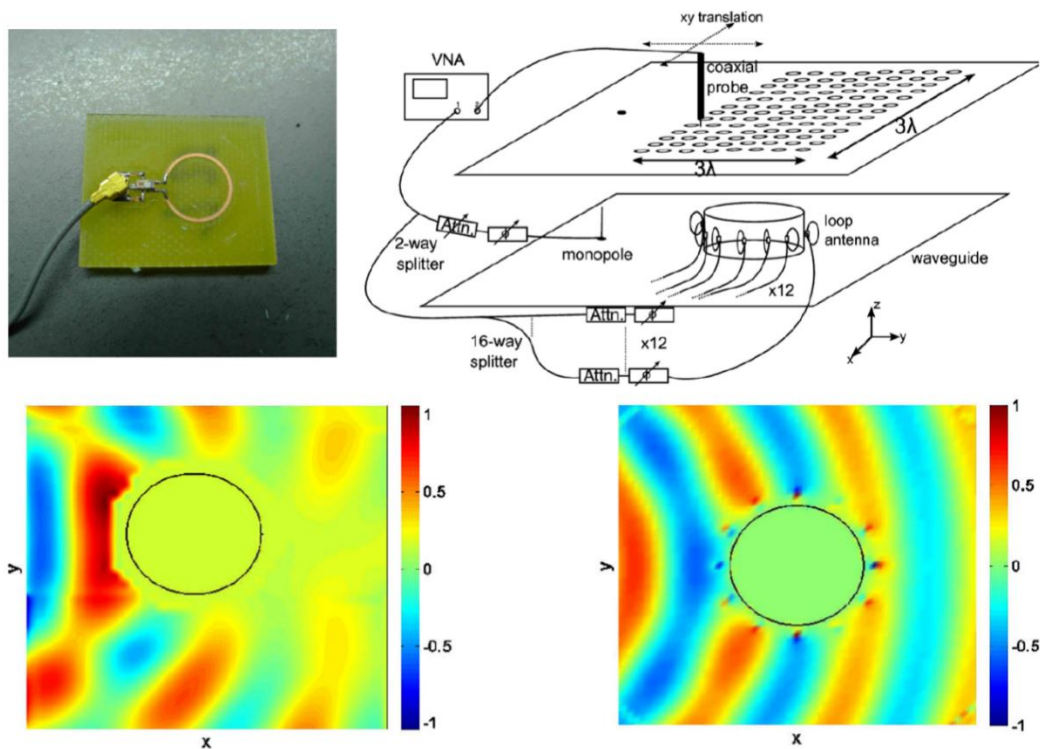


Figure 1-24 : Cape d'invisibilité active réalisé autour de 1.5 GHz [102].

En s'appuyant sur le principe de la surface équivalente, l'équipe a également développé une cape d'invisibilité active [102]. Cette cape utilise un ensemble de sources élémentaires permettant d'annuler les champs dispersés par le cylindre. Les sources élémentaires sont des dipôles électriques et magnétiques. Ces dipôles suppriment les dispersions arrière et génèrent les fronts d'onde équivalents à l'avant. La cape a été validée expérimentalement autour de de 1.5 GHz (Figure 1-24). Des métasurfaces de Huygens ont également été utilisées pour contrôler la polarisation d'une onde électromagnétique [103].

L'équipe développe également d'autres dispositifs autres que les métasurfaces de Huygens :

- Des antennes à onde de fuite [104, 105, 106]
- Des antennes classiques dont les performances sont améliorées par des inclusions de métamatériaux [107, 108, 109, 110, 111].
- La réduction du couplage mutuel [112].

Il faut notamment rappeler que l'équipe a été la première à valider expérimentalement une lentille parfaite, présentée dans la partie 1.4.

1.7.5. Groupe de Tie Jun Cui

L'équipe de T. J. Cui de l'université Southeast à Nankin en Chine travaille depuis des années sur les métamatériaux et les métasurfaces. Elle est considérée comme l'une des plus grandes équipes dans le domaine. Ces dernières années, l'équipe a développé un nouveau concept appelé métasurfaces digitales ou programmables [113, 114, 115]. Les métasurfaces programmables, sont des métasurfaces dont la réponse en phase de chaque cellule est codée sur un ou plusieurs bits (Figure 1-25 (a)). Ce codage permet de contrôler la métasurface en assignant un séquençement de bits, pour différentes fonctionnalités. En 2014, l'équipe a présenté [113] la première métasurface programmable fonctionnant comme « reflectarray » autour de 10 GHz, tel que montré dans la Figure 1-25 (b). Cette métasurface, se compose de deux types de cellules unitaires, ayant des réponses en phase 0 et π , codé sur 1 bit, «0» et «1», respectivement. La réponse de chaque cellule unitaire ('0' ou '1') est contrôlée par la commutation de la tension appliquée aux diodes. Un FPGA est utilisé pour configurer les distributions de code sur la métasurface. En programmant différentes séquences de codage, une seule métasurface permet de manipuler le rayonnement de différentes manières. Par exemple, elle offre la possibilité de faire du multi-faisceau en assignant des séquences de codage bien définie le long de la métasurface, comme le montre la Figure 1-25.

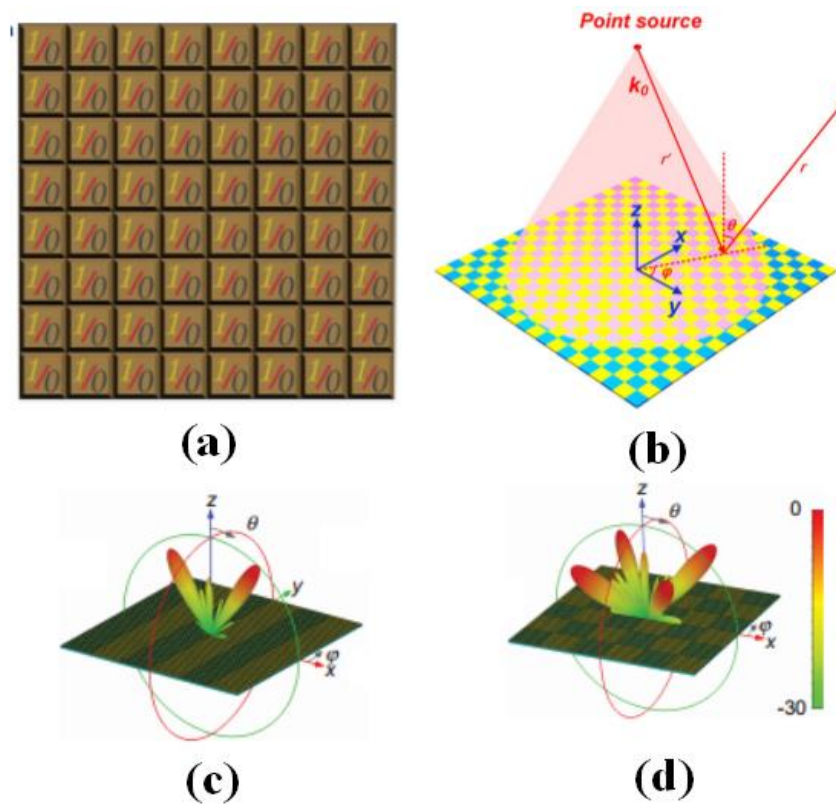


Figure 1-25 : Vue schématique d'une métasurface programmable [113].

Pour plus de degré de liberté, le concept de codage peut être étendu du codage 1-bit au codage 2-bits, dans lequel quatre types de cellules unitaires ont été réalisés avec des réponses de phase de 0 , $\pi/2$, π et $3\pi/2$, codés '00', '01', '10' et '11', respectivement [115].

L'équipe a développé également des lentilles à base de métamatériaux. Dans ce contexte, nous citerons une lentille de Luneburg large bande réalisée en bande X [116]. Cette lentille est constituée de cellules unitaires en forme de I complémentaire ayant des fréquences de résonance très élevées par rapport à 10 GHz. Ces résonances très élevées assurent la stabilité des paramètres effectifs aux fréquences de fonctionnement (bande X dans ce cas). Ce dispositif a été validé expérimentalement et a démontré que la lentille permettait de garder une focalisation constante sur 40 % de bande autour de 10 GHz, tel que montré sur la Figure 1-26.

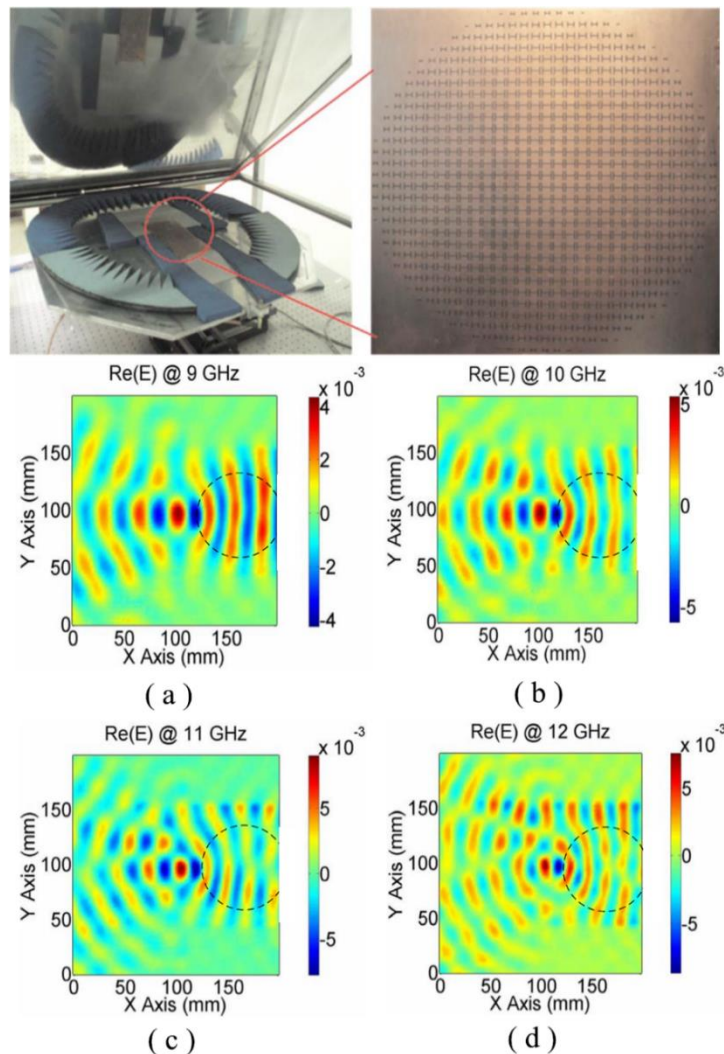


Figure 1-26 : Lentille de Luneburg réalisé grâce à des méta-atomes non résonants permettant de couvrir une large bande de fréquence [116].

Toujours dans le domaine des lentilles, nous citerons également cette lentille à gradient d'indice qui permet de transformer des ondes cylindriques en ondes planes [117]. Le gradient d'indice est réalisé

grâce à la structure présentée sur la Figure 1-27. Cette lentille est mise sur une antenne cornet dans le but d'augmenter sa directivité et de réduire ses lobes secondaires. En ajustant la distribution des indices de réfraction la lentille permet également de dépointer la direction du faisceau principale à 15° , 30° et 45° .

L'équipe travaille également sur des métasurfaces de Huygens. Dans la référence [118], l'équipe propose une métasurface permettant de manipuler indépendamment deux polarisations orthogonales. Cette métasurface de Huygens est constituée de deux couches de substrats diélectriques et de trois couches de structures métalliques, tel que montré sur la Figure 1-28. Chaque structure métallique est composée de deux dipôles électriques orthogonaux et deux dipôles magnétiques orthogonaux. Cette géométrie permet de contrôler indépendamment la phase de la composante du champ électrique verticale et horizontale. Pour valider ce concept l'équipe a conçu une métasurface en bande X qui réfracte une polarisation à 45° et l'autre à -45° .

L'équipe développe également d'autres dispositifs tels que :

- Des polariseurs [119].
- Des métasurfaces permettant de générer des faisceaux de Bessel [120].
- Des antennes-lentilles [121, 122].
- Des métasurfaces holographiques [123].

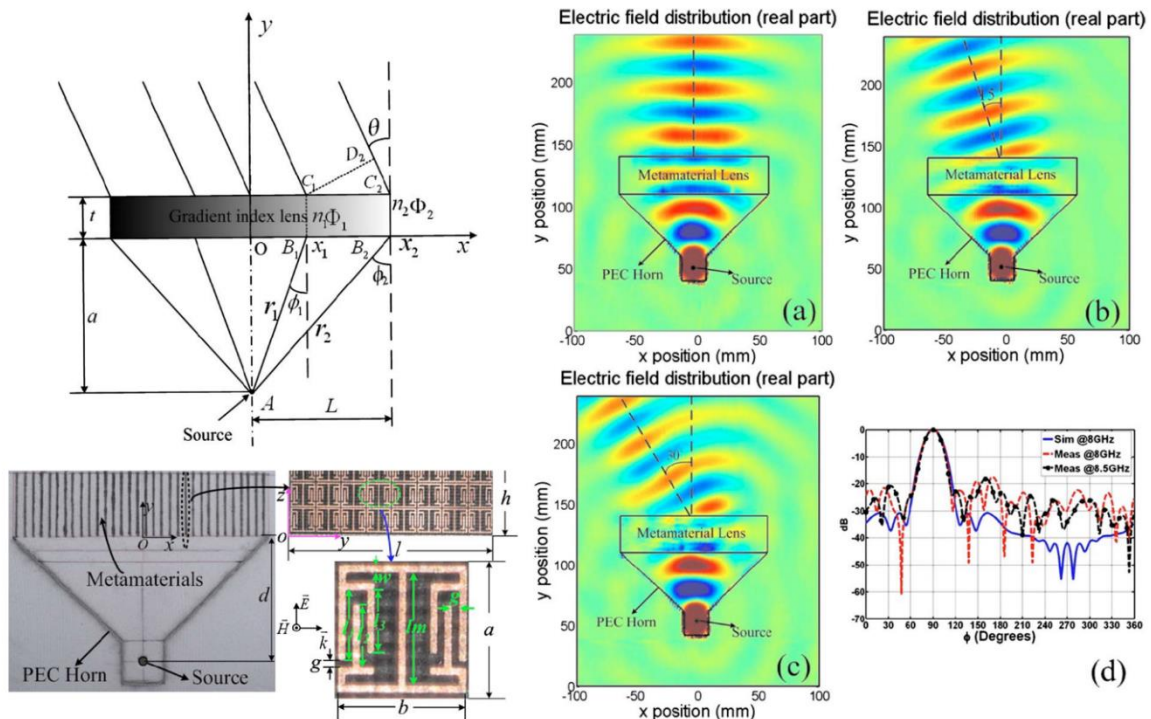


Figure 1-27 : Lentille à gradient d'indice permettant de transformer des ondes cylindriques en ondes planes [117].

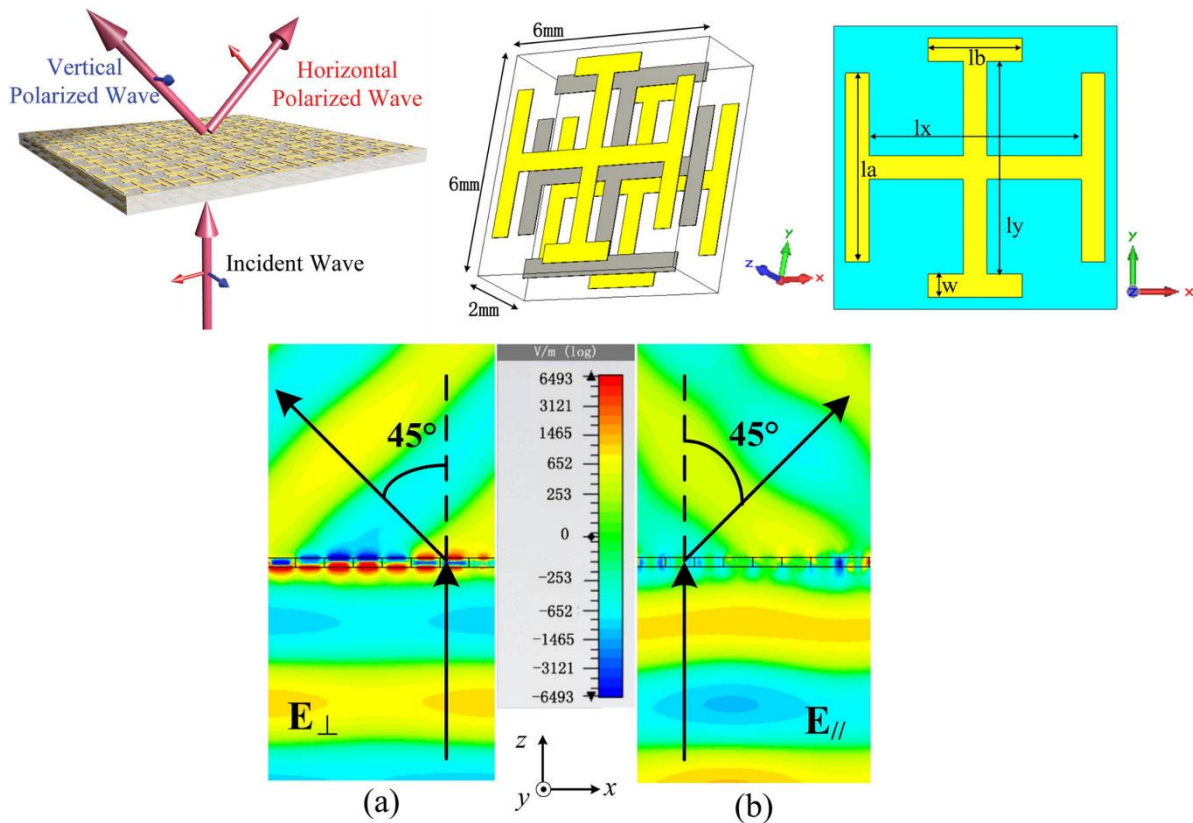


Figure 1-28 : Métasurface de Huygens permettant de contrôler indépendamment deux polarisations orthogonales [118].

1.7.6. Groupe de Douglas Werner

L'équipe de D. Werner de l'université de Pennsylvanie travaille essentiellement sur des antennes à base de métamatériaux. L'équipe développe des revêtements à base de métamatériaux permettant d'améliorer les performances des antennes classiques. Nous détaillons ci-dessous quelques-uns de leurs travaux.

Dans la référence [124], les auteurs proposent une métasurface qui permet d'élargir la bande d'adaptation d'un monopôle, comme le montre la Figure 1-29. Cette métasurface constituée de structures en forme de I est positionnée à une distance bien définie de l'antenne monopôle. Ce positionnement permet de créer un couplage entre la métasurface et l'antenne. Ce couplage permet d'exciter d'autres résonances à des fréquences plus élevées sans affecter le mode fondamental du monopôle. Ce dispositif a été conçu en bande S et permet d'élargir la bande de plus de 100 % autour de 2,5 GHz. De plus, l'antenne présente des diagrammes de rayonnement stables sur toute la bande. De ce fait, cette antenne présente des performances intéressantes pour des applications large bande.

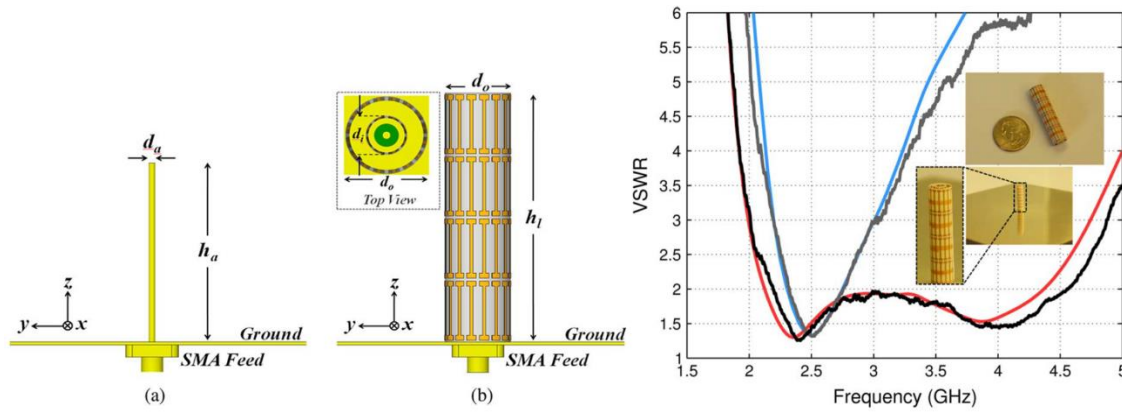


Figure 1-29 : Métasurface permettant d'élargir l'adaptation d'un monopole [124].

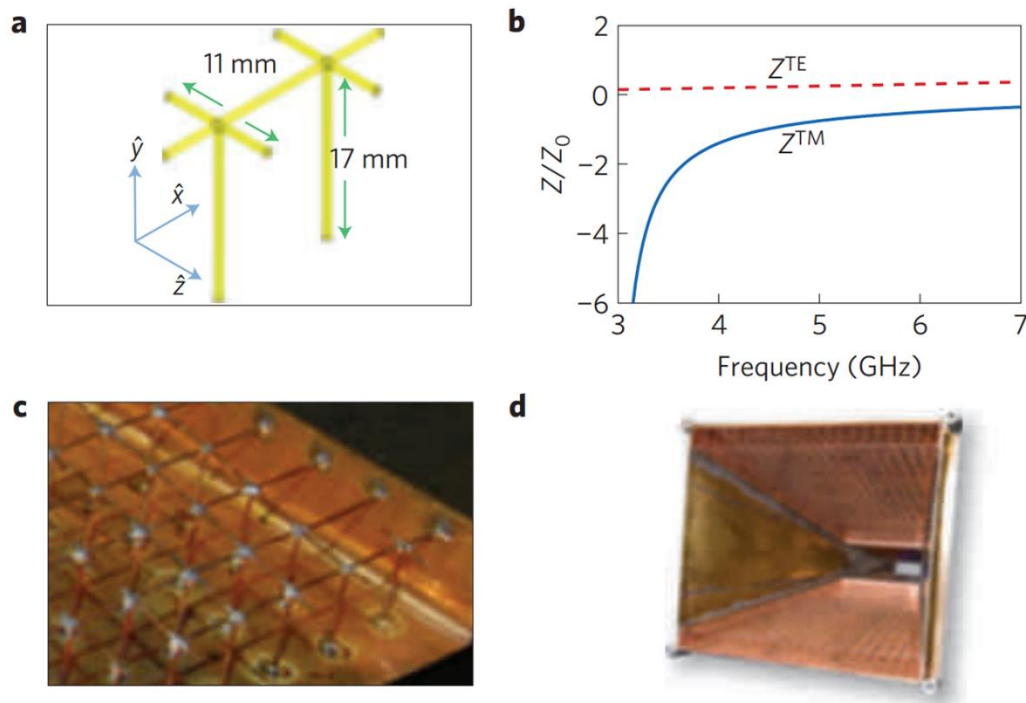


Figure 1-30 : Revêtement des parois internes avec des métamatériaux permettant d'améliorer les performances d'une antenne cornet [125].

Un autre revêtement à base de métamatériaux a été réalisé afin d'améliorer les performances des antennes cornets [125]. Ce revêtement sur les parois internes du cornet (Figure 1-30) permet d'élargir l'adaptation de l'antenne cornet sur plus de 70% de bande, autour d'une fréquence centrale de 5 GHz. D'autres travaux ont été également développés dans ce cadre [126].

Dans une autre thématique [127], l'équipe développe également des antennes-lentilles. Dans un de ces travaux, l'équipe a conçu une lentille qui permet d'obtenir quatre faisceaux, tel qu'illustré sur la Figure 1-31. Cette lentille a été optimisée par l'optique de transformation et est illuminée par un

simple monopôle. Elle permet de transformer le rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal de la source en un rayonnement constitué de quatre faisceaux. Cette lentille permet également d'augmenter le gain réalisé d'environ 6 dB. De plus, la distance entre le monopôle et la lentille a été soigneusement calculée de façon à élargir l'adaptation de l'antenne sur une bande de plus 70% autour de 5 GHz.

L'équipe développe également :

- Des antennes-lentilles [128] [129] [130].
- Des antennes à onde de fuites [131] [132].
- Des absorbants [133] [134].

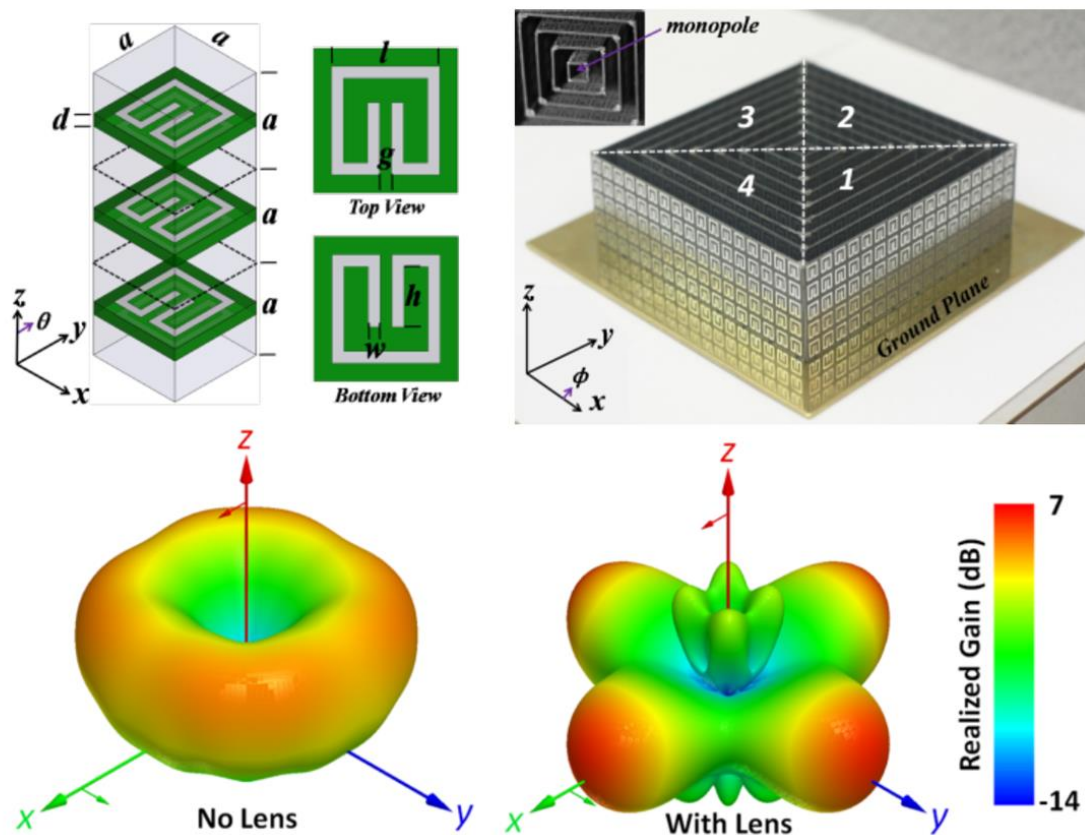


Figure 1-31 : Lentille permettant de transformer un rayonnement omnidirectionnel en un rayonnement multi-faisceau autour de 5 GHz [127].

1.7.7. Groupe d'Andrea Alù

L'équipe d'Andrea Alù de l'université du Texas aux USA contribue massivement au développement des métamatériaux et des métasurfaces. L'équipe travaille en collaboration avec d'autres groupes de recherche dans des domaines très variés, ce qui lui permet de se positionner comme l'un des leaders dans ce domaine. Dans le domaine des antennes, l'équipe développe des métasurfaces pour l'invisibilité :

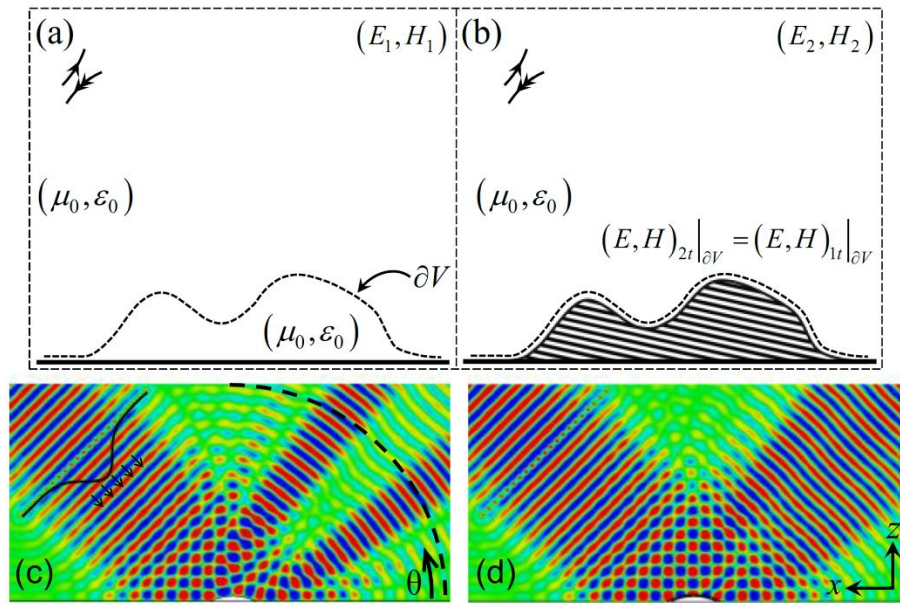


Figure 1-32 : Métasurface utilisée comme cape d'invisibilité [135].

Dans la référence [135], l'équipe a démontré la possibilité de rendre invisible des objets de forme et taille quelconques grâce aux métasurfaces. La métasurface est utilisée comme revêtement sur l'objet pour compenser les dispersions indésirables créées par ce dernier. La répartition du champ souhaité est générée sur la base du principe d'équivalence par reconstruction des champs électriques et magnétiques à l'emplacement des métasurfaces. Ce dispositif permet d'obtenir une distribution ressemblant à une surface plane conductrice pour un observateur externe (Figure 1-32).

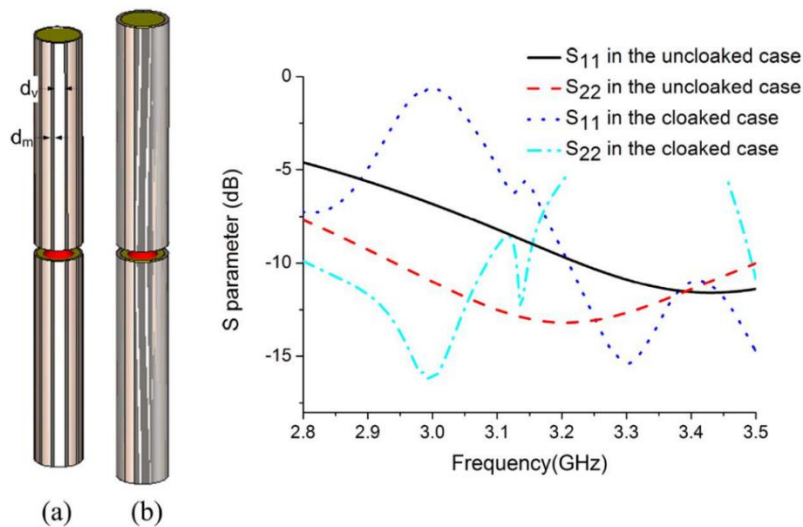


Figure 1-33 : Suppression du couplage mutuel entre deux dipôles très proches autour de 3 GHz [136].

L'équipe a aussi proposé de réduire les effets de couplage mutuel entre deux antennes proches par l'utilisation de métasurface [136]. Pour cela, deux dipôles résonants à deux fréquences différentes, proches de 3 GHz ont été utilisés. Ces deux dipôles sont séparés par une distance de $\lambda/4$. L'équipe montre qu'en recouvrant les deux antennes avec des métasurfaces (Figure 1-33), il est possible de rendre chaque antenne invisible par rapport à l'autre.

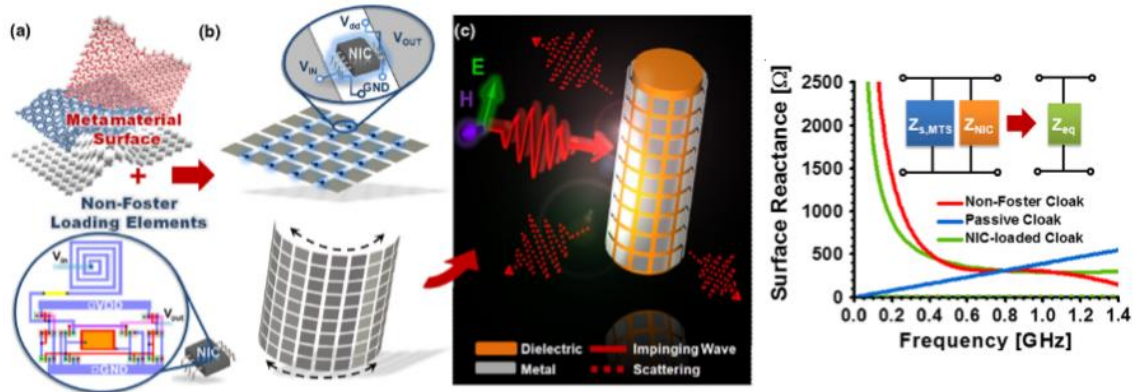


Figure 1-34 : Elargissement de la bande de fréquence d'une cape d'invisibilité par des circuits non-Foster [137].

Récemment, l'équipe d'Alu a étudié des métasurfaces large bande grâce à des circuits non-Foster (NF) [137]. Ces circuits NF présentent des réponses de capacité négative permettant de réduire de façon drastique la diffusion des métasurfaces et ainsi élargir la bande de fréquences. Le concept a été validé en simulation par la conception d'une cape d'invisibilité large bande fonctionnant autour de 1 GHz, comme illustré sur la Figure 1-34. Ces métasurfaces large bande peuvent être utilisés pour d'autres applications pratiques autre que l'invisibilité.

L'équipe développe d'autres activités, telles que:

- Amélioration des performances d'antennes classiques [138].
- Antennes à ondes de fuites [139].
- Découplage d'antennes [140, 141, 142].
- Métasurfaces espace-temps [143].
- Antenne reconfigurable en graphène pour le Téra-hertz [144].

1.7.8. Groupe de Lei Zhou

L'équipe de Lei Zhou de l'université de Fudan à Shanghai, contribue au développement de nouveaux concepts d'antennes à base de métamatériaux. Elle est considérée avec l'équipe de T. J. Cui comme l'une des plus grandes équipes en Chine dans ce domaine. Nous citons quelques travaux intéressants :

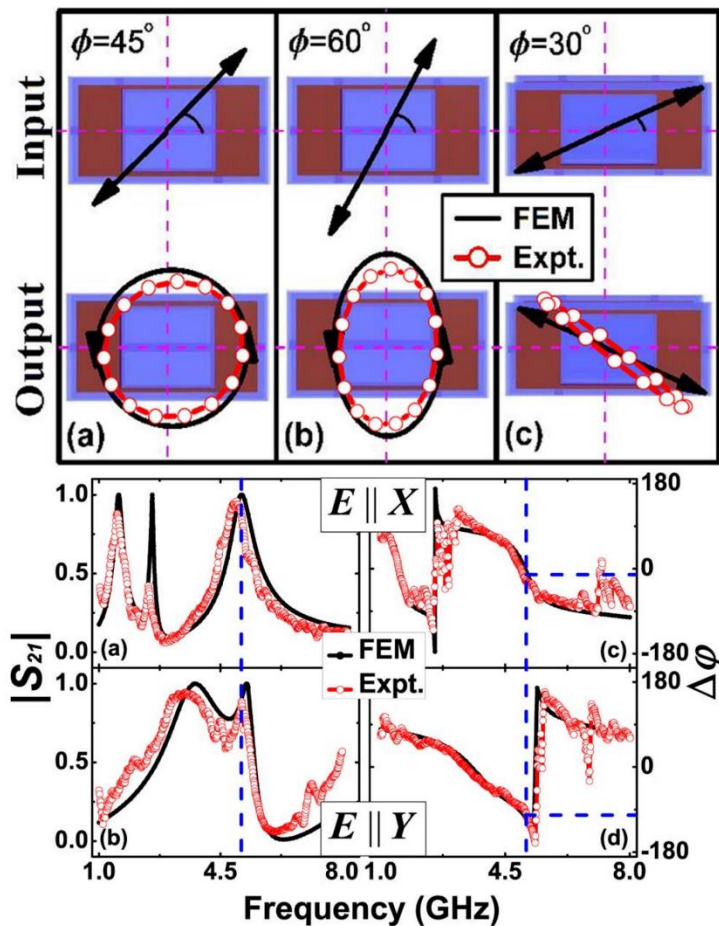


Figure 1-35 : Métasurface permettant une transmission parfaite mais également la conversion de l'état de la polarisation [145].

L'équipe a développé des métasurfaces permettant de réaliser des transmissions parfaites et la conversion de polarisation des ondes transmises [145]. Cette conversion dépend de l'angle d'incidence de l'onde, comme le montre la Figure 1-35. Une onde polarisée linéairement orientée à 45° est convertie en polarisation circulaire, tandis qu'une onde orientée à 60° est convertie en une polarisation elliptique. Pour finir, une incidence à 30° est retournée à -30° . Ces changements d'états de polarisations sont dus à l'anisotropie des cellules unitaires, c'est-à-dire la réponse de phase des deux composants du champ E (suivant les axes X et Y) n'est pas la même.

Récemment, l'équipe a développé un nouveau concept de métasurface appelé « métasurface commutable » [146]. L'équipe est partie du fait que la plupart des dispositifs réalisés sont destinés à des fonctionnalités très spécifiques. Dans ce travail, l'équipe a incorporé des diodes PIN dans une métasurface, lui donnant la possibilité de fonctionner suivant deux états distincts 'ON' ou 'OFF'. Pour l'état 'ON' la métasurface fonctionne comme un convertisseur de polarisation circulaire dans la bande de fréquence, tandis que dans une autre bande de fréquence, elle convertit une polarisation linéaire en circulaire. Ce fonctionnement bi-bande est dû à la dispersion des méta-atomes

constituant la métasurface. Pour l'état 'OFF', la métasurface fonctionne comme un plan métallique. La Figure 1-36 résume le fonctionnement de cette métasurface.

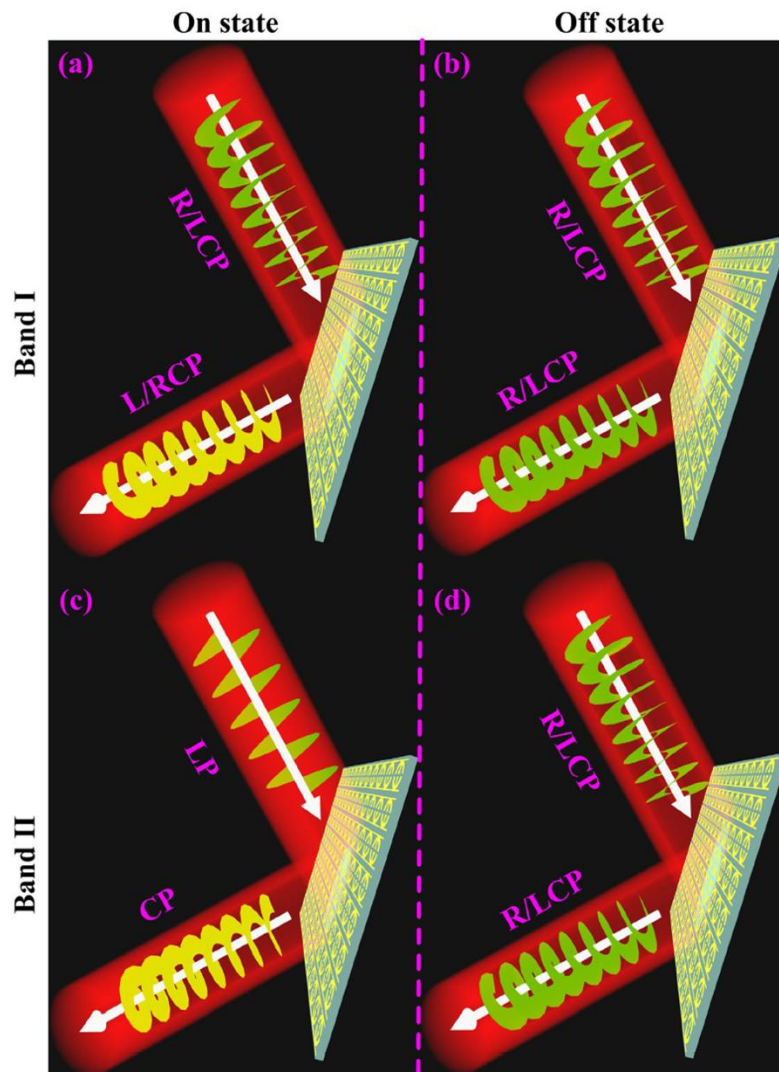


Figure 1-36 : Nouveau concept de métasurface commutable et bi-fonctionnelle [146].

Toujours dans le domaine de la bi-fonctionnalité, une autre métasurface en bande X a été réalisée [147]. Cette métasurface peut être utilisée en deux configurations, en réflexion et en transmission. Pour la configuration en réflexion, la métasurface se comporte comme une lentille de focalisation lorsque le champ E est orienté suivant l'axe y et se comporte comme un convertisseur d'onde de propagation en onde de surface lorsque le champ E est orienté suivant l'axe x. Pour la configuration en transmission, la métasurface se comporte comme une lentille de focalisation lorsque le champ E est orienté suivant l'axe y et réfracte le faisceau lorsque le champ E est orienté suivant l'axe x, illustration sur la Figure 1-37.

L'équipe développe également d'autres dispositifs, tels que :

- Des absorbants [148, 149].
- Des méta-lentilles [150].
- Des antennes à cavités [151].
- Des polariseurs [152].
- Des métasurfaces actives [146, 153] .
- Des métamatériaux de forme fractale [154].

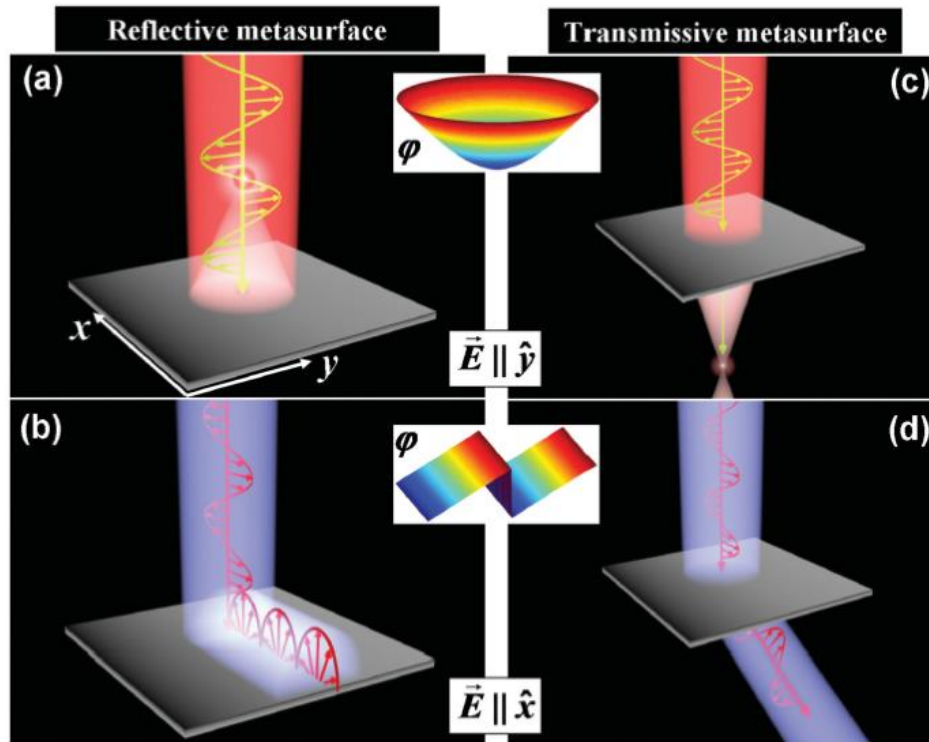


Figure 1-37 : Métasurface bi-fonctionnelle fonctionnant en réflexion et en transmission [147].

1.7.9. Groupe de C. Caloz

L'équipe de C. Caloz de l'Ecole Polytechnique de Montréal est l'une des équipes les plus actives avec celle d'Eleftheriades au Canada dans le domaine des métamatériaux et des métasurfaces. Récemment, l'équipe a présenté un nouveau concept de métasurface ayant une fonctionnalité d'un processeur spatial [155]. La réponse de cette métasurface, c'est-à-dire l'onde transmise, est contrôlée à distance par la superposition d'une onde incidente (en bleu sur la Fig. 38(d)) et une onde de contrôle (en rouge sur la Figure 1-38 (d)) à travers la métasurface. Le fonctionnement conceptuel de cette métasurface est analogue à celui d'un transistor ou d'un interféromètre Mach-Zehnder du fait que le signal transmis est contrôlable.

La Figure 1-39 (a) montre un schéma descriptif du fonctionnement de cette métasurface, lorsque l'onde de contrôle incidente en rouge est polarisée suivant le plan xOz, l'onde transmise est déphasée de 90° par rapport à l'onde incidente en bleu. Ce déphasage crée des interférences destructives qui

annulent l'onde transmise. La Figure 1-39 (b) montre la réponse en transmission de cette métasurface pour les deux états ON et OFF.

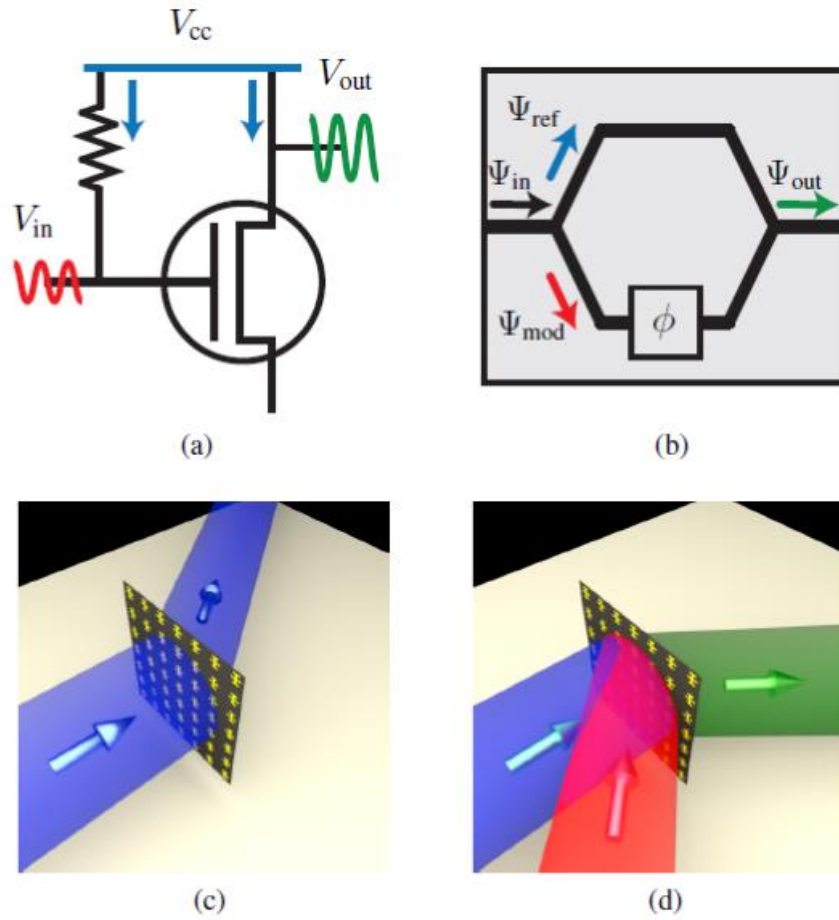


Figure 1-38 : Métasurface fonctionnant comme un processeur spatial [155].

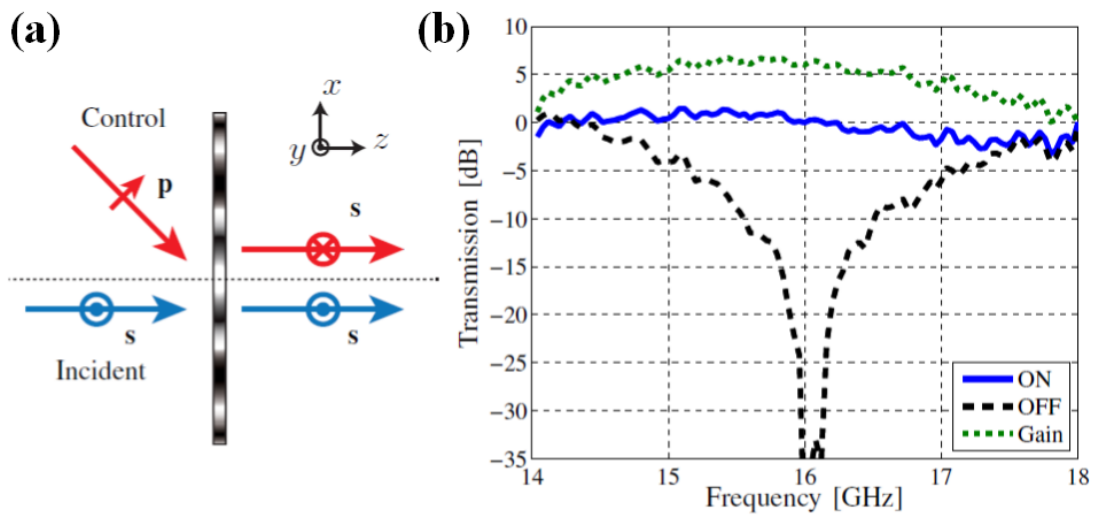


Figure 1-39 : (a) Schéma descriptif et (b) réponse en transmission de la métasurface fonctionnant comme un processeur spatiale [155].

Récemment, dans la référence [156] les auteurs ont développé une métasurface non-réciproque. Il faut savoir qu'en hyperfréquence, les circuits non-réciproques sont des dispositifs dont la réponse dépend du sens de propagation de l'onde. En d'autres termes, ces dispositifs permettent de faire passer l'onde dans une direction mais pas dans le sens inverse. Ces circuits qui ont des fonctions d'isolateurs, de circulateurs ou de commutateurs occupent une place importante dans le domaine des radars et des télécommunications. La métasurface présentée sur la Figure 1-40 (a) permet d'avoir le même fonctionnement que les dispositifs évoqués. Cette métasurface se compose de deux patches imprimés sur les deux faces d'un diélectrique. En reliant, ces deux patches par une via métallique la métasurface fonctionne de manière réciproque, comme le montre la Figure 1-40 (b). Cependant, en rajoutant un transistor unilatéral entre les deux patches, le courant ne passera que dans un seul sens et donc la métasurface aura un fonctionnement non-réciproque (Figure 1-40 (c))

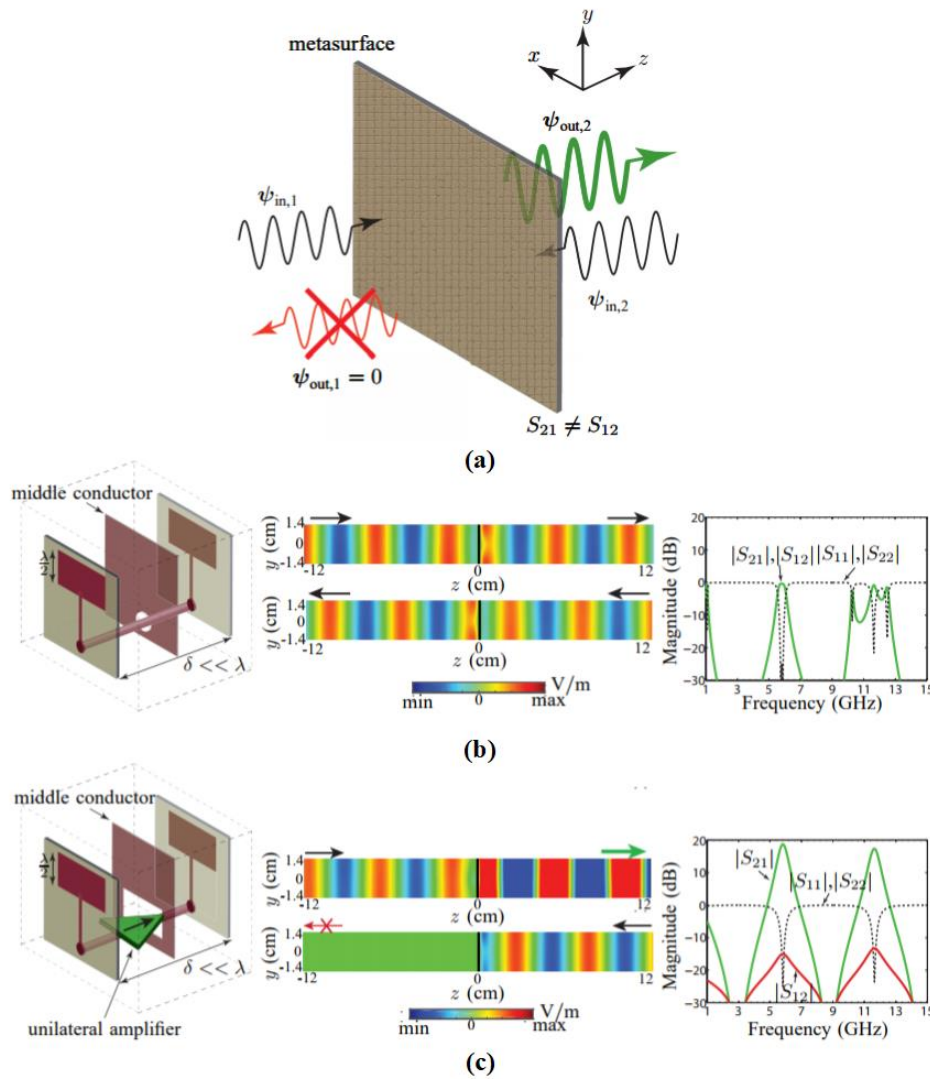


Figure 1-40 : (a) Vue schématique d'une métasurface non-réciproque. (b) Métasurface réciproque. (c) Métasurface non-réciproque constituée d'un transistor unilatéral [156].

Dans d'autres travaux, l'équipe a développé des structures à bandes interdites (EBG) compactes pour diminuer le couplage entre deux antennes patchs très proche. Dans la référence [157], l'équipe présente une nouvelle structure exploitant l'épaisseur du substrat pour obtenir un découplage plus élevé par rapport au cas d'un EBG classique (Figure 1-41). L'équipe travaille notamment sur le développement de dispositifs telles que :

- Des antennes à onde de fuite avec des inclusions en métamatériaux [158, 159, 160, 161].
- Des antennes à base de ferrite [162, 163].
- La génération des faisceaux de Bessel [164].

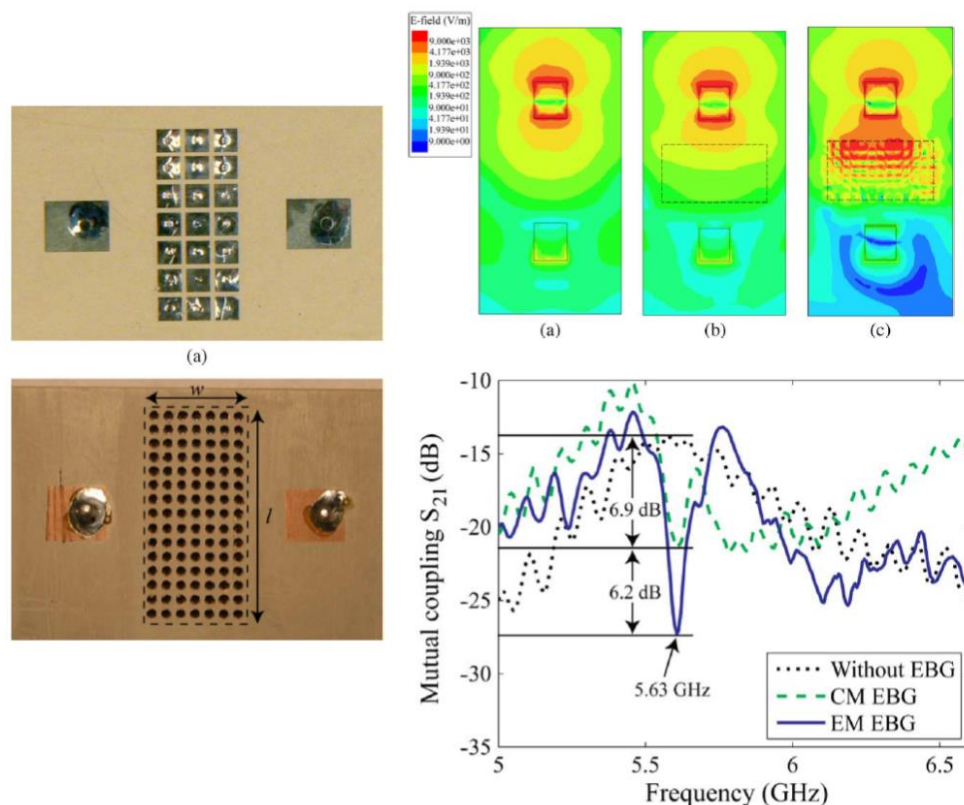


Figure 1-41 : Réduction du couplage mutuel de deux antennes patchs très proches [157].

1.7.10. Groupes CRIME et LEME

Mes travaux de thèse ont été codirigés par M. Shah Nawaz Burokur du Laboratoire Energétique Mécanique Electromagnétisme (LEME) de l'Université Paris Nanterre et par M. André de Lustrac du Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies (C2N, anciennement IEF) de l'Université Paris-Saclay.

Les activités de recherche des deux groupes concernent les métamatériaux, les métasurfaces et les cristaux photoniques dans les domaines des micro-ondes, du terahertz et de l'optique. Les travaux

des deux groupes sur les métamatériaux et les métasurfaces de manière générale sont détaillés ci-dessous :

En 2009, Boubacar Kanté a réalisé à l'IEF la première cape d'invisibilité non-magnétique fonctionnant autour de 11 GHz (Figure 1-42). Cette cape, fonctionnant sur une permittivité variable, était complémentaire de celle de Smith qui fonctionnait sur une variation de perméabilité, et elle se caractérisait par le fait que la zone rendue invisible était la plus grande à cette époque (elle pouvait contenir la cape de Smith toute entière). Mais surtout elle fonctionnait en espace libre alors que celle de Smith ne fonctionnait que dans un guide d'onde [34]. En ce sens c'était la première « vraie » cape d'invisibilité. Elle permettait de rendre invisible un cylindre de diamètre égal à 4,4 fois la longueur d'onde de fonctionnement. Par la suite, B. Kanté a étudié la possibilité théorique de transposer cette cape d'invisibilité en infrarouge [165].

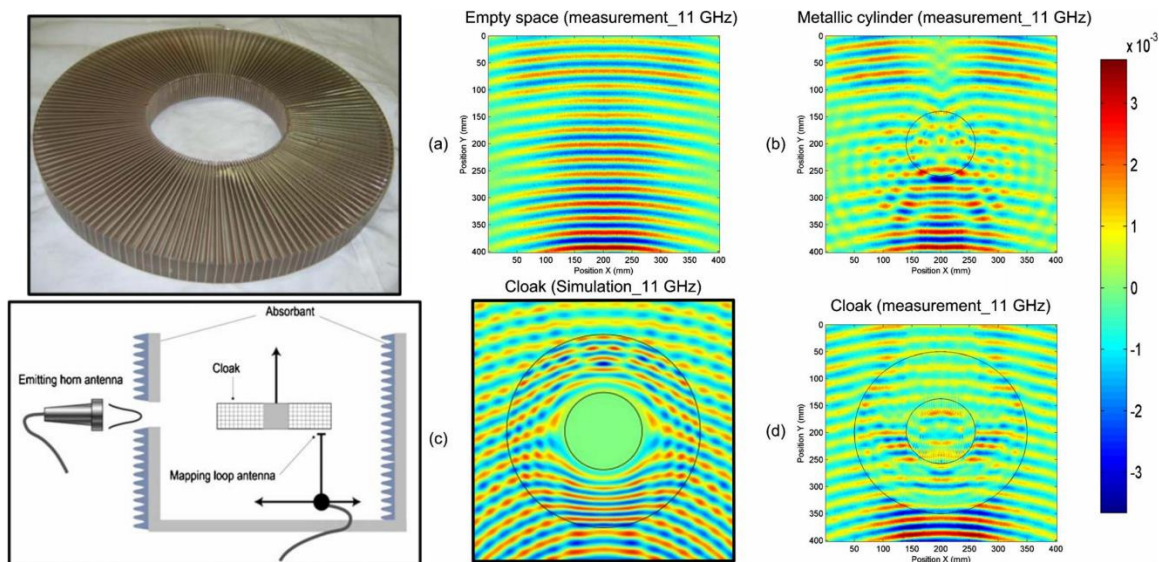


Figure 1-42 : Première cape d'invisibilité non magnétique, fonctionnant autour de 11 GHz [34].

Dans un autre cadre et dans la continuité de précédents travaux [166, 167], Elena Bochkova actuellement en 3^{ème} année de thèse au C2N travaille sur des métasurfaces permettant l'excitation de modes sombres et résonances de Fano (Figure 1-43) [168]. L'excitation de ces modes d'ordre supérieurs se fait par l'utilisation de structures en forme Z. Ces résonances à bande très étroite peuvent être utilisées pour des applications liées aux capteurs (sensing). L'intérêt ici est que la résonance de Fano ne résulte pas d'une hybridation entre deux modes résonants très proches. Le concept utilisé met à profit la symétrie de la structure par rapport à l'illumination par l'onde incidente pour exciter les résonances de Fano.

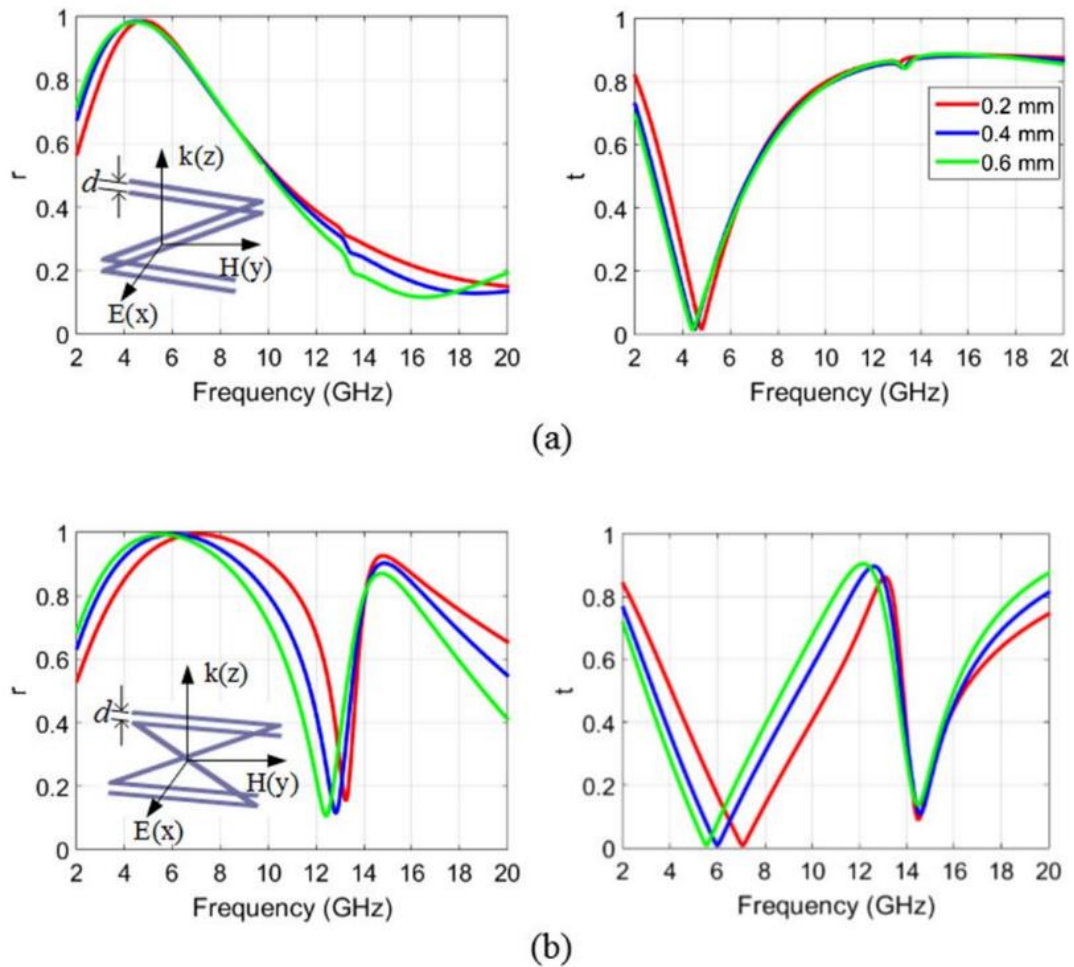


Figure 1-43 : Métasurface en forme de Z permettant l'excitation des résonances de Fano [168].

Dans le cadre de la thèse d'Alexandre Sellier à l'IEF, l'équipe a développé des métasurfaces absorbantes [169, 170]. Dans [170], l'équipe a développé en 2013 et 2014 de nouvelles métasurfaces permettant d'élargir l'absorption en bande X. Pour cela, l'équipe a utilisé des motifs de différentes dimensions permettant d'exciter plusieurs résonances très proches et ainsi élargir la bande d'absorption (Figure 1-44). Il a également été observé que l'utilisation d'un substrat composé d'air et de diélectrique augmenterait le niveau d'absorption. Ces structures ont conduit à la définition de capes d'invisibilité ultraplates en cours de réalisation chez plusieurs industriels.

Dans le cadre des travaux de thèse de Paul-Henri Tichit [171, 61, 50, 172, 173, 174], l'équipe de l'IEF a développé différentes applications sur le concept de l'optique de transformation. Par exemple P.-H. Tichit a conçu et réalisé une lentille qui permet de transformer le rayonnement d'une antenne patch hémisphérique en un rayonnement directif [50], comme illustré sur la Figure 1-45.

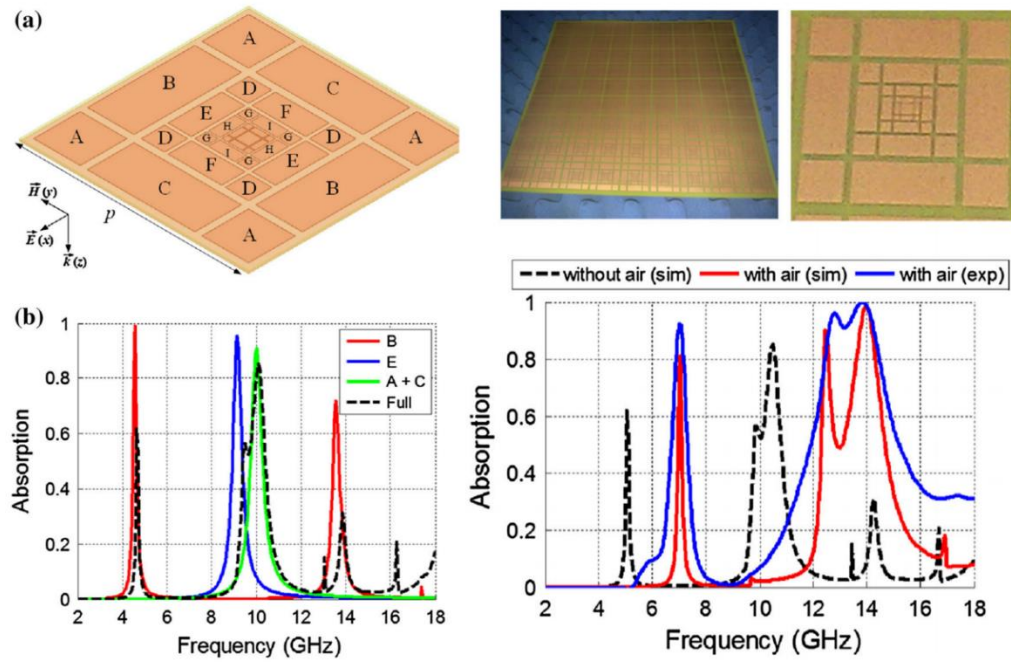


Figure 1-44 : Structure absorbante large bande fonctionnant sur plusieurs bandes de fréquences [170].

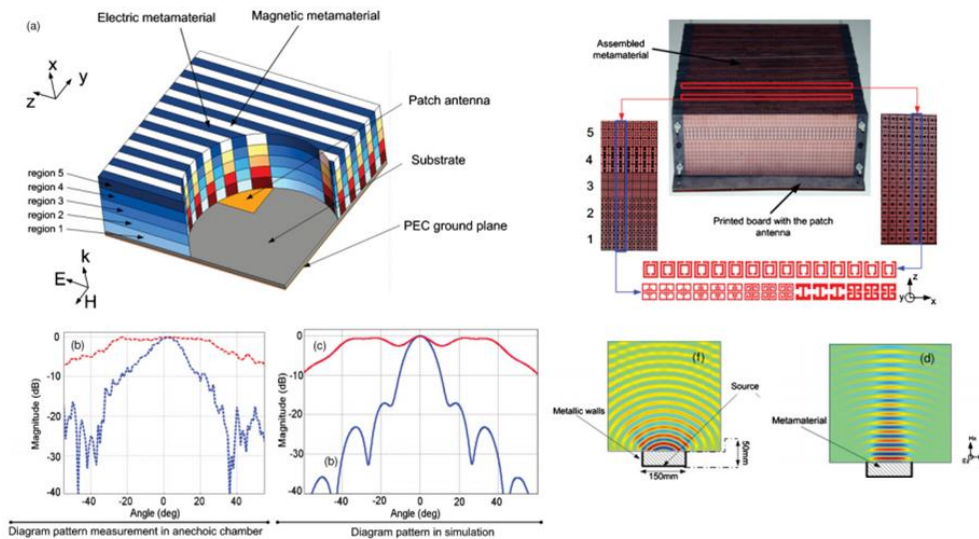


Figure 1-45 : Lentille permettant de transformer le rayonnement d'une antenne patch en un rayonnement directif [50].

L'optique de transformation a été également utilisée pour délocaliser virtuellement des sources rayonnantes [171]. Grâce à ce dispositif, l'emplacement du point d'émission a été changé et a permis de créer une illusion optique (illustration sur la Figure 1-46). De plus, le dispositif a été soigneusement optimisé pour transformer le rayonnement omnidirectionnel de la source en un rayonnement directif. L'optique de transformation a également permis de réaliser un dispositif qui

transforme inversement un faisceau directif en un faisceau quasi-isotrope [173, 174]. Toutes ces réalisations ont été validées expérimentalement et ont permis de montrer la puissance de ce concept qui consiste à manipuler la géométrie apparente de l'espace entourant une source rayonnante.

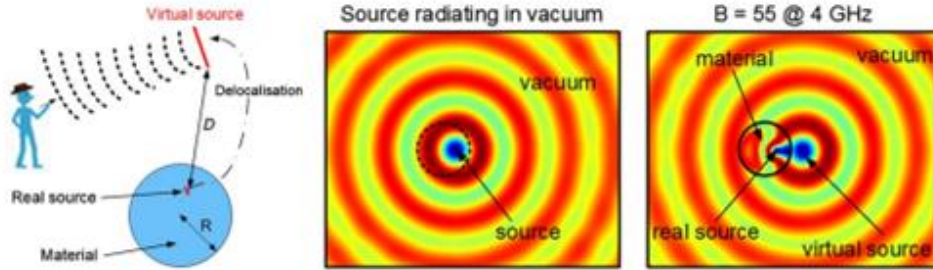


Figure 1-46 : Illusion optique réalisée grâce à l'optique de transformation [171].

Dans la continuité des travaux de Paul-Henri, Jianjia Yi a développé à l'IEF de nouveaux dispositifs d'antennes basés sur l'optique de transformation [48, 49, 175, 42]. Le but de ses travaux était d'élargir la bande de fréquence par l'utilisation de matériaux non-résonnants. Pour cela J. Yi a proposé d'utiliser des matériaux diélectriques dont l'indice de réfraction est varié par des trous de différents diamètres. Grâce aux nouvelles technologies d'impression 3D, la réalisation de ces dispositifs a été simplifiée et a permis de réaliser plusieurs prototypes.

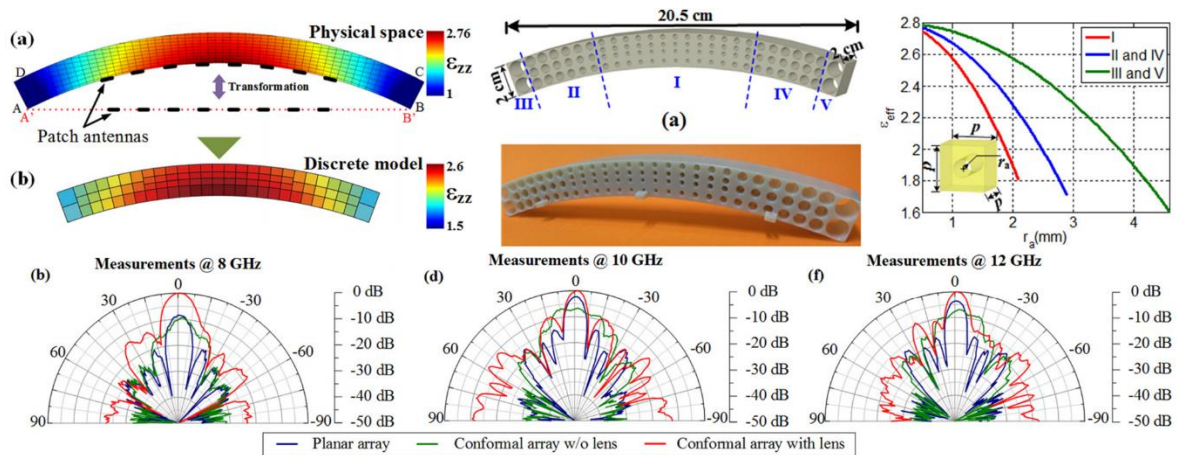


Figure 1-47 : Lentille diélectrique permettant de restaurer le rayonnement d'un réseau de 4 antennes patches conformé [49].

Un de ces prototypes intéressant est une lentille qui permet de restaurer l'émission d'un réseau de 4 antennes patches conformé autour d'un cylindre [49], comme le montre la Figure 1-47. Les indices de réfraction de la lentille ont été calculés grâce à l'optique de transformation. La variation de cet indice est conçue en diélectrique, ce qui a permis de couvrir une large bande de fréquence autour

de 10 GHz. Dans une autre étude une lentille diélectrique permettant de dépointer le faisceau principal a également été développée [48].

L'équipe a également développé deux antennes-lentilles dans le cadre de la thèse d'Abdallah Dhouibi, une lentille de Luneburg [176] et une demi lentille de Maxwell Fish Eye [177]. En ce qui concerne la demi-lentille Maxwell fish-eye [177], A. Dhouibi a utilisé la demi-lentille pour réaliser une antenne directive (Figure 1-48). Cette lentille utilise des cellules unitaires ayant des fréquences de résonance très élevées par rapport à la fréquence de fonctionnement autour de 10 GHz. Ces caractéristiques permettent d'élargir la bande de fonctionnement de la lentille. Nous obtenons ainsi 40% de bande. L'alimentation de cette lentille se fait par une antenne Vivaldi placée à l'intérieur d'un guide d'onde.

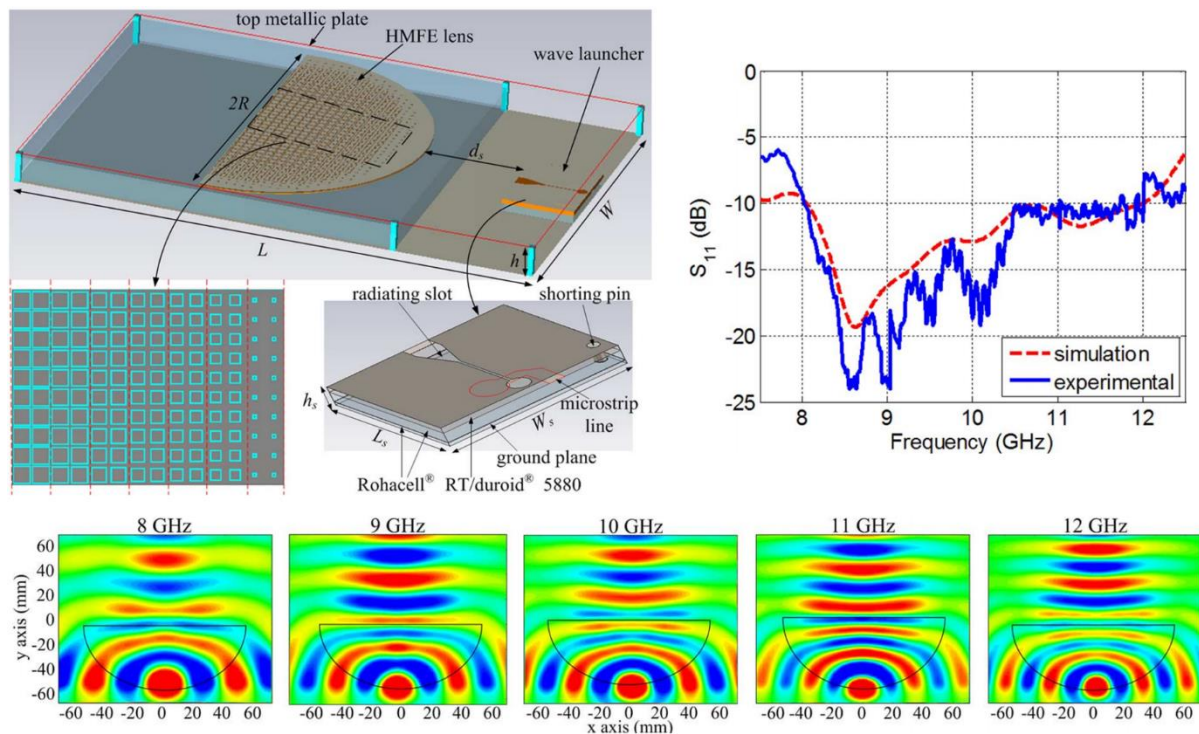


Figure 1-48 : Demi-lentille de Maxwell Fish Eye permettant de réaliser une antenne directive [177].

Tous ces travaux montrent que les études concernant les métamatériaux, les métasurfaces et leurs applications existent à l'IEF depuis 1999 et concernent de nombreux domaines de l'électromagnétisme. Ma thèse s'inscrit dans cette continuité.

1.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, j'ai présenté un bref état de l'art sur les métamatériaux et les métasurfaces. Ensuite, j'ai présenté les récentes avancées dans ce domaine en citant les travaux des groupes les

plus actifs. Appliquées aux antennes, les métasurfaces permettent d'améliorer considérablement leurs performances et amenées également à concevoir de nouveaux concepts. Ainsi, je présenterai dans les chapitres suivants les travaux menés au cours de cette thèse et dans lesquelles nous nous sommes inspirées de ces récents développements.

Partie 1

Métasurfaces pour les antennes à cavité Fabry-Perot

Dans la première partie de ce manuscrit, je présenterai les travaux que nous avons menés sur les antennes à cavité FP. Cette partie est organisée en deux chapitres. Le premier chapitre concerne Un modèle analytique permettant de prédire le dépointage du faisceau d'antenne par une modulation de la phase sur la SPR a été développé. Le second chapitre est consacré à un nouveau concept de métasurface permettant de réaliser du dépointage de faisceau est proposé. Il consiste à appliquer un gradient de phase en faisant varier l'indice effectif le long du substrat diélectrique de la SPR.

Chapitre 2

Dépointage de faisceau dans les antennes à cavité Fabry-Perot

2.1. Introduction et étude bibliographique sur les antennes à cavité Fabry-Perot

Dans le chapitre 1, nous avons vu que les métasurfaces ont été largement développées durant ces deux dernières décennies. Leurs propriétés ont été exploitées dans une large gamme d'applications, en particulier pour améliorer les performances des antennes. Dans ce chapitre, j'aborderai les métasurfaces présentant une réflexion partielle et pouvant être utilisées comme des surfaces partiellement réfléchissantes (SPR) dans des antennes à cavité Fabry-Perot (FP). Ces structures d'antennes à cavité FP sont généralement formées d'une SPR et d'un réflecteur parfait (plan métallique). L'alimentation de ces antennes se fait par une source primaire qui peut être généralement une ouverture de guide d'ondes, une antenne patch ou un simple dipôle. En 1956, Giswalt Von Trentini fut le premier à proposer ce type de structure [178], dans le but de réaliser une antenne hautement directive (Figure 2-1).

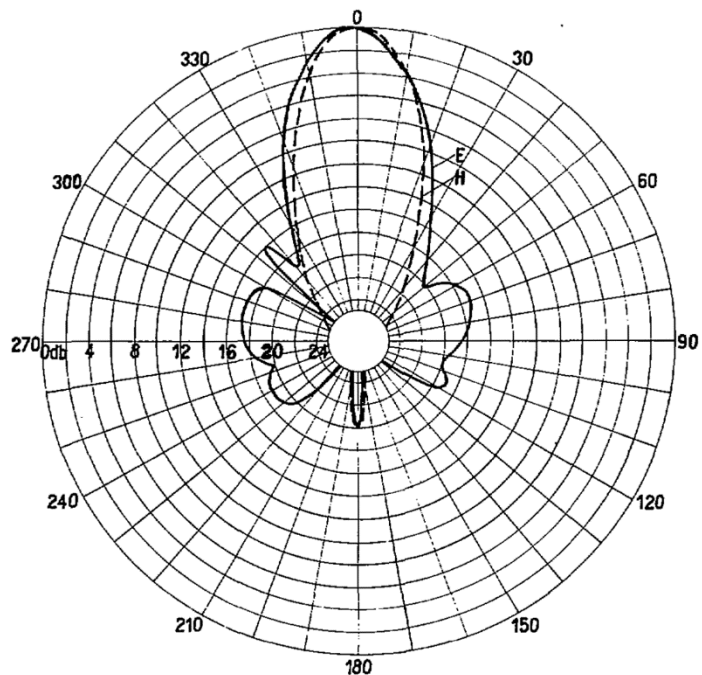
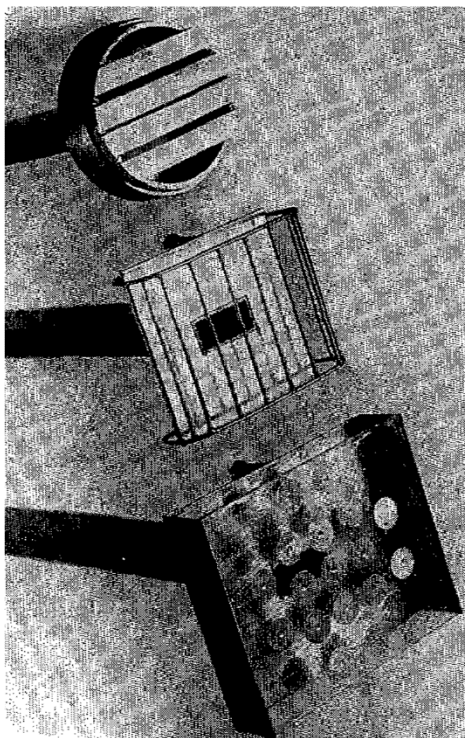


Figure 2-1 : les premières structures d'antenne à cavité FP itroduite par Giswelt Von Trentini en 1956 [178].

Dans son papier, G. V. Trentini a développé un modèle analytique très simplifié basé sur l'optique géométrique. Ce modèle donne la relation entre la hauteur et la fréquence de résonance d'une antenne à cavité FP. Cette hauteur de résonance permet d'obtenir la directivité la plus élevée, la relation est donnée par :

$$h = (\phi_{SPR} + \phi_r) \frac{c}{4\pi f} \pm N \frac{\lambda}{2} \quad (1)$$

La hauteur h de la cavité dépend donc des phases de réflexion ϕ_{SPR} et ϕ_r de la SPR et du réflecteur parfait.

Depuis ces travaux, l'intérêt porté sur ces structures à cavité FP n'a cessé de croître, d'une part pour la directivité très élevée qui peut être obtenue avec une source simple et d'autre part pour le faible profil (faible hauteur) de ces structures planaires. Parmi ces travaux, la réduction de l'épaisseur h pour rendre encore plus compactes les cavités FP a été largement étudiée. Feresidis et *al.* a été le premier à réduire la taille d'une cavité FP d'un demi-longueur d'onde à un quart de longueur d'onde [179]. Cette réduction a été rendue possible en remplaçant le réflecteur métallique parfait par un conducteur magnétique artificiel (CMA). Les CMA présentent une phase à la réflexion égale à 0° , contrairement à un réflecteur métallique plan où la phase à la réflexion (ϕ_r) est égale à $\pm 180^\circ$, par conséquent réduire ϕ_r amène à réduire la hauteur h (équation (1)). Par la suite, Zhou et *al.* a utilisé des surfaces à haute impédance (SHI, partie 1.7 du chapitre 1) qui ont permis de réduire considérablement la hauteur h jusqu'à la valeur de $\lambda/16$ [151]. La phase à la réflexion des SHI utilisées par Zhou et *al.* est inférieure à zéro, ce qui a permis de réduire la hauteur h . Pour finir, Ourir et *al.* ont utilisé des métasurfaces composites constituées de grilles inductives et capacitatives présentant une résonance de type LC [180]. Cette métasurface a été utilisée comme SPR et le réflecteur parfait a été remplacé par des CMA (Figure 2-2). Par conséquent, le terme ϕ_{SPR} est réduit en le fixant dans la partie négative de la phase de la résonance LC et le terme ϕ_r est ramené à 0° grâce aux CMA. Cette combinaison a permis de réduire fortement la hauteur h jusqu'à $\lambda/60$.

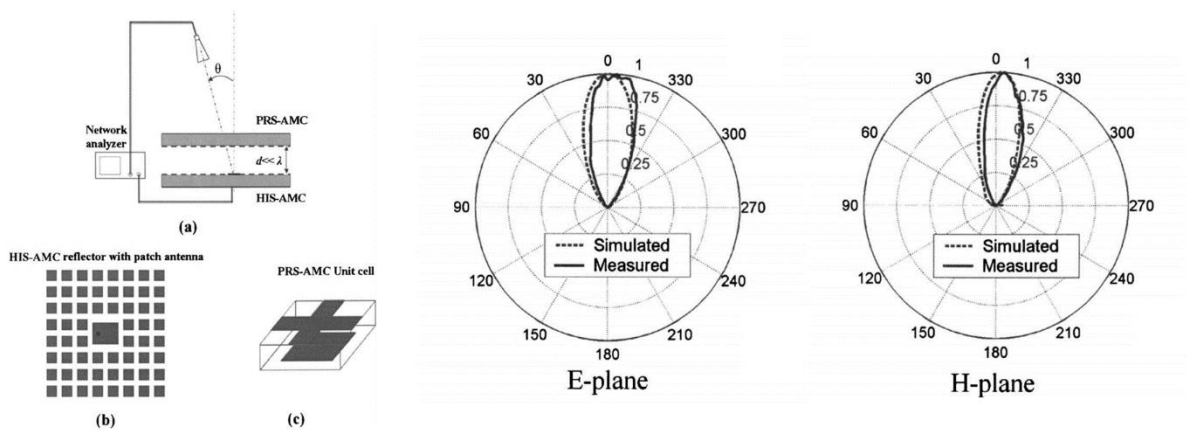


Figure 2-2 : Structure d'Ourir et *al.* permettant de réduire la hauteur h d'une cavité FP à $\lambda/60$ [180].

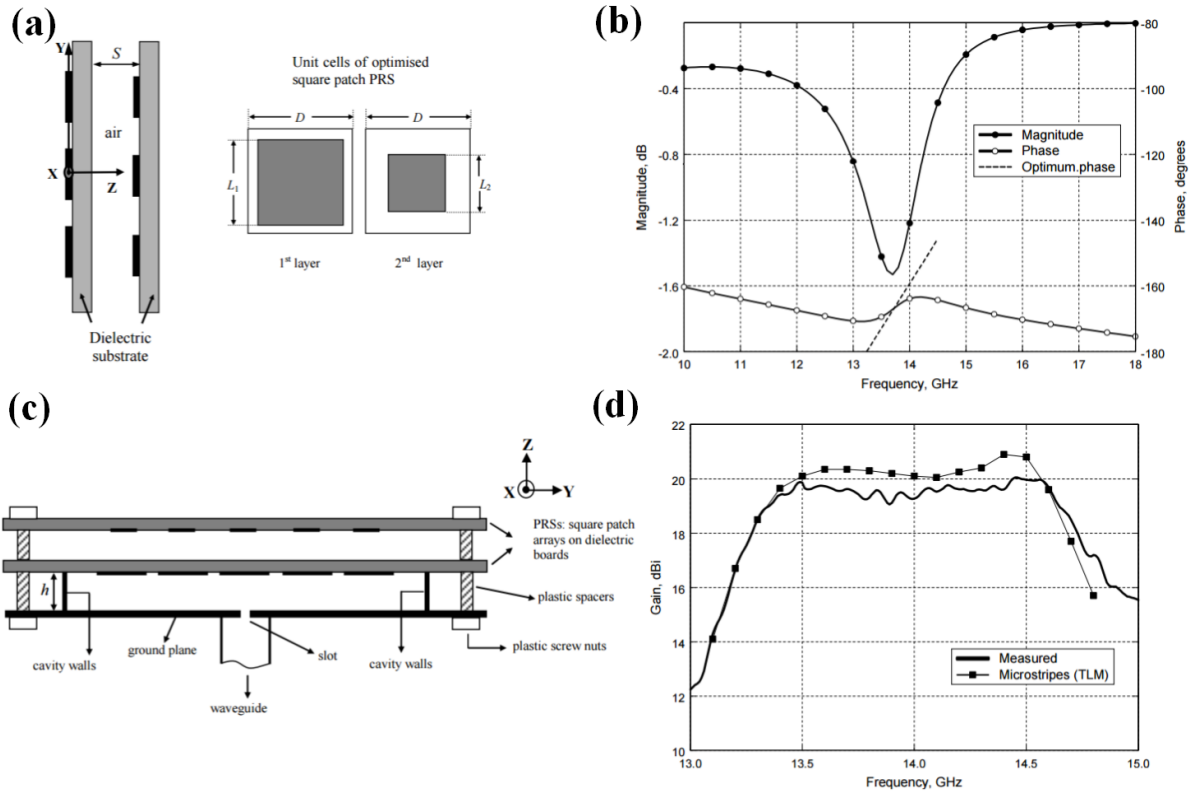


Figure 2-3 : (a) vue schématique de la cellule unitaire et de la SPR, (b) coefficient de réflexion en amplitude et en phase, (c) vue schématique de la cavité FP et (d) le gain réalisé en simulation et en mesure en fonction de la fréquence [181].

Comme nous venons de le voir, les antennes à cavité FP présentent de nombreux avantages tels qu'une directivité très élevée, un faible profil et une faible consommation dus au fait de l'utilisation que d'une seule source. Cependant, l'un des problèmes majeurs de ces structures est la très étroite bande de fréquence de fonctionnement. En effet, les cavités FP sont des structures très résonantes. Ainsi, au-delà de la fréquence de résonance, les performances de ces structures chutent très rapidement. De nombreux travaux ont été effectués dans le but d'augmenter la bande de fréquences [181, 182, 183, 184]. Parmi ces travaux, Feresidis et *al.* ont proposé d'élargir la bande de fréquence par l'utilisation de SPR constituées de plusieurs couches, comme le montre la Figure 2-3 (a) [181]. Chaque couche est constituée de résonateurs ayant des fréquences de résonance très proches (Figure 2-3 (b)). Le couplage entre ces structures permettrait d'inverser la phase de la SPR et ainsi d'élargir la bande de fréquence de 8 % autour de 14 GHz.

Dans le même contexte, Burokur et *al.* ont proposé d'élargir la bande de fréquence en utilisant une SPR reconfigurable en fréquence [185]. Comme le montre la Figure 2-4, la reconfigurabilité est obtenue par l'incorporation de diodes varactors permettant de contrôler la fréquence de résonance de la SPR et ainsi d'élargir la bande de fonctionnement de la cavité FP à plus de 20% autour de 2 GHz.

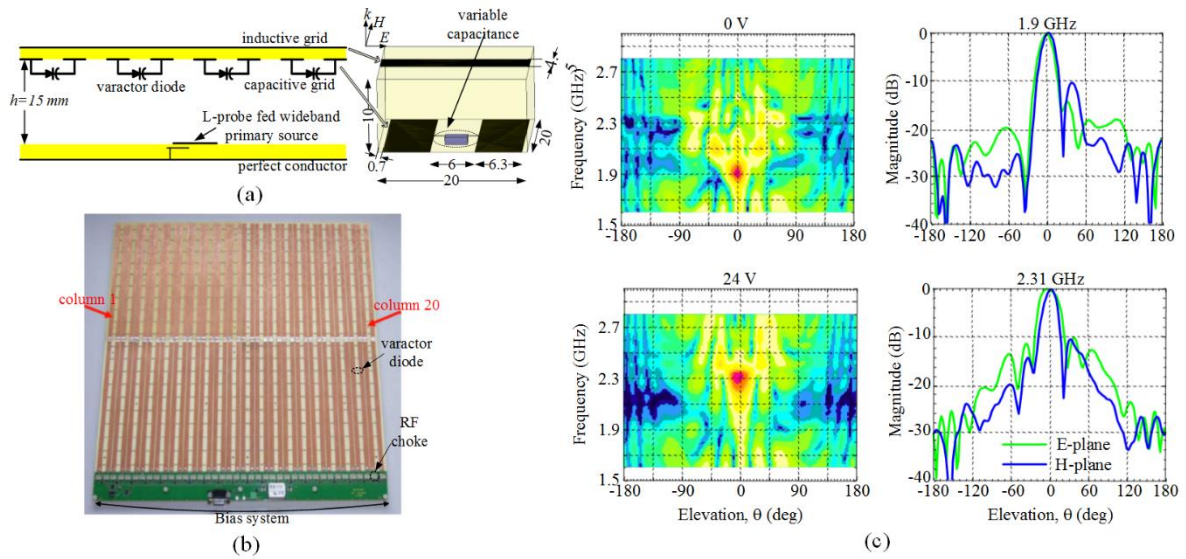


Figure 2-4 : (a) vue schématique de la cavité FP et de la cellule active, (b) photo de la métasurface active utilisée comme SPR et (c) les diagrammes de rayonnement des deux fréquences minimum et maximum de la bande [185].

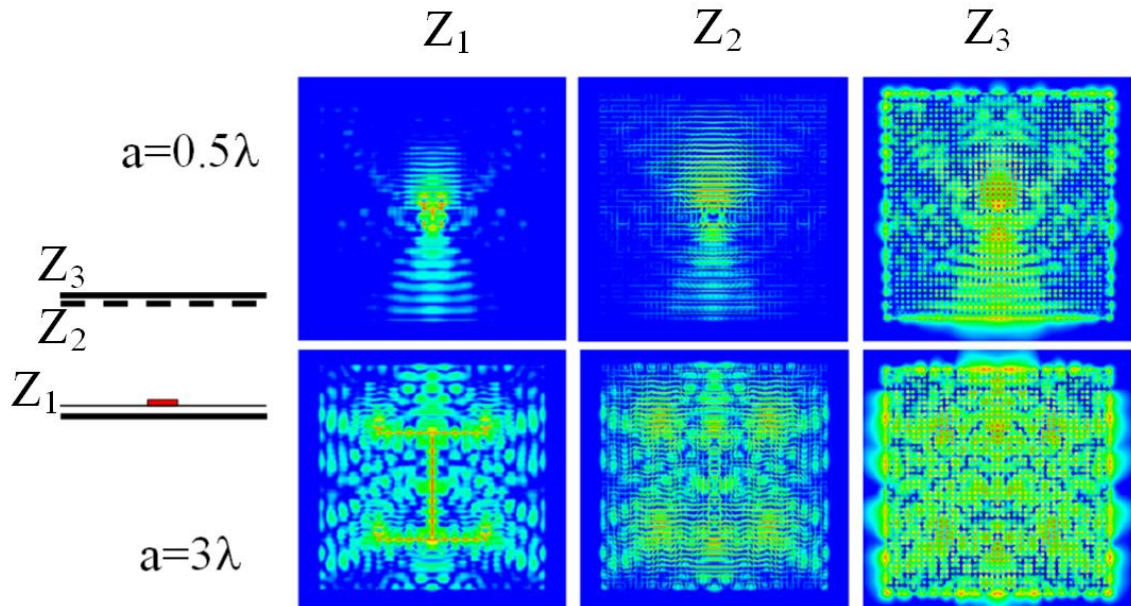


Figure 2-5 : Comparaison de l'illumination d'une cavité FP sur plusieurs niveaux Z_1 , Z_2 , Z_3 en utilisant un réseau de 4 antennes patches $0,5\lambda$ et 3λ [186].

L'augmentation de la directivité de ces antennes à cavité FP a également été étudiée. Parmi ces travaux, Yahiaoui et *al.* ont proposé d'utiliser un réseau de 4 antennes patches comme source primaire au lieu d'une seule source [186]. Dans son étude, il compare un réseau de 4 patch dont la

distance inter-élément est de $0,5\lambda$ avec un autre réseau de 3λ , autour de 10 GHz. Il explique que le fait d'utiliser un réseau patch de 3λ dans une cavité FP sub-longueur d'onde permettrait d'augmenter la surface d'illumination de la SPR (Figure 2-5) et ainsi augmenter la directivité. Cette configuration a permis d'obtenir une directivité de 25 dB au lieu de 18 dB pour le cas du réseau $0,5\lambda$. Dans le même contexte, Scattone et *al.* ont proposé une autre approche qui est de réduire le nombre d'éléments d'un réseau d'antennes en utilisant une SPR [187].

Dans d'autres travaux, Burokur et *al.* ont proposé de rajouter des parois métalliques sur les bords d'une antenne à cavité FP (Figure 2-6). Ces parois ont pour but de garder l'énergie à l'intérieur de la cavité. L'effet de ce blindage est présenté sur la Figure 2-6 (c) : un rayonnement plus directif avec des niveaux de lobes secondaires plus bas est observé pour le cas avec blindage [188].

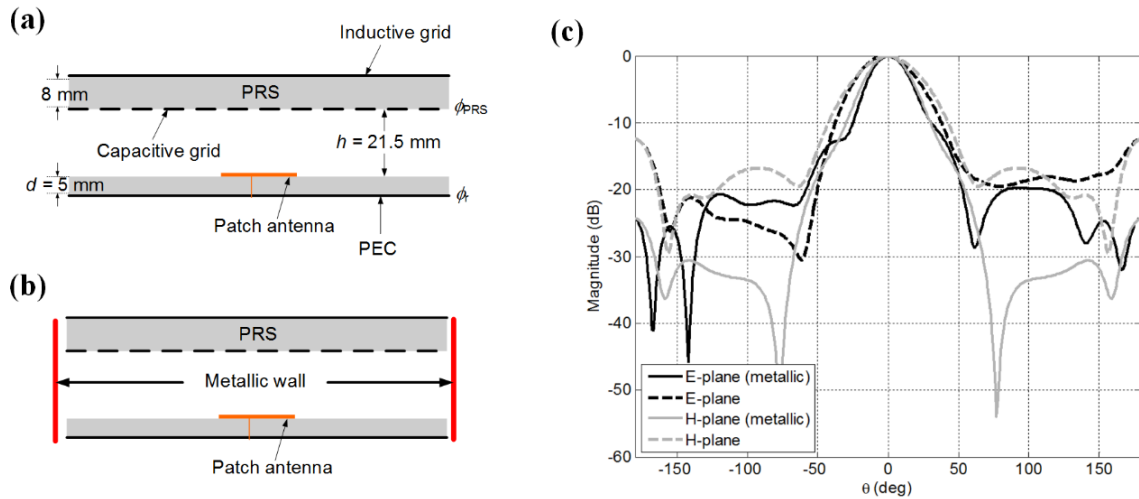


Figure 2-6: Vue schématique de l'antenne à cavité FP sans (a) et avec (b) les parois métalliques sur les bords, (c) comparaison des diagrammes de rayonnement pour les deux cas [188].

Des antennes fonctionnant en polarisation circulaire sont nécessaires pour certaines applications comme les communications spatiales. Par conséquent, des équipes ont développées des antennes à cavité FP fonctionnant en polarisation circulaire [189, 190, 191, 192, 193]. Parmi ces travaux, l'équipe de G. Goussetis a développé une antenne à cavité FP permettant de convertir une polarisation linéaire en polarisation circulaire [189]. La polarisation linéaire est produite par la source primaire qui est une antenne patch. Ce patch est orienté à 45° pour produire deux composantes égales du champ E. Les cellules unitaires constituant la SPR ont été conçues de façon à ce qu'un déphasage soit créé entre les deux composantes du champ E suivant les axes x et y, comme le montre la Figure 2-7 (b). Ce déphasage est dû en partie à l'anisotropie de la structure, ce qui a permis de convertir la polarisation linéaire en polarisation circulaire droite (Figure 2-7 (d)).

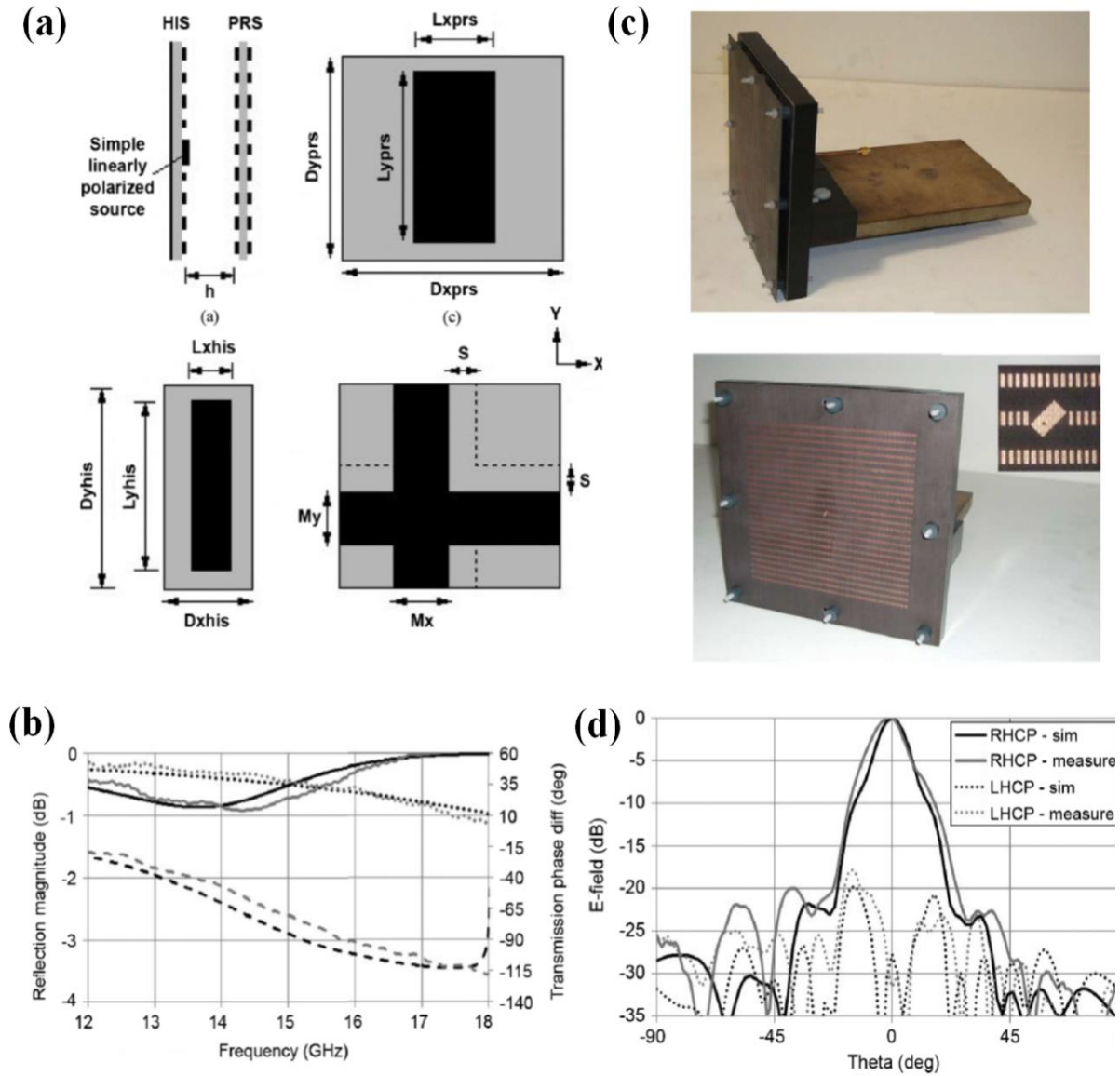


Figure 2-7: (a) vue schématique de la cavité et de la SPR, (b) réponses en amplitude et en phase des coefficients de réflexion et de transmission de la cellule unitaire (c) photo de la cavité réalisée (d) diagramme de rayonnement [189].

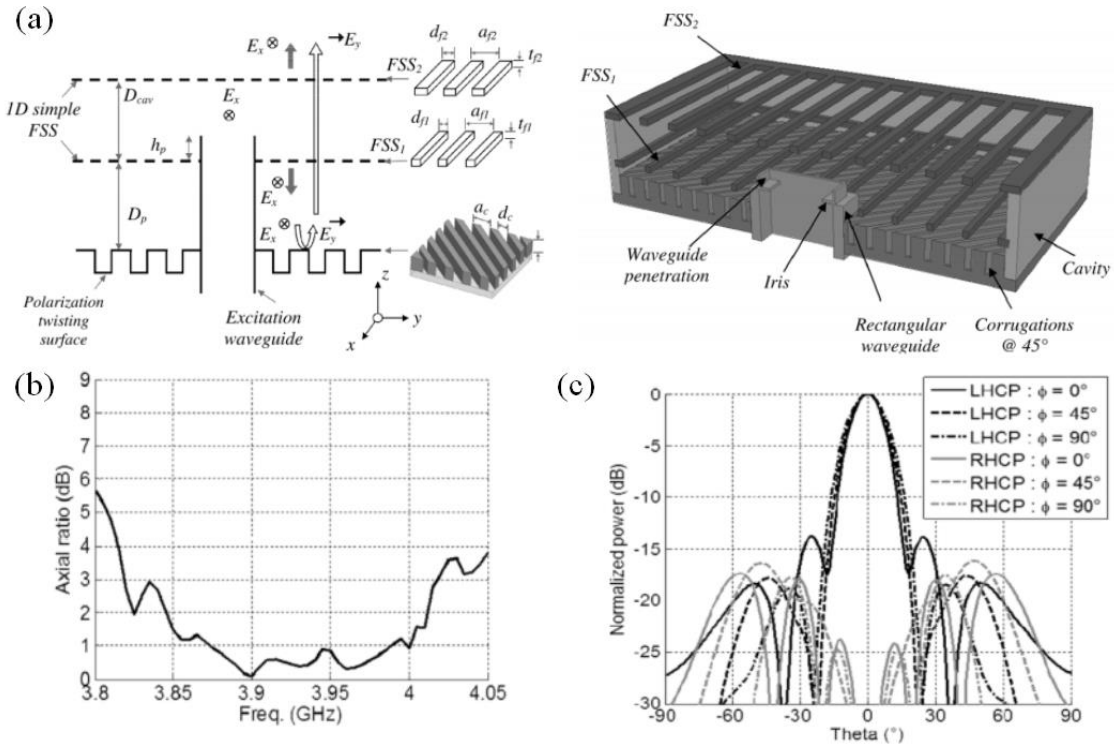


Figure 2-8: (a) vue schématique de la cavité FP (b) rapport axial (c) diagramme de rayonnement [190].

Des cavités FP actives ont également été développées en utilisant des diodes varactors [194, 195, 196, 197] ou des MEMS [198]. Parmi ces travaux, G. Tornero a développé des antennes à cavité FP actives composées d'une SPR et d'une SHI [195]. Le contrôle électronique se fait sur la SHI, tel que montré sur la Figure 2-9 (a). La cellule unitaire de la SHI est formée de deux pistes métalliques, entre ces deux pistes deux diodes varactors ont été rajoutées : elles ont pour but de faire varier la capacité créée entre les deux pistes. La cavité se compose de deux monopôles placés sur les deux extrémités de la cavité. Le premier monopôle est utilisé comme source d'excitation, tandis que le deuxième est terminé par une charge adaptée dans le but d'éviter que des modes supérieurs soient excités à l'intérieur de la cavité (car la cavité est blindée par des parois métalliques). Cette configuration permet de créer une cavité FP à onde de fuite. Le contrôle de la capacité des SHI permet de contrôler électroniquement les conditions aux limites de la cavité et par conséquent la constante de propagation complexe γ . Cette constante est donnée par la relation suivante :

$$\gamma = (\alpha + j\beta) \quad (2)$$

où β est la constante de phase et α la constante d'atténuation. La constante de phase β joue un rôle majeur sur l'angle de dépointage θ_{RAD} , Cet angle est donné par la relation suivante [199]:

$$\sin \theta_{RAD} \approx (\beta / k_0) \quad (3)$$

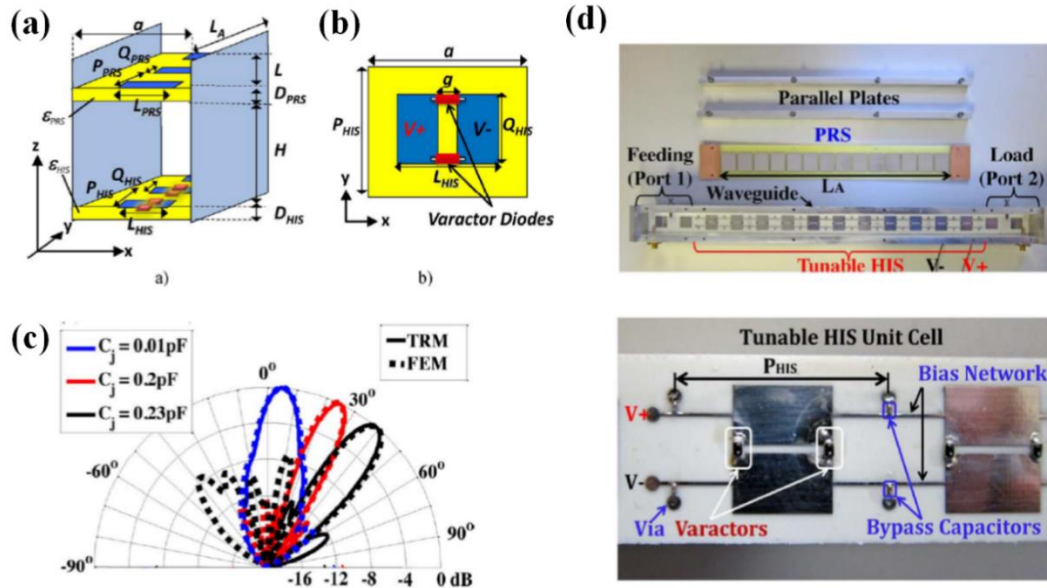


Figure 2-9 : (a) vue schématique de la cavité FP, (b) cellule unitaire constituant la SHI, (c) diagramme de rayonnement obtenues pour les différents valeurs de capacités appliquées (d) photos du prototype réalisé fonctionnant autour de 5 GHz [195].

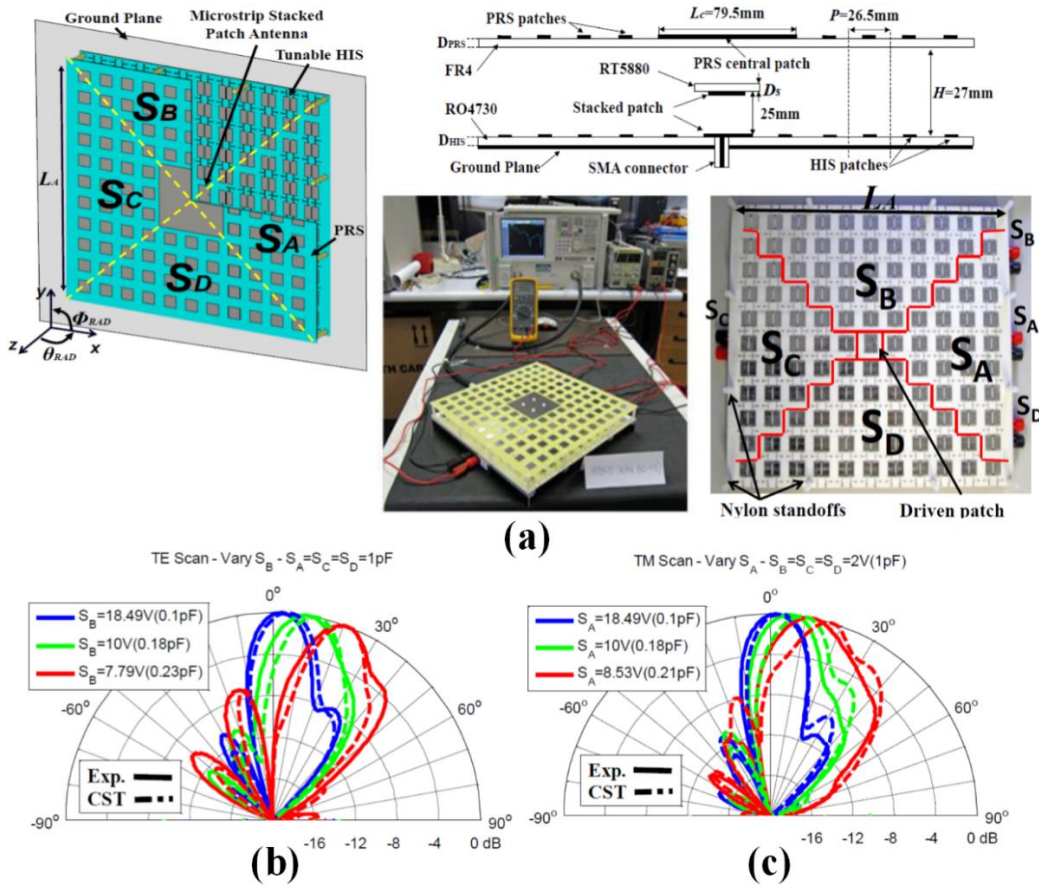


Figure 2-10 : (a) Vue schématique et photos de la cavité FP réalisée. Diagrammes de rayonnement des dépointages suivant les plans (b) $\phi = 0^\circ$ et (c) $\phi = 90^\circ$.

Par conséquent, changer la valeur de la constante de phase β (en changeant la capacité de la SHI) revient à changer l'angle de dépointage. Cet effet est montré sur la Figure 2-9 (c), dans laquelle nous observons clairement que l'angle de dépointage varie en fonction de la valeur de la capacité appliquée à la SHI. Cette structure a permis de réaliser du dépointage sur 1D pouvant atteindre 40° . Dans un second temps, G. Tornero s'est inspiré de cette structure pour développer une antenne à cavité FP permettant de réaliser du dépointage sur deux plans autour de 5 GHz. La structure est composée d'une SPR passive et de SHI actives. Pour contrôler les deux plans, G. Tornero a divisé sa structure en 4 différentes régions S_A , S_B , S_C , S_D (Figure 2-10 (a)). Les cellules unitaires de chaque région ont la même tension d'alimentation. Pour dépointer suivant la direction $\phi = 0^\circ$ (Figure 2-10 (a)) la tension de la région S_A est variée tandis que la tension des autres régions est gardée fixe. De la même manière pour scanner suivant la direction $\phi = 90^\circ$ la tension appliquée sur la région S_B est variée (Figure 2-10 (a)). Pour dépointer suivant la direction $\phi = 45^\circ$ les tensions des deux régions S_A et S_B sont variées simultanément.

En se basant sur cette approche d'antenne à onde de fuite le rayonnement est facilement prédit par la théorie [199]. D'autres modèles analytiques ont également été développés dans le but de prédire les rayonnements des antennes à cavité FP [200, 201, 202, 203]. Dans la référence [200], un modèle basé sur la théorie des lignes de transmission a été développé. Dans ce modèle, chaque cellule unitaire est modélisée par son circuit électrique équivalent. A partir de circuit, le rayonnement de l'antenne en champs lointain est calculé [200]. Dans les références [201, 202], les auteurs ont développées un autre modèle permettant de calculer le rayonnement. Dans ce modèle, les auteurs proposent de calculer le rayonnement d'une antenne à cavité FP en déterminant les courants induits sur la surface de chaque cellule unitaire. A partir de ces courants de surface, la méthode des moments est appliquée pour déterminer le rayonnement en champ lointain. La difficulté dans ce modèle est de déterminer les courants de surface, c'est pourquoi les auteurs ont proposés des motifs simples dont les courants de surface sont connus dans la littérature : ces motifs sont des patches [201] ou des ouvertures [202].

Ces modèles ont été développés dans le cadre d'une SPR dont les motifs des cellules unitaires sont uniformes. Cependant, aucun de ces modèles ne tient compte du cas où la SPR est non-uniforme (différentes cellules le long de la SPR). Par conséquent, afin de comprendre les phénomènes de rayonnement dans de telles structures, un modèle différent est nécessaire. C'est pourquoi, H. Moghadas a proposé un modèle [204] qui permet de prédire le diagramme de rayonnement d'une SPR non-uniforme. Dans son modèle, il propose une approche où le rayonnement de la cavité est calculé à partir de la théorie des ondes de fuites tout en prenant en compte dans son calcul l'impédance de chaque cellule unitaire. Malheureusement, ce modèle permet de calculer le

rayonnement qu'à partir d'une configuration d'une SPR déjà en place. Cependant, il ne permet pas de fournir les cellules nécessaires pour obtenir le rayonnement désiré.

L'équipe CRIME a utilisé des SPR non-uniformes pour réaliser un dépointage dans une antenne à cavité FP. Dans un premier temps, l'équipe a démontré qu'elle pouvait réaliser un dépointage en variant les dimensions géométriques des grilles capacitatives [205]. Ces variations de dimensions ont permis d'appliquer un gradient de phase le long de la SPR et ainsi de réaliser un dépointage pouvant atteindre 30°.

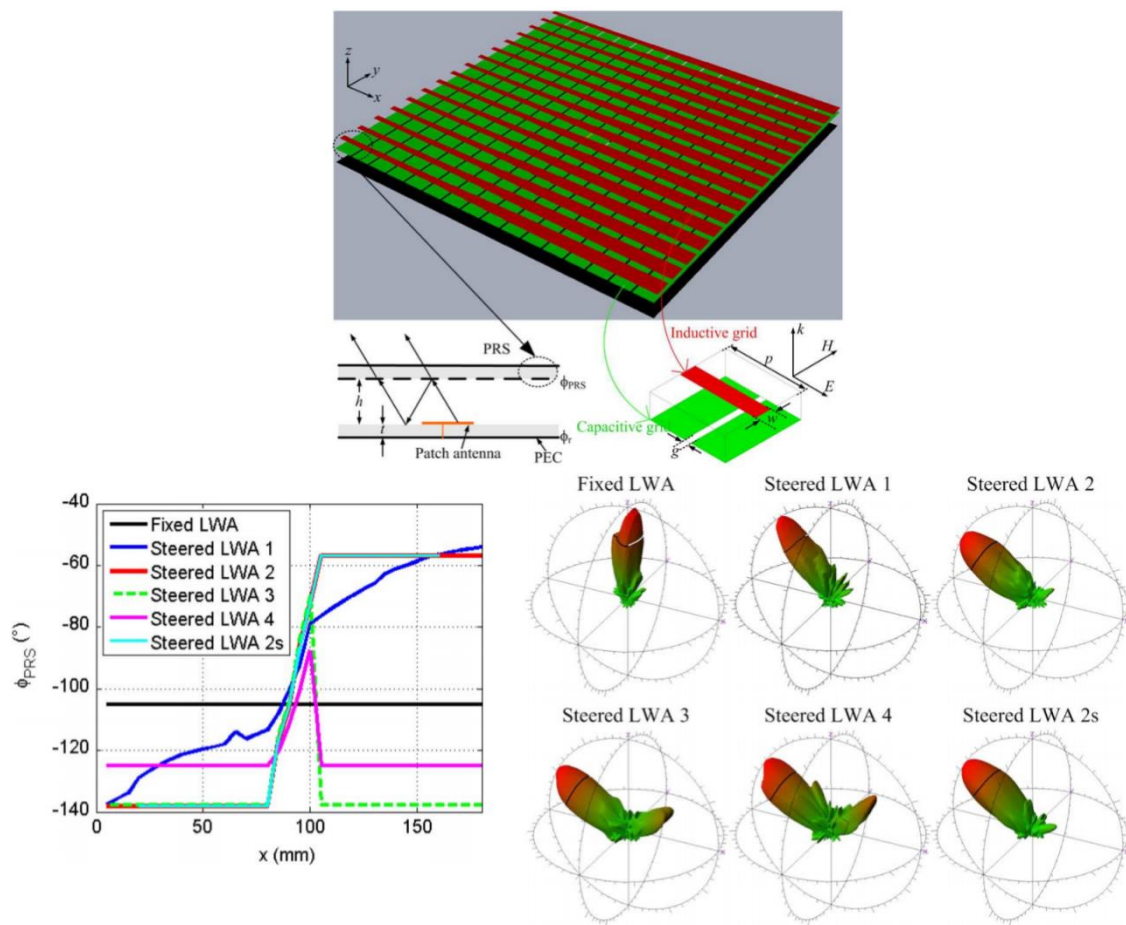


Figure 2-11 : (a) Vue schématique de la cavité FP et de la PRS utilisée pour réaliser le dépointage (b) la phase du coefficient de réflexion appliquée le long de la PRS (c) les diagrammes de rayonnements pour les différents gradient de phase appliqués [206].

Par la suite et dans le cadre d'une autre étude, le gradient de phase a été obtenu en faisant varier les dimensions géométriques de la grille inductive le long de la métasurface [206]. La Figure 2-11 montre une vue schématique de la SPR réalisée, ainsi que les différents gradients de phase appliqués et les diagrammes de rayonnement correspondants à chaque configuration. Toutes les configurations ont été testées en simulation et validées expérimentalement en bande X. Les résultats

ont montré qu'un fort dépointage de l'ordre de 60° pouvait être obtenu en faisant varier uniquement les cellules centrales de la SPR. Ce travail a permis de démontrer qu'un dépointage pouvait être obtenu juste en appliquant un gradient de phase le long de la SPR, mais aucun modèle n'a été présenté permettant de prédire l'angle de dépointage.

Dans ce chapitre, je présenterai un modèle analytique simple qui permet de calculer la réponse de phase de la SPR requise pour prédire l'angle de dépointage souhaité dans une antenne à cavité FP. Le modèle est basé sur l'optique géométrique et part du même principe introduit par G. V. Trentini [178]. Une modulation de phase « en dents de scie » est appliquée à la métasurface et elle est calculée en prenant en compte les différentes réflexions à l'intérieur de la cavité. Ce modèle a été validé autour de 2 GHz à la fois en simulation et expérimentalement.

2.2. Modèle analytique pour la prédiction de l'angle de dépointage

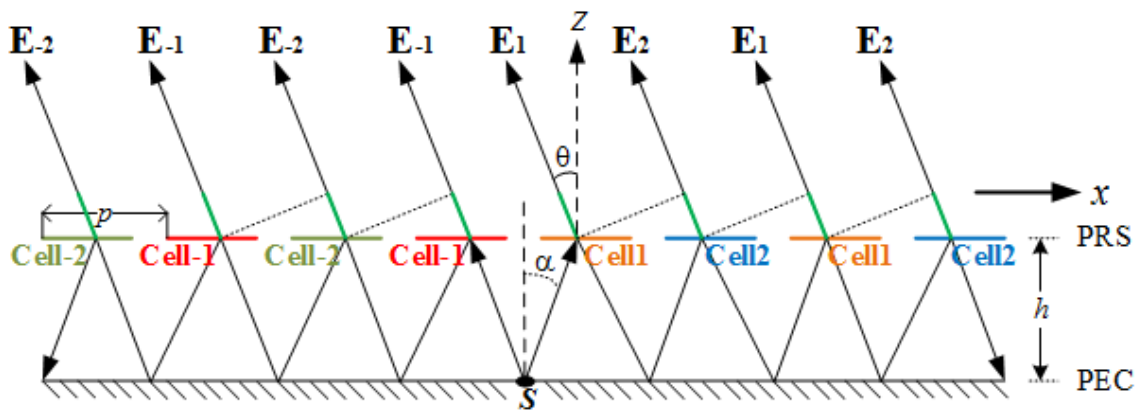


Figure 2-12 : Vue schématique de la cavité FP formée par une SPR, un réflecteur métallique parfait et une source primaire S.

Dans cette étude, la configuration de l'antenne étudiée est présentée sur la Figure 2-12. L'antenne est composée d'une SPR, d'un réflecteur métallique parfait et d'une source primaire S dont le rayonnement est décrit par la fonction $f(\alpha)$. La SPR est placée à une distance h au-dessus du réflecteur métallique.

Dans ce modèle, nous partons du principe que le concept d'optique géométrique est applicable à l'intérieur de la cavité tout comme le modèle développé par G. V. Trentini. Nous prenons également en compte uniquement les réflexions spéculaires de l'onde à l'intérieur de la cavité. Chaque cellule unitaire est considérée comme une micro-antenne et l'ensemble de la métasurface, comme un réseau de micro-antennes.

L'intensité du champ électrique en champ lointain donnée par la somme des champs rayonnés par chaque cellule de la SPR s'écrit sous la forme :

$$E_{Tx} = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} f(\alpha) E_i \quad (4)$$

Où E_i est la composante du champ transmis par la $i^{\text{ème}}$ cellule de la SPR. Ce terme doit prendre en compte les multiples réflexions de l'onde à l'intérieur de la cavité et est ainsi donné par la relation :

$$E_i = E_0 T_i e^{j\psi_{Ti}} \prod_{n=1}^{i-1} R_n e^{j(\phi_n)} \quad (5)$$

Où :

- E_0 est l'amplitude du champ électrique rayonné par la source S.
- i est l'indice de l'onde transmise.
- R_n est l'amplitude du coefficient de réflexion sur les n précédentes cellules (sachant que $i = n+1$).
- ϕ_n représente la somme des déphasages introduits par les réflexions successives sur la métasurface, le plan de masse et le chemin parcouru par l'onde à l'intérieur de la cavité.
- T_i est l'amplitude du coefficient de transmission de la $i^{\text{ème}}$ cellule.
- ψ_{Ti} la phase du coefficient de transmission de la $i^{\text{ème}}$ cellule.

Globalement, le terme $\prod_{n=1}^{i-1} R_n e^{j\phi_n}$ correspond au produit des multiples réflexions de l'onde à l'intérieur de la cavité et le terme $T_i e^{j\psi_{Ti}}$ correspond à l'onde transmise à travers la SPR. Par conséquent, le déphasage de transmission de l'onde à travers la $i^{\text{ème}}$ cellule est donné par la relation suivante :

$$\psi_i = \sum_{n=1}^{i-1} \phi_n + \psi_{Ti} \quad (6)$$

Nous partons du principe que la métasurface est constituée d'un réseau de micro-antennes de périodicité p . Par analogie à la théorie des réseaux d'antennes, réaliser un dépointage dans la direction $\theta \neq 0^\circ$ nécessiterait une différence de phase entre deux cellules adjacentes :

$$\psi_i - \psi_{i-1} = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \quad (7)$$

L'objectif de ce modèle est de calculer la phase de transmission ψ_{Ti} (équation (5)) de chaque cellule, afin de produire le déphasage nécessaire pour réaliser un dépointage dans la direction θ souhaitée, sachant que :

$$\psi_{Ti} = \psi_i - \sum_{n=1}^{i-1} \phi_n \quad (8)$$

Pour cela, nous devons calculer le déphasage ϕ_i de l'onde à l'intérieur de la cavité FP, donné par :

$$\phi_i = \sum_{n=1}^{i-1} \phi_n \quad (9)$$

Rappelons que le déphasage ϕ_i de l'onde à l'intérieur de la cavité à la $i^{\text{ème}}$ cellule est décrit par la somme de toutes les phases, c'est-à-dire par:

- le chemin parcouru par l'onde à l'intérieur de la cavité
- les réflexions successives sur le plan de masse (déphasage $\pm 180^\circ$)
- les n cellules précédentes

Ainsi, le terme ϕ_i est décrit par la formule généralisée suivante :

$$\phi_i = \begin{cases} \frac{2\pi h}{\lambda \cos(\alpha)} & -1 \leq i \leq 1 \\ \left(\frac{(2i-1)}{\lambda} \frac{2\pi h}{\cos \alpha} + (i-1)\pi \right) + \sum_{k=1}^{i-1} \psi_{Rk} & i \geq 2 \\ \left(\frac{(-2i-1)}{\lambda} \frac{2\pi h}{\cos \alpha} + (-i-1)\pi \right) + \sum_{k=-1}^{i+1} \psi_{Rk} & i \leq -2 \end{cases} \quad (10)$$

Comme nous pouvons l'observer dans l'équation (10), pour les cellules centrales -1 et 1, nous prenons en compte uniquement le déphasage dû au trajet effectué par l'onde. Par ailleurs, pour les cellules $i > 2$ et $i < -2$, nous prenons en compte tous les déphasages cités dans le paragraphe précédent c'est-à-dire :

- ψ_{Rk} la phase du coefficient de réflexion de toutes les précédentes cellules (1 à $i-1$).
- π est le déphasage du plan de masse.
- Le terme $\frac{(2i-1)}{\lambda} \frac{2\pi h}{\cos \alpha}$ représente le trajet suivi par l'onde à l'intérieur de la cavité.
- L'angle α est donné par la relation suivante :

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{p}{2h}\right) \quad (11)$$

Dans les travaux de Yahiaoui et *al.* [186], les auteurs ont démontré que dans une cavité FP sub-longueur d'onde, la source primaire S illumine principalement la région centrale de la métasurface. De ce fait, un gradient de phase appliqué uniquement aux cellules centrales était suffisant [206] pour réaliser un dépointage pouvant atteindre 60° . Par conséquent, dans notre modèle les phases seront calculées dans un premier temps pour les 4 cellules centrales c'est-à-dire les cellules -1, -2, 1 et 2 (voir Figure 2-12). En partant de la relation (5) :

$$\begin{cases} \psi_1 - \psi_{-1} = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \\ \psi_2 - \psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \\ \psi_{-2} - \psi_{-1} = -\frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \end{cases} \quad (12)$$

En remplaçant les relations (8) et (9) dans (12), nous obtenons :

$$\begin{cases} \psi_{T1} - \psi_{T-1} + \phi_1 - \phi_{-1} = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \\ \psi_{T2} - \psi_{T1} + \phi_2 - \phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \\ \psi_{T-2} - \psi_{T-1} + \phi_{-2} - \phi_{-1} = -\frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \end{cases} \quad (13)$$

En partant de la relation (10), nous remarquons que les phases ϕ_1 et ϕ_{-1} s'annulent du fait qu'elles sont égales, ce qui amène à la forme suivante :

$$\begin{cases} \psi_{T1} - \psi_{T-1} = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \\ \psi_{T2} - \psi_{T1} + \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h}{\cos \alpha} + \pi + \psi_{R1} = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \\ \psi_{T-2} - \psi_{T-1} + \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h}{\cos \alpha} + \pi + \psi_{R-1} = -\frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \end{cases} \quad (14)$$

Et ainsi,

$$\begin{cases} \psi_{T1} - \psi_{T-1} = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta \\ \psi_{T2} - \psi_{T1} = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta - \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h}{\cos \alpha} - \pi - \psi_{R1} \\ \psi_{T-2} - \psi_{T-1} = -\frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta - \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h}{\cos \alpha} - \pi - \psi_{R-1} \end{cases} \quad (15)$$

L'équation (15) décrit les différences de phases nécessaires entre chaque cellule pour produire un dépointage suivant la direction θ . Maintenant, il faut calculer la valeur de phase nécessaire pour chaque cellule, pour cela il faut prendre une cellule comme référence et déduire le reste des cellules. Dans notre cas, nous prendrons la cellule 1 comme référence avec une valeur de phase égale à ψ_{TN} . Cette valeur correspond à la phase de transmission d'une cavité ayant un rayonnement à $\theta = 0^\circ$, déduit à partir de l'équation (1). Cette valeur de référence s'explique par le fait qu'en simulation nous avons observé qu'il fallait prendre une valeur de phase de la cellule au-dessus de la source très proche de celle d'une cavité fixe pour avoir un dépointage autour de la même fréquence. Il faut souligner que la fréquence de fonctionnement d'une cavité FP est très sensible aux valeurs de phases appliquées. De plus, la fréquence de fonctionnement désirée ne correspond pas forcément à la fréquence où la source est la plus adaptée. De ce fait, il faut faire une première étude et réadapter les paramètres pour pouvoir aligner toutes les fréquences de fonctionnement.

Au final, les valeurs de phase des 4 cellules centrales sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \psi_{T1} = \psi_{TN} \\ \psi_{T-1} = -\frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta + \psi_{TN} \\ \psi_{T2} = \frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta - \Delta\phi_{21} + \psi_{T1} \\ \psi_{T-2} = -\frac{2\pi}{\lambda} p \sin \theta - \Delta\phi_{-21} + \psi_{T-1} \end{cases} \quad (16)$$

avec :

$$\begin{cases} \Delta\phi_{21} = \phi_2 - \phi_1 = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h}{\cos \alpha} + \pi + \psi_{R1} \\ \Delta\phi_{-21} = \phi_{-2} - \phi_{-1} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h}{\cos \alpha} + \pi + \psi_{R-1} \end{cases} \quad (17)$$

Enfin, les quatre cellules calculées sont répétées le long de la métasurface comme suit : cellule 1 = cellule 3 = cellule 5 = ... et cellule 2 = cellule 4 = cellule 6 = ..., comme présenté sur la Figure 2-12. Une étude plus approfondie concernant cette topologie de métasurface sera présentée dans la partie 2.3.7 de ce chapitre.

2.3. Validation du modèle

Dans cette partie, je décrirai les différentes étapes de conception de l'antenne à cavité FP validant le modèle décrit dans la partie précédente. Le modèle a été développé dans le cadre d'un projet R&T CNES suivi par Astrium. De ce fait, il a été validé sur une cavité FP fonctionnant sur la bande [2,2 - 2,29] GHz. Selon la demande des partenaires industriels, trois angles de dépointages en plus du rayonnement normal ont été calculés afin de valider ce modèle ($\theta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ$ et 45°). Je précise que ce projet a pour but d'étudier la faisabilité d'une cavité FP permettant de remplacer un réseau de 4 patches. Cette cavité FP devra atteindre un gain réalisé de 10 dB et fonctionnant en polarisation circulaire. Le rapport axial du système actuel (le réseau de 4 patches) est très dégradé autour de 10 dB, cette cavité devra donc améliorer ce rapport axial. Par conséquent, le challenge ici est de réaliser une cavité FP fonctionnant en polarisation circulaire et pouvant atteindre des forts angles de dépointage.

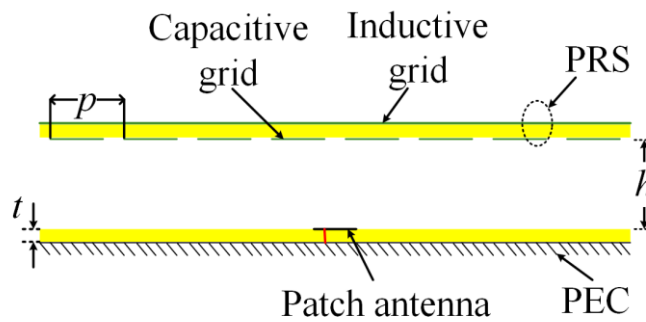


Figure 2-13 : Vue schématique de la cavité FP excitée par une antenne patch.

La configuration de la cavité FP que nous devons réaliser est présentée sur la Figure 2-13. Pour un fonctionnement autour de la fréquence centrale de 2,25 GHz, l'épaisseur de la cavité a été fixée à $h = 17$ mm ($\approx \lambda/8$). La métasurface finale utilisée comme SPR se compose de 16 x 16 cellules, ce qui

donne des dimensions latérales de 400 mm x 400 mm. La source primaire utilisée est une antenne patch dont le plan de masse est utilisé comme réflecteur parfait.

2.3.1 Choix du substrat diélectrique

Les pertes diélectriques sont un critère clé lors de la conception d'une antenne à cavité FP. Pour obtenir un gain réalisé élevé il est impératif de partir sur un substrat diélectrique à faible perte. Pour cette étude nous avons sélectionné le substrat ARLON AD450 ($\epsilon_r = 4,5$ et $\tan \delta = 0,0035$). Ce choix s'est fait d'une part pour la disponibilité de ce matériau chez notre fournisseur, d'une autre part pour le fait qu'il soit à faible perte $\tan \delta = 0,0035$ et pour finir pour le cout réduit comparé à un autre diélectrique de la même catégorie ROGERS TMM4. Les épaisseurs disponibles sont $t = 0,508$ mm, $t = 0,762$ mm et $t = 1,524$ mm. Cependant, comme la cavité que nous allons réaliser aura des dimensions de l'ordre de 400 x 400 mm, un substrat rigide est nécessaire sinon le fait qu'il se fléchit pourrait fausser les résultats, surtout dans le cas d'une cavité FP où la structure très résonante. C'est pourquoi, le substrat dont l'épaisseur $t = 1,524$ mm est le meilleur choix pour notre cas. A présent, je passe à l'étape de la réalisation de la source primaire :

2.3.2. Antenne patch fonctionnant en polarisation circulaire

Plusieurs choix ont été étudiés dans le but de réaliser une source primaire fonctionnant en polarisation circulaire. Le cas le plus simple pour réaliser de la polarisation circulaire avec une antenne patch est d'alimenter la source avec deux connecteurs RF positionnés orthogonalement comme le montre la Figure 2-14 (a). Cette antenne patch est de forme carrée et a pour dimension 30,5 mm x 30,5 mm pour un fonctionnement autour de 2,25 GHz. Elle sera imprimée sur le même substrat diélectrique que la métasurface ARLON AD450 ($t = 1,524$ mm).

Après optimisation de cette antenne pour un fonctionnement sur la bande [2,2 – 2,29] GHz. Nous avons trouvé qu'un offset $t_0 = 5$ mm est nécessaire pour assurer la bonne adaptation de cette antenne. Cependant, cette dimension n'est pas réalisable en pratique avec les connecteurs à notre disposition. C'est pourquoi, nous nous sommes tournées vers d'autres solutions d'antenne patch en polarisation circulaire avec un seul connecteur. Parmi ces solutions nous avons étudiées ces cas [207] :

- **Patch alimenté par un connecteur sur la diagonale :** Le fait de positionner le connecteur sur la diagonale d'un patch carrée permettrait d'obtenir de la polarisation circulaire Figure 2-14 (c). Le choix de la polarisation droite ou gauche se fait par le positionnement du connecteur sur la diagonale ou l'anti-diagonale. Le problème avec cette configuration, c'est que la polarisation circulaire n'est obtenue que sur une bande de fréquence très étroite

comme le mentionne Balanis dans son ouvrage [207]. Le rapport axial minimum obtenu avec cette configuration après optimisation est de 13 dB (Figure 2-14 (b)).

- **Patch avec fente en diagonale :** Nous avons testé également une autre solution qui consiste à rajouter une fente sur la diagonale. Cette fente permettrait d'obtenir de la polarisation circulaire. L'orientation de la fente suivant la diagonale ou l'anti-diagonale permettrait également d'obtenir de la polarisation circulaire droite ou gauche. Les dimensions latérales de la fente ont été repris du ouvrage de Balanis [207] $C = Lp/2,72$ et $d = C/10$. Après optimisation de cette structure, nous concluons que cette configuration ne permet pas d'obtenir une polarisation circulaire dans notre cas : cela est très probablement dû au positionnement du connecteur qui est assez proche de la fente.
- **Patch avec troncature sur les bords :** La dernière configuration testée consiste à rajouter des troncatures sur les bords du patch. Ces troncatures ont pour dimensions $e = 2,32$ mm. Ces dimensions ont été optimisées pour un fonctionnement autour de 2,25 GHz. Comme le montre la Figure 2-14 (d), le niveau minimum du rapport axial est obtenu à 2,25 GHz. Nous remarquons que le rapport axial AR reste inférieur à -3 dB sur une bande de 10 MHz autour de 2,25 GHz. L'adaptation de cette antenne est présentée sur la Figure 2-15 qui montre une bonne adaptation autour de 2,25 GHz ($S_{11} = -23$ dB). Les diagrammes de rayonnement en 3D présentés sur la Figure 2-16 montrent un rayonnement hémisphérique en polarisation circulaire droite.

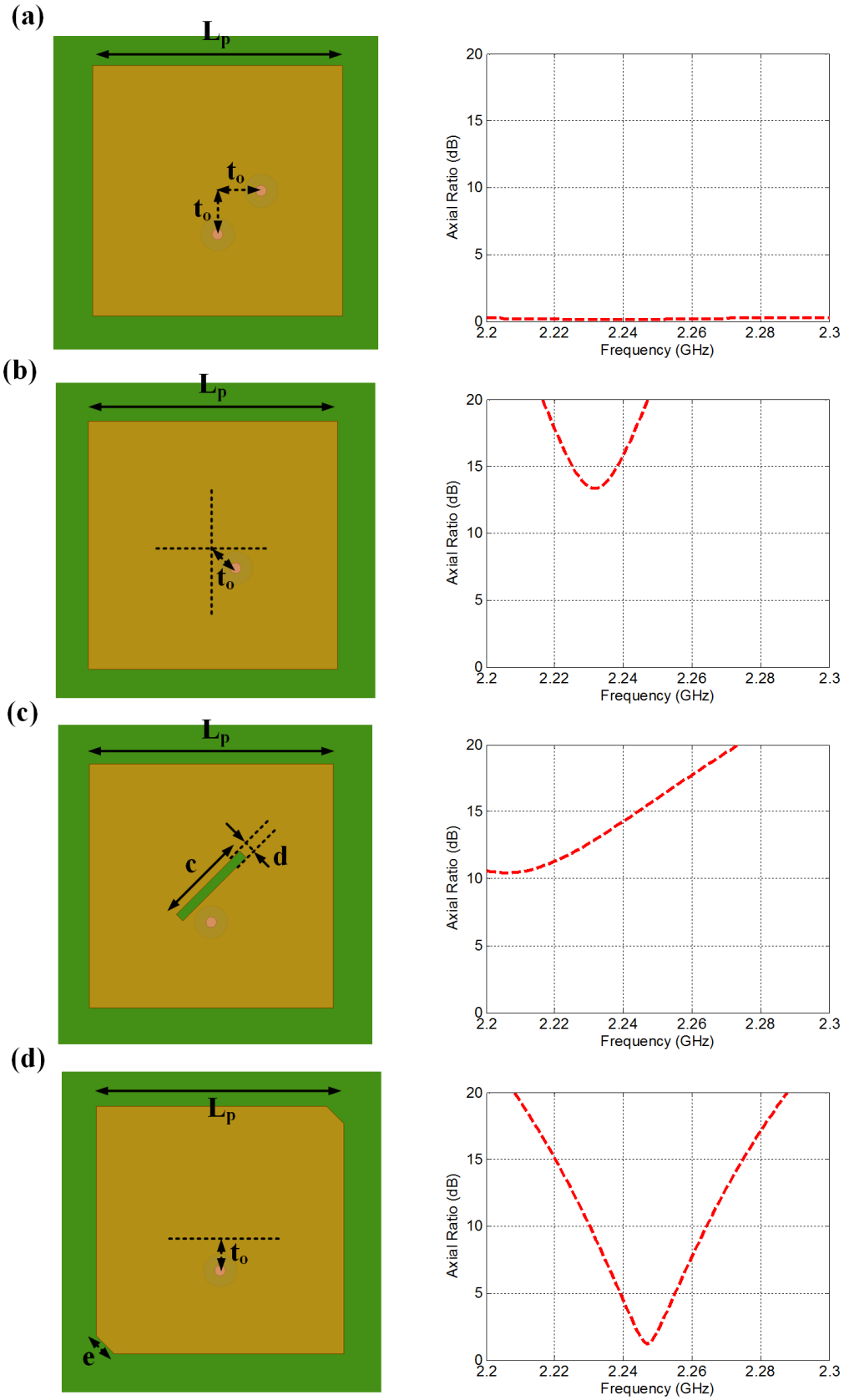


Figure 2-14 : Vues schématiques (a) patch alimenté par deux connecteurs (b) alimenté par un seul connecteur en diagonale (c) avec une fente en diagonale (d) avec des troncatures. Les rapports axiaux obtenus pour chaque configuration sont présentés à $\phi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$.

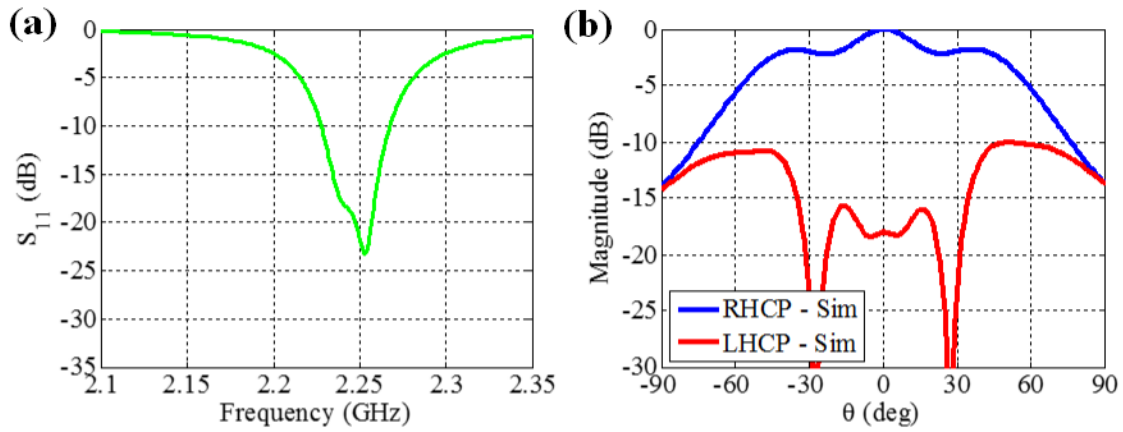


Figure 2-15 : (a) Adaptation de l'antenne patch et (b) diagramme de rayonnement suivant le plan $\phi = 90^\circ$.

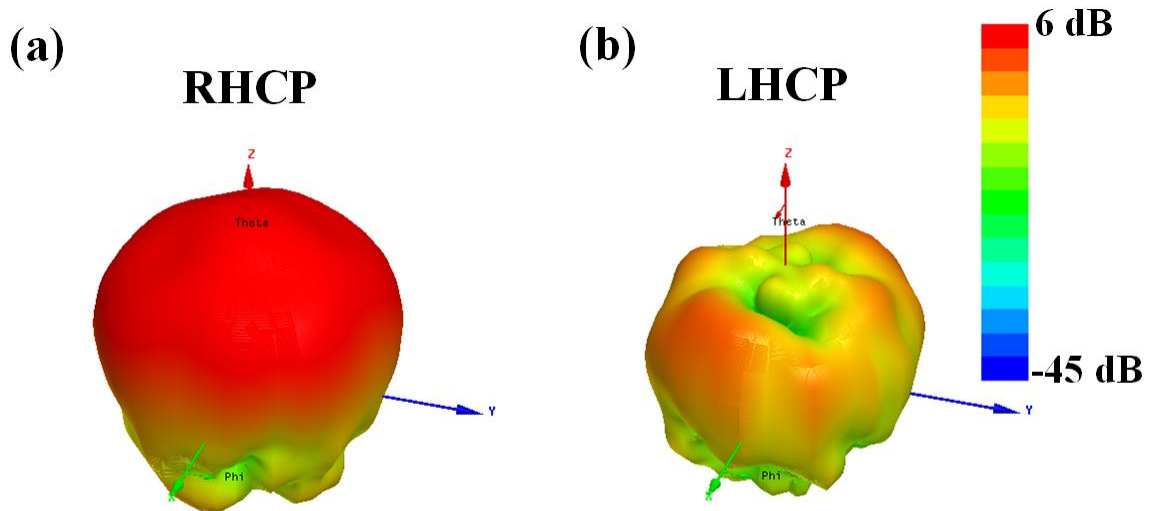


Figure 2-16: Diagramme de rayonnement en 3D (a) polarisation circulaire droite (b) polarisation circulaire gauche.

2.3.3. Conception de la cellule unitaire et de la métasurface

Pour obtenir les réponses de phases nécessaires qui seront calculées par le modèle, il faut tout d'abord concevoir et optimiser la cellule unitaire. Pour cela, nous optons pour une cellule se comportant comme un résonateur LC. La géométrie de cette cellule est présentée sur la Figure 2-17. Elle se compose de deux pistes en forme de croix jouant le rôle d'une grille inductive de dimension l et d'un patch de forme carrée jouant le rôle d'une grille capacitive de dimension w . Cette géométrie est adaptée pour un fonctionnement en polarisation circulaire.

A l'aide du logiciel commercial HFSS d'ANSYS [208], l'optimisation de la cellule unitaire a été effectuée en appliquant les conditions de limites périodiques « *Maitre-Esclave* » et en utilisant des ports de « *Floquet* » comme excitation.

Dans cette étude, nous avons choisi de faire varier les dimensions de la grille inductive l pour appliquer les variations de phases nécessaires le long de la SPR. De ce fait, la cellule unitaire doit être optimisée de façon à couvrir le maximum de valeurs de phase possible lorsque la dimension l est variée. Dans le cas idéal -180° à 180° en réflexion et -90° à 90° en transmission.

La périodicité p de la cellule doit être inférieure à $\lambda/5$ autour de la fréquence de fonctionnement 2,25 GHz. Si, nous partons sur une périodicité $p = 25$ mm, nous devons optimiser la cellule pour un fonctionnement autour de cette fréquence. La Figure 2-18 montre l'effet des dimensions de la grille capacitive w . Les résultats des simulations montrent que, plus w diminue plus la fréquence de résonance augmente. Ceci est dû au fait que quand w diminue, le gap entre les grilles capacitatives augmente par conséquent la capacité diminue et ainsi la fréquence augmente (équation (18)).

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (18)$$

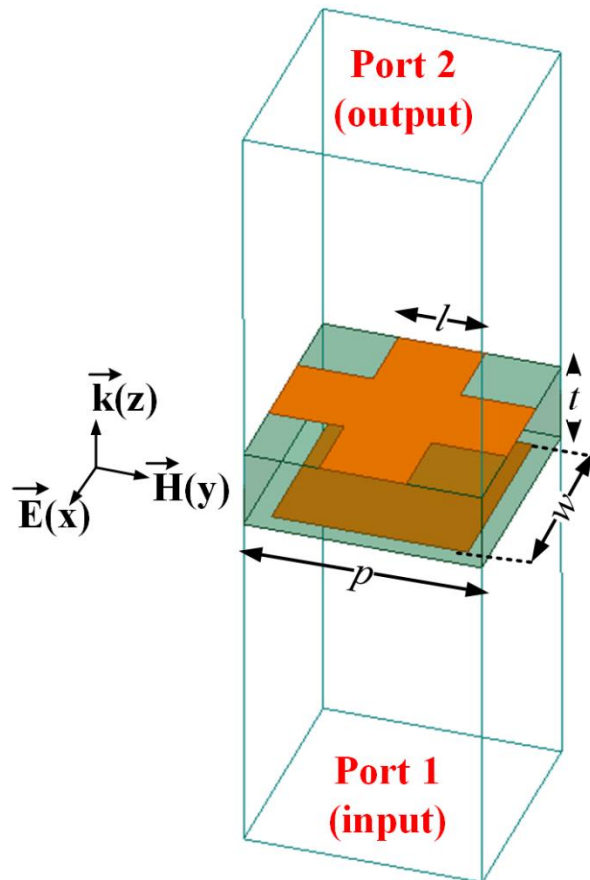


Figure 2-17 : Vue schématique de la cellule unitaire.

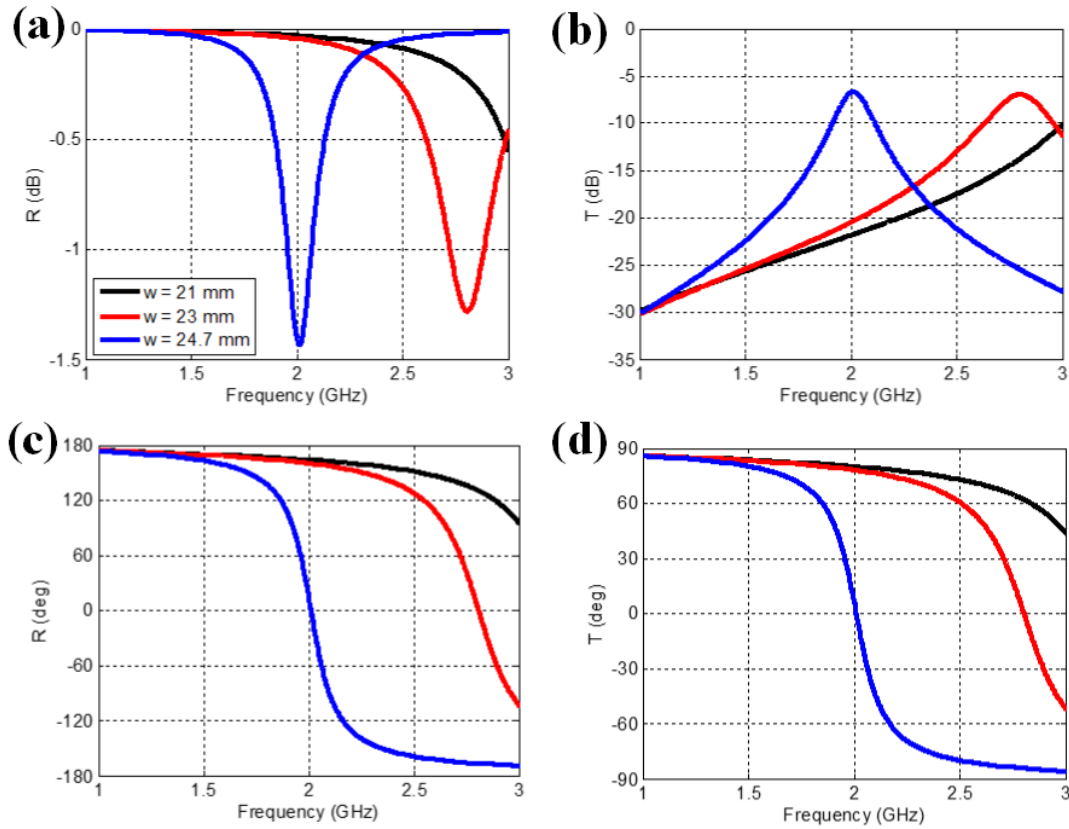


Figure 2-18 : Réponses des coefficients de réflexion et de transmission en amplitude (a), (b) et en phase (c) et (d), respectivement, pour les dimensions $p = 25$ mm et $l = 12$ mm.

Après optimisation de la grille capacitive pour une périodicité $p = 25$ mm, nous arrivons à la conclusion que la dimension $w = 24,7$ mm est la plus appropriée. De la même manière nous optimisons d'autres cellules avec des périodicités p plus petite. Pour une périodicité $p = 20$ mm, la dimension de la grille capacitive optimisée est $w = 19,8$ mm, la réponse de cette cellule a été étudiée en fonction des dimensions de la grille inductive l à 2,25 GHz et donne les résultats présentés sur la Figure 2-19 (a) et (b). Ensuite, nous optimisons une autre cellule unitaire ayant une périodicité $p = 22,5$ mm, la grille capacitive optimum a pour dimension $w = 22,2$ mm dont les résultats sont présentés sur la Figure 2-19 (c) et (d). Les 3 périodicités étudiées ($p = 20$ mm, $p = 22,5$ mm, $p = 25$ mm) donnent une phase en transmission variant approximativement entre -70° à 70° à 2,25 GHz. Pour assurer un bon confinement de l'onde à l'intérieur de la cavité l'amplitude du coefficient de transmission doit être inférieur à -10 dB. L'étude paramétrique effectuée sur la périodicité, montrent que l'amplitude du coefficient de transmission est supérieure à -10 dB pour les cas de $p = 20$ mm et $p = 22,5$ mm. Tandis que, pour le cas $p = 25$ mm l'amplitude du coefficient de transmission reste inférieur à -10 dB pour tous les valeurs de l . C'est pourquoi, la cellule dont la périodicité $p = 25$ mm a été choisie pour cette étude.

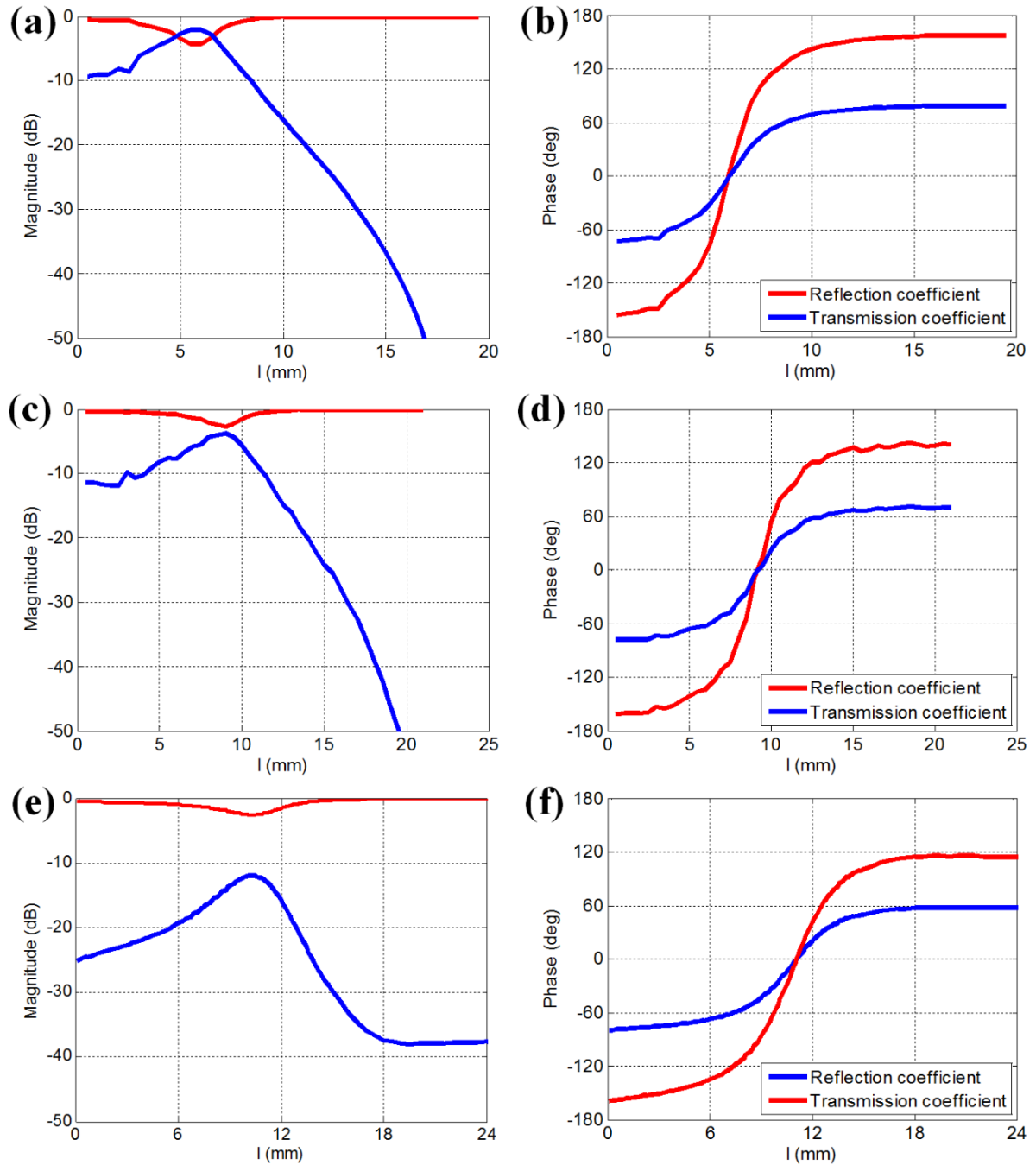


Figure 2-19: Réponse des coefficients de réflexion et de transmission en phase et en amplitude en fonction des dimensions de la grille inductive l pour des cellules ayant comme périodicité (a), (b) $p = 20$ mm, (c), (d) $p = 22,5$ mm et (e), (f) $p = 25$ mm.

Une fois que la cellule unitaire a été sélectionnée, nous procédons à présent au calcul des phases nécessaires pour réaliser des dépointages à 15° , 30° et 45° . Le tableau 2.1 résume toutes les valeurs de phase calculées pour chaque cas à partir du modèle présenté dans la partie 2.2.

L'angle de dépointage désiré θ	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 15^\circ$	$\theta = 30^\circ$	$\theta = 45^\circ$
ψ_{T-2}	-38°	10°	-5°	-35°
ψ_{T-1}	-38°	26°	0°	-12°
ψ_{T1}	-38°	46°	46°	46°
ψ_{T2}	-38°	31°	22°	22°

Tableau 2.1 : Récapitulatif des différentes valeurs des phases de transmission ψ_{Ti} calculées à partir du modèle pour les quatre configurations $\theta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ$ et 45° .

Il faut noter que les valeurs de phases calculées par le modèle ne sont que des différences de phase à appliquer entre chaque cellule unitaire. Le fait de sélectionner une cellule de référence ayant pour phase Ψ_{TN} (voir équation (16)) revient à réaliser une cavité qui fonctionne à une fréquence proche de celle désirée (2,25 GHz dans notre cas). Cependant, cette valeur n'est qu'une approximation, il est nécessaire par la suite d'effectuer une optimisation qui consiste à décaler les valeurs de phases afin d'établir la configuration finale. De ce fait, le modèle présenté dans ce chapitre comporte à la fois une approche analytique et une étude itérative permettant d'optimiser les cavités pour qu'elles fonctionnent à la fréquence souhaitée. La procédure de réalisation est décrite par le schéma présenté sur la Figure 2-20. Une fois le processus d'optimisation fait les dimensions finales pour chaque configuration sont présentées sur le tableau 2.2.

Antenne	0° FP	15° FP	30° FP	45° FP
l_2 (mm)	12,5	10,7	10,9	9,5
l_1 (mm)	12.5	12.3	11.1	10.6
l_1 (mm)	12.5	14	14	14
l_2 (mm)	12.5	12.6	12.1	12.1

Tableau 2.2 : Récapitulatif des différentes dimensions de l pour les quatre configurations $\theta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ$ et 45° .

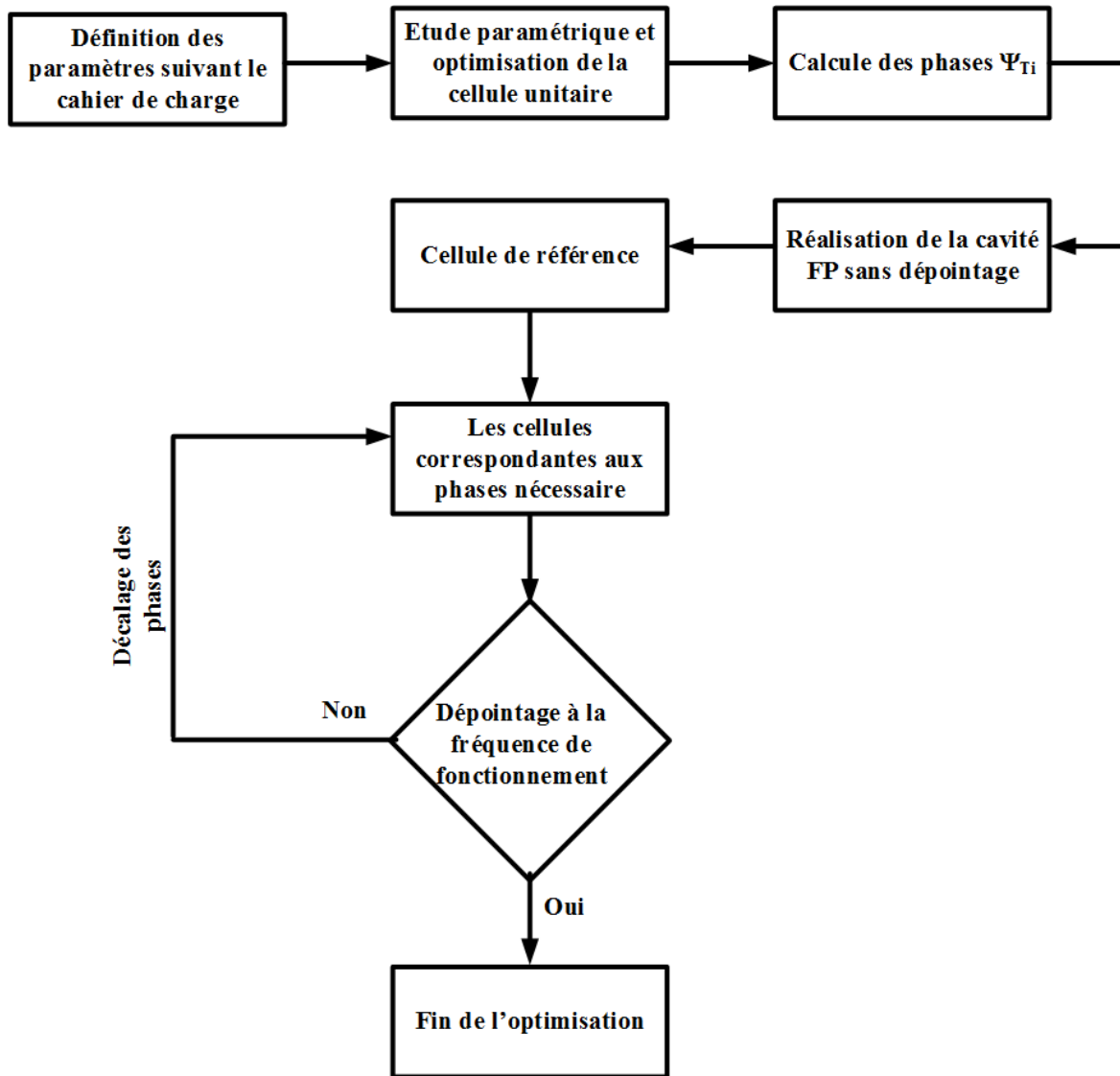


Figure 2-20 : Schéma illustrant la procédure d'optimisation de la cavité FP.

Une fois que nous avons optimisé toutes les valeurs de phase nécessaire pour chaque cas, je détaillerai à présent les résultats obtenus pour les différentes configurations «0° FP», «15° FP», «30° FP» et «45° FP» :

2.3.4. Cavité 0° FP

Dans la première configuration, une antenne à cavité FP classique avec un rayonnement à $\theta = 0^\circ$ a été conçue et simulée sous HFSS. Pour cette configuration, la phase du coefficient de transmission appliquée est fixe le long de la SPR, comme le montre la Figure 2-21 (b). La phase en réflexion $\phi_{SPR} = -75^\circ$ est calculée à partir de la relation (1) pour une hauteur $h = 17$ mm. Cette valeur de phase correspond à la cellule dont la grille inductive a pour dimensions $l = 12,5$ mm et ainsi $\psi_{TN} = -38^\circ$. Les performances de cette antenne sont décrites ci-dessous :

- **Adaptation de l'antenne** : L'adaptation de l'antenne est présentée sur la Figure 2-21 (b). Cette figure montre que la SPR (0° FP) influe légèrement sur l'adaptation de la source. Par exemple si nous comparons la bande d'adaptation à -10 dB de la source seule qui est [2,225 – 2,275] GHz, le fait de rajouter la SPR la bande d'adaptation devient [2,24 – 2,29] GHz. Cependant, l'antenne reste adaptée à la fréquence de fonctionnement 2,25 GHz et présente un niveau de $|S_{11}| = -14$ dB.
- **Diagramme de rayonnement** : Les diagrammes de rayonnement à la fréquence 2,25 GHz en 2D et en 3D sont présentés sur la Figure 2-21 (c) et (d), respectivement. Sur les deux figures, nous observons que la cavité présente un lobe principal en polarisation circulaire droite dans la direction normale au plan de l'antenne c'est-à-dire à $\theta = 0^\circ$. La directivité obtenue est égale à 11,6 dB et l'angle d'ouverture à -3 dB est de $\theta_{-3dB} = 27^\circ$.

Rapport axial : Une différence de 10 dB est observée entre la polarisation circulaire droite et gauche. Cette différence donne un rapport axial de 5 dB à 2,25 GHz. Il faut dire que la SPR influe sur le type de patch utilisée et par conséquent le niveau du rapport axial passe de 2 dB à 5 dB. Cependant, nous restons tout de même dans la limite fixée par le partenaire industriel qui est de 5 dB.

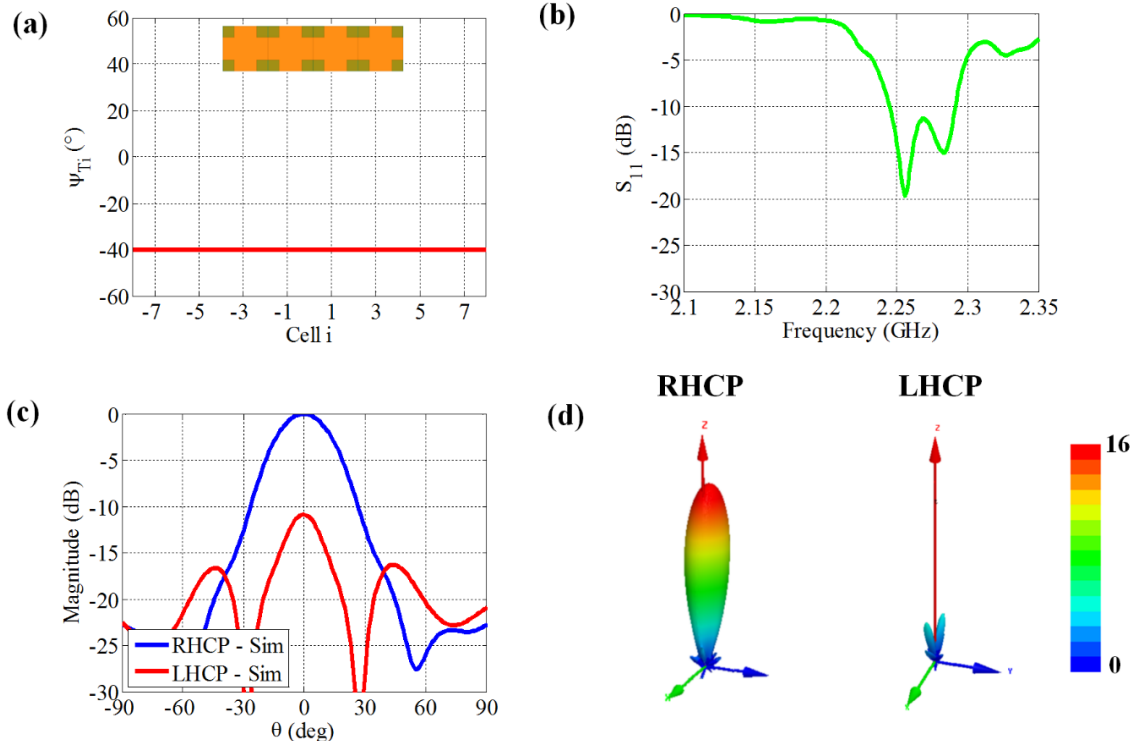


Figure 2-21 : (a) La phase appliquée le long de la SPR pour le cas « 0° FP », (b) adaptation de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 2D (en dB) suivant le plan $\phi = 90^\circ$ et (d) diagramme 3D en linéaire à 2,25 GHz pour les deux polarisations circulaires droite et gauche.

Cette première étape est importante pour la réalisation des autres cavités FP, car elle permet de déterminer la phase de référence ψ_{TN} à choisir pour la cellule 1 et d'établir la bonne configuration de la cavité.

2.3.5. Cavité 15° FP

Pour la deuxième configuration, un angle de dépointage $\theta = 15^\circ$ est souhaité. Pour cela, les phases nécessaires des 4 cellules centrales ont été calculées à l'aide du modèle présenté dans la partie 2.3. La modulation de phase appliquée le long de la SPR est présentée sur la Figure 2-22 (a), dont les valeurs ont été reportées sur le Tableau 2.1. Une fois la configuration établie les dimensions des grilles inductives correspondant aux phases souhaitées sont déduites de l'étude paramétrique ($l_2 = 10,7$ mm, $l_1 = 12,3$ mm, $l_1 = 14$ mm, $l_2 = 12,6$ mm). Les résultats des simulations sont analysés ci-dessous :

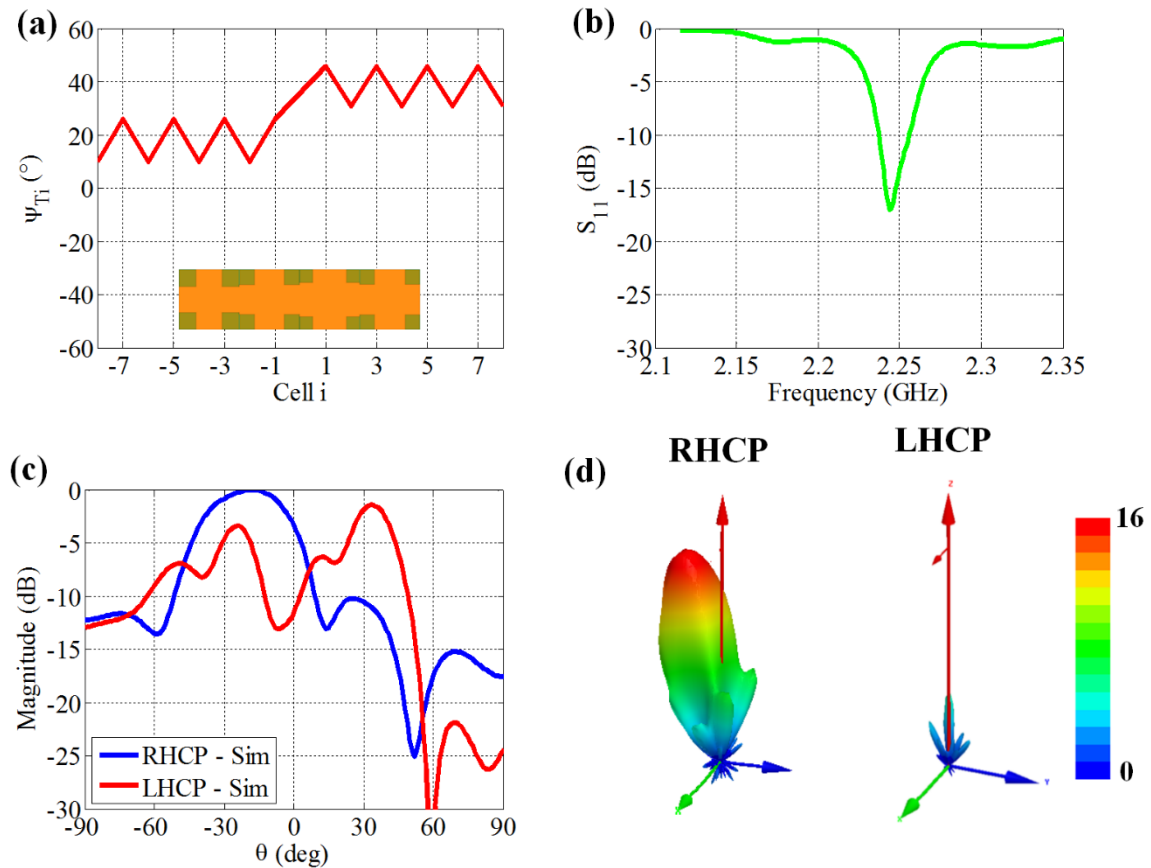


Figure 2-22 : (a) La phase appliquée le long de la SPR pour le cas « 15° FP », (b) adaptation de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 2D (en dB) suivant le plan $\phi = 90^\circ$ et (d) diagramme 3D en linéaire à 2,25 GHz pour les deux polarisations circulaires droite et gauche.

- **Adaptation de l'antenne** : L'adaptation de l'antenne présentée sur la Figure 2-22 (b) montre que cette SPR influe sur l'adaptation de la source. La bande d'adaptation à -10 dB passe alors de [2,225 – 2,275] GHz à [2,23 – 2,26] GHz. Nous remarquons également que l'adaptation varie de manière différente lorsque la SPR est uniforme ou modulée. Cependant, l'antenne reste adaptée à la fréquence de fonctionnement de 2,25 GHz et présente un niveau de $S_{11} = -14$ dB.
- **Diagramme de rayonnement** : Les diagrammes de rayonnement à la fréquence de 2,25 GHz en 2D et en 3D sont présentés sur la Figure 2-22 (c) et (d), respectivement. Sur les deux figures, nous observons clairement que le lobe principal est dépointé de la normale. Sur la Figure 2-22 (c), les résultats montrent suivant le plan $\phi = 90^\circ$ (plan de dépointage désiré) un dépointage de 12° qui se rapproche de la valeur prédit par le modèle analytique. Nous observons également que le niveau du premier lobe secondaire est à -10 dB. Le lobe principal présente une directivité de 10,2 dB avec un angle d'ouverture $\theta_{-3dB} = 35^\circ$.
- **Rapport axial** : Une différence de 8 dB est observée entre la polarisation circulaire droite et gauche à $\theta = -12^\circ$ (angle de dépointage). Cette différence donne un rapport axial de 6,5 dB.

1.3.6. Cavité 45° FP

Pour ce troisième cas, une cavité FP avec 45° de dépointage a été conçue et simulée sous HFSS. La modulation de phase appliquée le long de la SPR est présentée sur Figure 2-23(a) et les valeurs ont été reportées sur le tableau 2.1. Les dimensions de l correspondant aux valeurs de phases appliquées sont ; $l_2 = 9,5$ mm, $l_1 = 10,6$ mm, $l_1 = 14$ mm, $l_2 = 12,1$ mm. Les résultats des simulations sont analysés ci-dessous :

- **Adaptation de l'antenne** : L'adaptation de l'antenne est présentée sur la Figure 2-23 (b). La SPR utilisée dans ce cas « 45° FP » influe également sur l'adaptation de l'antenne source. La bande d'adaptation à -10 dB passe alors à [2,245 – 2,28] GHz. De ces résultats nous pouvons conclure que la modulation utilisée le long de la métasurface joue un rôle sur l'adaptation de l'antenne et que ce facteur doit être pris en compte pour assurer une bonne adaptation de l'antenne lors de la conception. Toutefois, à la fréquence de fonctionnement de 2,25 GHz l'antenne reste adaptée avec un niveau de $S_{11} = -13,5$ dB.
- **Diagramme de rayonnement** : Les diagrammes de rayonnement à la fréquence de 2,25 GHz en 2D et en 3D sont présentés sur la Figure 2-23 (c) et (d), respectivement. Sur la Figure 2-23 (c), le diagramme suivant le plan $\phi = 90^\circ$ montre un dépointage du lobe principal de 40° , ce qui représente un décalage de l'ordre de 11% par rapport à la valeur théorique. Le lobe principal présente une directivité de 10,7 dB avec un angle d'ouverture $\theta_{-3dB} = 38^\circ$.

Nous observons également que le premier lobe secondaire suivant le même plan apparaît à $\theta = 0^\circ$ avec un niveau de $-4,5$ dB. Il est clair que le niveau des lobes secondaires indésirables a tendance à augmenter avec la direction du faisceau.

- **Rapport axial :** Les résultats montrent qu'à $\theta = -40^\circ$ une différence de 6 dB est observée entre la polarisation circulaire droite et gauche donnant ainsi un rapport axial de 10 dB. Nous remarquons ainsi que le fait de dépointer le faisceau principal suivant une direction θ quelconque, réduit les performances de la polarisation circulaire.

Il faut noter que cet angle représente le maximum d'angle de dépointage obtenu avec cette configuration de cavité (substrat Arlon AD450, périodicité $p = 25$ mm, $h = 17$ mm).

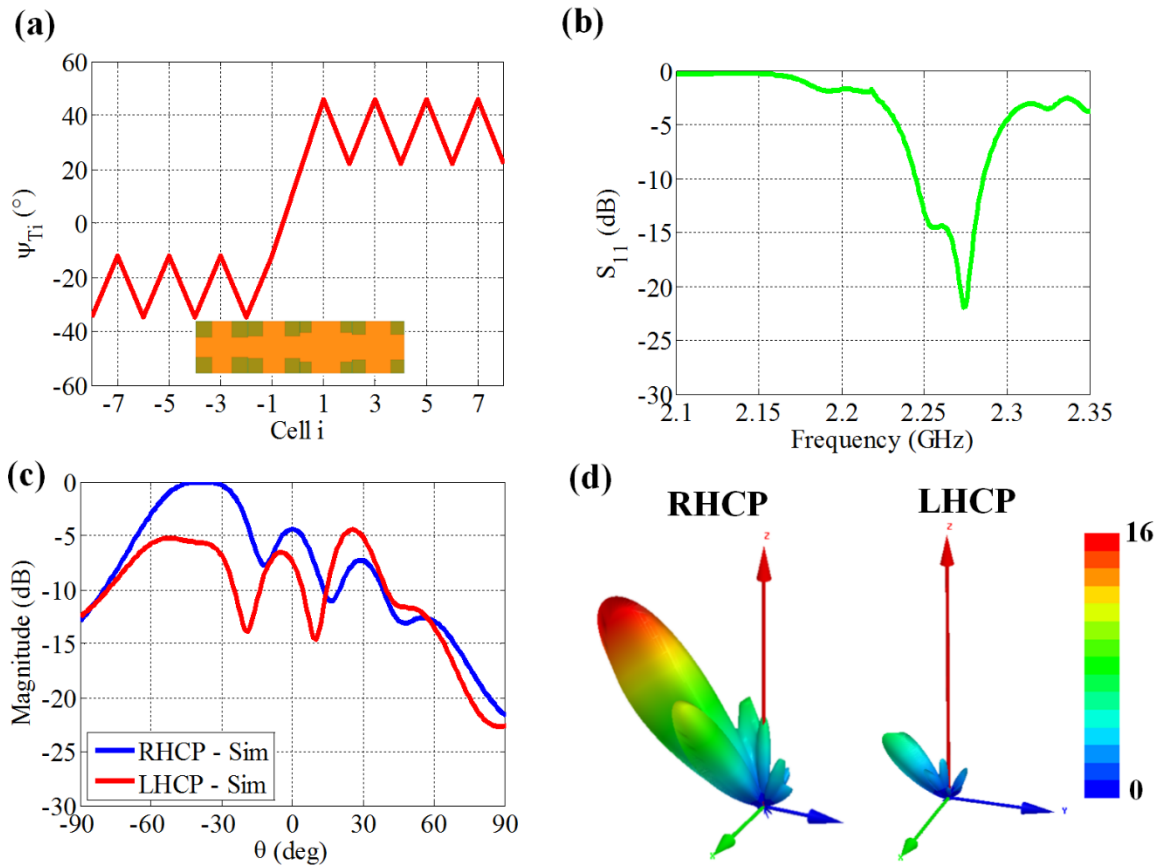


Figure 2-23 : (a) La phase appliquée le long de la SPR pour le cas « 45° FP », (b) adaptation de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 2D (en dB) suivant le plan $\phi = 90^\circ$ et (d) diagramme 3D en linéaire à 2,25 GHz pour les deux polarisations circulaires droite et gauche.

2.3.7. Cavité 30° FP

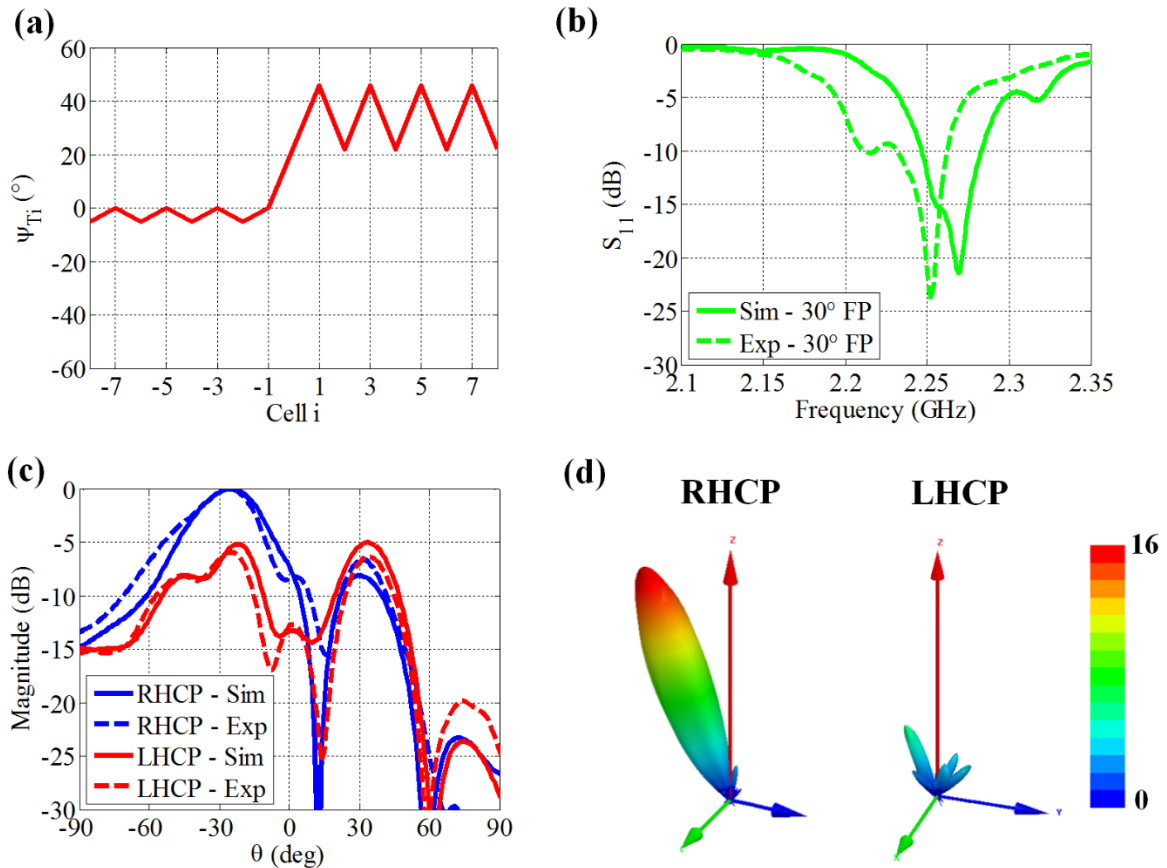


Figure 2-24 : (a) La phase appliquée le long de la SPR pour le cas « 30° FP », (b) adaptation de l'antenne, (c) diagramme de rayonnement 2D (en dB) suivant le plan $\phi = 90^\circ$ et (d) diagramme 3D en linéaire à 2,25 GHz pour les deux polarisations circulaires droite et gauche.

Pour ce quatrième et dernier cas une cavité présentant un dépointage de 30° a été conçue. La modulation appliquée est présentée sur la Figure 2-24 (a) dont les dimensions utilisées pour les quatre cellules sont $l_2 = 10,9$ mm, $l_1 = 11,1$ mm, $l_1 = 14$ mm, $l_2 = 12,1$ mm. Pour ce dernier cas la cavité a été simulée et validée expérimentalement. Une photo de la métasurface réalisée est présentée sur la Figure 2-25. Les résultats sont analysés ci-dessous :

- **Adaptation de l'antenne :** L'adaptation de l'antenne est présentée sur la Figure 2-24 (b). L'effet de la modulation appliquée est encore observé comparé à la source seule et autres cas de modulation. En simulation, l'antenne est adaptée sur la bande [2,245 – 2,285] GHz, tandis qu'en mesure [2,215 – 2,26] GHz, un décalage de 1,3% est observé entre les simulations et les mesures. A la fréquence de fonctionnement (2,25 GHz) l'antenne est très bien adaptée avec un niveau de $S_{11} = -13,5$ dB en simulation et $S_{11} = -21$ dB en mesure.

- **Diagramme de rayonnement** : Les diagrammes de rayonnement à la fréquence de 2,25 GHz en 2D et en 3D sont présentés sur la Figure 2-24 (c) et (d), respectivement. Sur la Figure 2-24 (c), le diagramme suivant le plan $\phi = 90^\circ$ en simulation et en mesure sont en parfaite accord.

Les deux diagrammes montrent un dépointage du lobe principal à -24° , ce qui représente un décalage de 24 % par rapport à la valeur théorique 30° . La directivité est de 12,8 dB avec un angle d'ouverture $\theta_{-3dB} = 34^\circ$. Le premier lobe secondaire apparaît à $\theta = 30^\circ$ en simulation nous trouvons un niveau de -8 dB tandis qu'en mesure un niveau de -6,5 dB est observé.

- **Rapport axial** : Les résultats montrent qu'à $\theta = -24^\circ$ une différence de 6 dB est observée entre les diagrammes de la polarisation circulaire droite et gauche. Cette différence donne un rapport axial de 9,8 dB. Encore une fois le dépointage du le faisceau principal suivant une direction θ quelconque, réduit les performances de la polarisation circulaire.

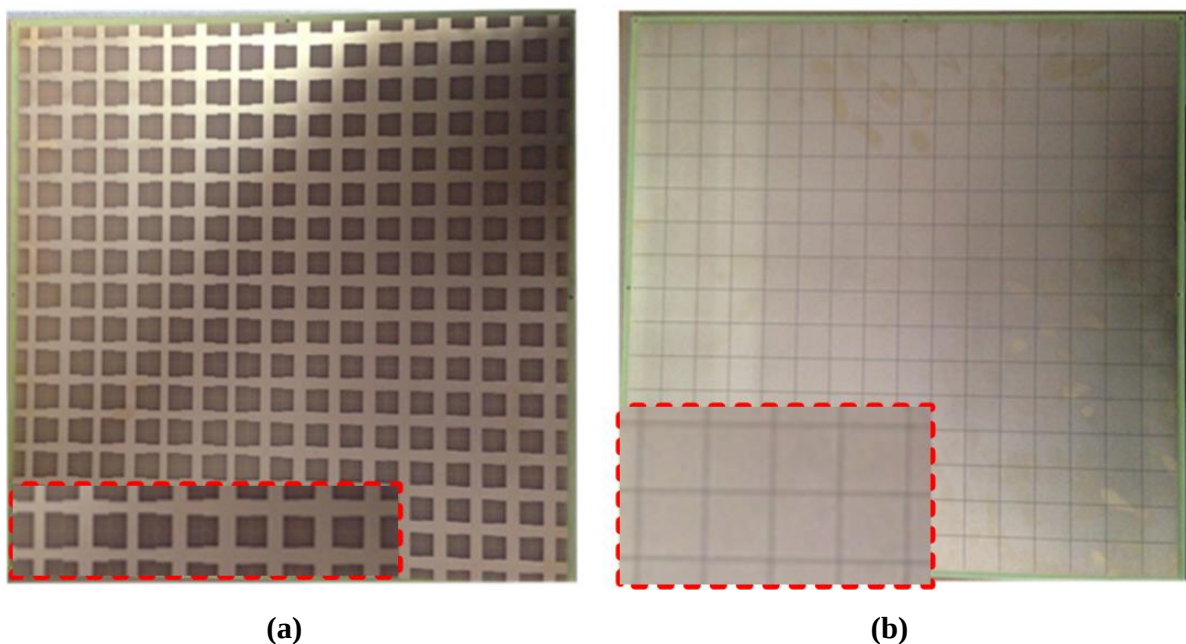


Figure 2-25 : Photo de la SPR réalisée qui présente en (a) la grille inductive et (b) la grille capacitive.

D'une manière générale, les résultats des simulations et des mesures sont en bon accord, ce qui valide le modèle présenté. Pour finir les performances des quatre configurations sont résumées dans le tableau 2.3. Les antennes simulées présentent des angles de dépointage qui concordent qualitativement avec ceux prédits par le modèle. Un écart d'environ 20% est observé dans les cas d'antennes "15 ° FP" et "30 ° FP" et 11% dans le cas "45 ° FP". Ce modèle donne une approximation

de l'angle de dépointage obtenu dans une cavité FP. Les écarts trouvés entre l'angle de dépointage en simulation et en théorie sont dus aux nombreuses approximations faites lors du développement du modèle. Rappelons que, ce modèle a été développé en ne considérant que la réflexion spéculaire sur les cellules à l'intérieur de la cavité d'un angle fixe α . Cependant, ceci reste une approximation car en réalité les cellules ne sont pas identiques le long de la SPR. De plus, nous considérons qu'il n'y a que le premier mode qui se propage à l'intérieur de la cavité. Au final, tous ces approximations donnent des écarts entre la valeur théorique et les résultats obtenus en simulation et en mesure.

Les résultats présentés dans le tableau 2.3 montrent notamment que les rapports axiaux obtenus pour les 4 configurations sont très dégradés, c'est pourquoi j'aborderai dans la partie qui suit une étude sur la polarisation circulaire.

Antenne	0° FP	15° FP	30° FP	45° FP
l_2 (mm)	12,5	10,7	10,9	9,5
l_1 (mm)	12.5	12.3	11.1	10.6
l_1 (mm)	12.5	14	14	14
l_2 (mm)	12.5	12.6	12.1	12.1
S_{11} (dB)	14	14	13.5	13.5
Rapport axial (dB)	5	6,5	9,8	10
Directivité (dB)	11,6	10,2	12,8	10,7
Gain réalisé (dB)	9,2	9	10,4	9,8
SLL (dB)	-23	-10	-8 (-6,5 dB en mesure)	-4,5
Angle de dépointage (°)	0	12	24	40

Tableau 2.3 : Récapitulatif des performances obtenues pour les quatre configurations $\theta = 0^\circ$, 15° , 30° et 45° .

2.3.8. Amélioration de la polarisation circulaire

Dans cette partie, j'aborde l'étude de la polarisation circulaire. Pour commencer, je rappelle que les partenaires industriels nous ont demandés de faire une étude sur la faisabilité d'une antenne à cavité FP permettant à la fois des dépointages et fonctionnant en polarisation circulaire. Cette antenne avait pour but de remplacer un système déjà en place et dont la polarisation circulaire est

très dégradée ($AR_{-3dB} = 10$ dB). Contrairement aux travaux cités dans la littérature [189, 190, 191], dans lesquelles la polarisation circulaire est générée par la cavité FP. Dans notre cas la polarisation circulaire est générée directement par la source primaire (l'antenne patch). Le fait de rajouter des corrugations [190] ou des cellules asymétriques [189] pour produire la polarisation circulaire compliquerait encore plus la conception, surtout dans notre cas où le but est de réaliser du dépointage. C'est pourquoi, nous avons choisi le cas le plus simple qui consiste à mettre une source primaire fonctionnant en polarisation circulaire et en utilisant des cellules symétriques. Cependant, le problème rencontré lors de la réalisation est que l'antenne patch que nous avons réalisé (patch avec troncature), bien qu'elle fonctionne en polarisation circulaire, le fait de rajouter une SPR et de la mettre dans une configuration en cavité FP fait que les performances de la polarisation circulaire se dégradent. C'est pourquoi nous pensons que les résultats obtenus ici sont dus en partie à la source primaire utilisées. Par conséquent, plusieurs études en simulation ont été menées sur les 4 configurations. Ces études consistent à remplacer le patch avec troncature par le patch alimenté par les deux connecteurs octogonaux (partie 2.3.2). Les résultats présentés sur la Figure 2-26 sont analysés ci-dessous :

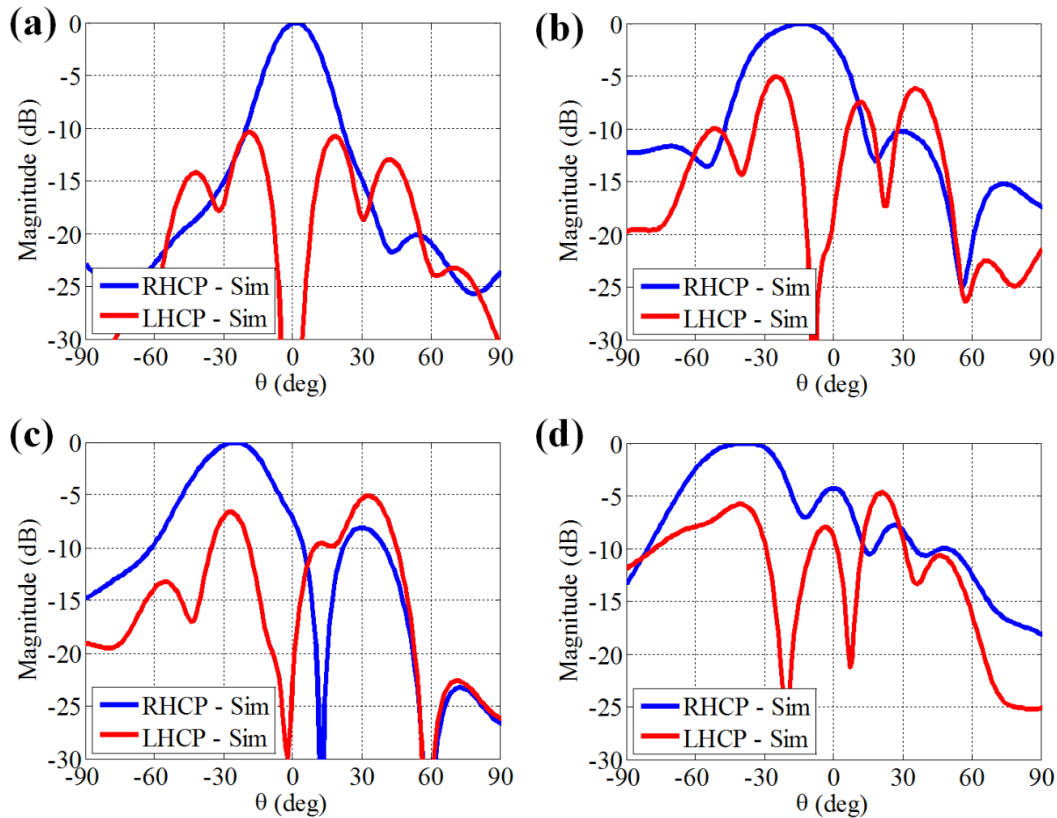


Figure 2-26 : Diagrammes de rayonnement des 4 configurations (a) « 0° FP », (b) « 15° FP » (c) « 30° FP » et (d) « 40° FP » suivant le plan $\phi = 90^\circ$.

- **Configuration « 0° FP » :** Le fait de remplacer la source donne un meilleur résultat en terme de polarisation circulaire qui est visible sur le diagramme montré sur la Figure 2-26 (a). Le rapport axial passe de 5 dB pour l'ancienne configuration à 0,56 dB. Ce résultat, montre que la source joue un rôle majeur sur les performances obtenues en termes de polarisation circulaire.
- **Configuration « 15° FP » :** Pour cette deuxième configuration, les résultats montrent qu'une différence de 11 dB est observée entre le niveau maximum de la polarisation circulaire droite et le niveau de la polarisation circulaire gauche à $\theta = 14^\circ$ (Figure 2-26 (b)). Cette différence donne un rapport axial de 1,26 dB, ce qui est nettement meilleur que le résultat obtenu pour le patch avec troncature AR = 6,5 dB. Ce résultat montre que pour un faible dépointage les performances de la polarisation circulaire ne se dégradent pas d'une manière considérable.
- **Configuration « 30° FP » :** Pour cette cavité avec 30° de dépointage, le rapport axial obtenu est de 8,5 dB. Nous observons clairement que les performances de la polarisation circulaire se dégradent lorsqu'une modulation donnant un fort dépointage est appliquée à la SPR.
- **Configuration « 45° FP » :** Pour cette dernière configuration, nous observons également que la polarisation circulaire est nettement dégradée (Figure 2-26 (d)) donnant un rapport axial de 9,95 dB. Cette configuration présente pratiquement les mêmes performances en terme de rapport axial comparée à l'ancienne configuration (patch avec troncature),

Ces résultats nous amènent à la conclusion que la source utilisée dans ce cas (patch avec deux alimentations) est clairement plus avantageuse pour réaliser une antenne à cavité FP fonctionnant en polarisation circulaire. Pour notre cas, malheureusement cette solution n'était pas réalisable, c'est pourquoi nous avons choisi de partir sur une autre solution qui est le patch avec troncature. Toutefois, cette étude nous a permis de conclure que ce type de patch n'est pas très adapté comme source pour un fonctionnement en polarisation circulaire dans une configuration cavité FP. Pour cause, la SPR influe sur son fonctionnement et par conséquent les performances en polarisation circulaire se dégradent. Cependant, malgré les résultats convaincants (cas 0°FP et 15 ° FP) obtenus pour le patch avec deux connecteurs. Cette solution ne permet tout de même pas d'améliorer la polarisation circulaire lorsqu'un fort dépointage est appliqué.

Pour résoudre ce problème, nous avons proposé de changer en simulation les paramètres des ports d'excitations pour évaluer leurs influences sur la polarisation circulaire. Rappelons que, ces deux ports sont alimentés par la même puissance qui est de 1 watt sur HFSS (par défaut) et déphasés de 90°. Dans un premier temps, nous avons changé le déphasage appliqué entre les deux ports et nous avons remarqué que le niveau de la polarisation circulaire gauche a diminué comparée à celui de la droite. Le déphasage permettant de réduire au maximum le rapport axial est de 135°.

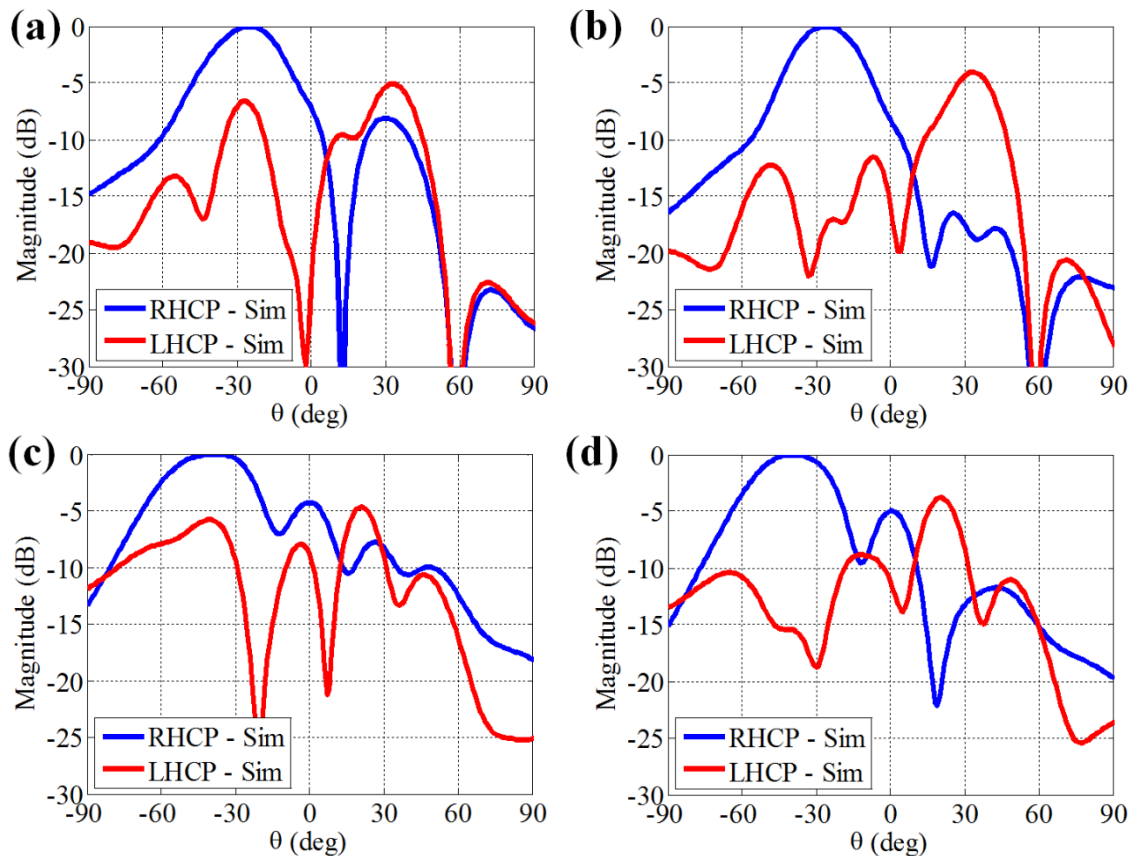


Figure 2-27 : Diagrammes de rayonnement sans et avec pondération des ports pour les cas « 30° FP » (a) (b) et « 40° FP » (c) (d), respectivement.

Antenne	0° FP	15° FP	30° FP	45° FP
Rapport axial (dB) (Patch avec troncature)	5	6,5	9,8	10
Rapport axial (dB) (Patch avec deux connecteurs)	0,54	1,26	8,5	9,95
Rapport axial (dB) (après pondération des ports)	7,5	7,4	2,4	3,1

Tableau 2.4 : Les différents rapports axiaux obtenus pour les quatre configurations $\theta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ$ et 45° .

Dans un second temps, nous avons étudié l'influence de la puissance appliquée à l'entrée de chaque port d'excitation. Cette étude nous a permis de remarquer que le fait de mettre la puissance d'un

port à 1 watt et le deuxième à 0,5 watt permettait d'améliorer la polarisation circulaire. Par conséquent, afin d'obtenir de meilleures performances, nous avons appliquées ces deux paramètres deux ports. Les résultats de cette étude montrent que, pour le cas « 30° FP » le rapport axial passe de 8,5 dB à 2,4 dB. Pour le cas « 45° FP », le rapport axial passe de 9,95 dB à 3,1 dB. Toutefois, appliquer cette pondération des ports d'excitations ne permet pas d'améliorer le rapport axial pour les cas « 0° FP » et « 15° FP ». En conclusion, un système de contrôle des ports d'excitation (puissance et déphaseur) pourrait être une solution envisageable pour l'amélioration de la polarisation circulaire.

Obtenir de la polarisation circulaire avec une antenne à cavité FP en dépointage représente d'une part un problème. D'autre part, les niveaux des lobes secondaires présentent un autre problème rencontré lors de la conception. Dans les parties suivantes, je présente des études sur l'influence de la modulation sur les niveaux des lobes secondaires.

2.3.9. Rôle de la modulation en dehors de la partie centrale des 4 cellules

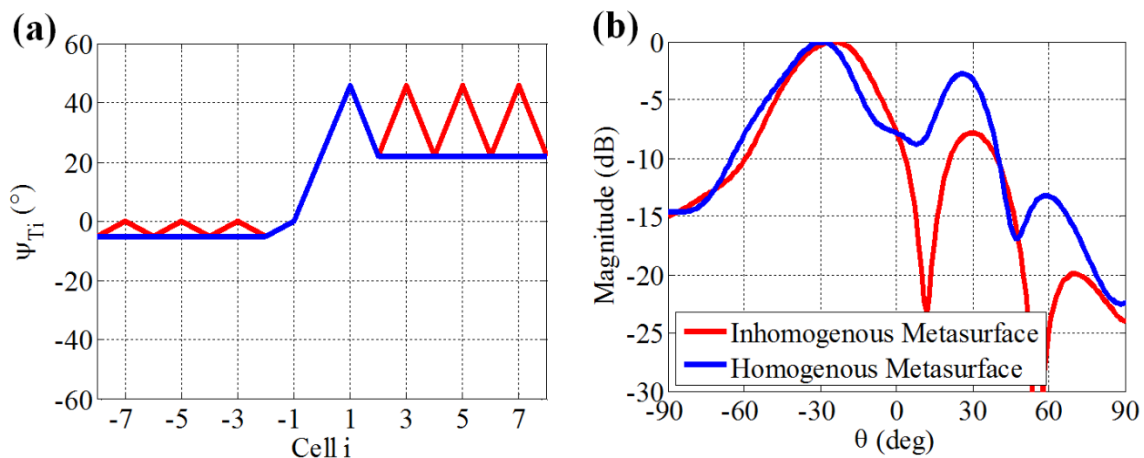


Figure 2-28: (a) Phase appliquée le long de la SPR et (b) diagrammes de rayonnement 2D suivant le plan $\phi = 90^\circ$ pour les deux cas de modulations métasurface homogène « MH » et métasurface inhomogène « MIH ».

Le modèle analytique présenté dans ce chapitre a été validé en simulation et expérimentalement. A présent, je reviens sur un point évoqué dans la partie 2.2, concernant la modulation appliquée le long de la métasurface. Ce point concerne la répétition des phases des 4 cellules calculées le long de la métasurface c'est-à-dire cellule 1 = cellule 3 = cellule 5 = ... et cellule 2 = cellule 4 = cellule 6 = Le choix de cette topologie est justifié dans l'étude suivante :

Dans cette étude, nous reprenons le dernier cas de l'antenne « 30° FP », cependant, cette fois-ci au lieu d'appliquer la phase en forme de dents de scie (métasurface inhomogène « MIH », courbe rouge sur la Figure 2-28 (a)), nous gardons une phase constante pour le reste des cellules (métasurface homogène « MH », courbe bleu sur la Figure 2-28 (a)). Les diagrammes de rayonnements en 2D pour les deux cas sont présentés sur la Figure 2-28 (b). Ces résultats montrent que pour le cas « MH », le dépointage du faisceau principal est à -27° , ce qui se rapproche de l'angle de dépointage trouvé pour la configuration « MIH » et par conséquent valide le fait que la modulation des 4 cellules centrales est suffisante pour réaliser du dépointage. Cependant, nous observons clairement que les niveaux des lobes secondaires à 30° et 70° augmentent considérablement pour le nouveau cas « MIH ».

2.3.10. Etude du nombre de cellules modulées

Pour finir, nous présentons une deuxième étude où la modulation de phase n'est plus appliquée qu'aux 4 cellules du centre mais étendue à 6 et 8 cellules. Pour cela, les phases nécessaires pour la modulation des cellules (3, 4) et (-3, -4) sont calculées à partir du modèle présenté dans la partie 2.2. Encore une fois, cette modulation a été testée pour le dernier cas «30° FP».

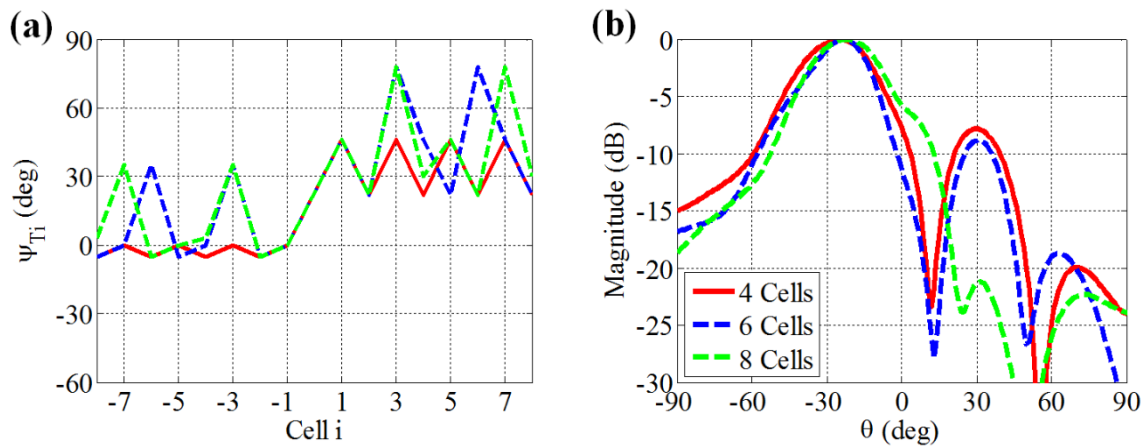


Figure 2-29: (a) phase modulation de phase appliquée le long de la métasurface ; (b) diagramme de rayonnement 2D correspondant aux 3 différents cas.

Les modulations de phase appliquées le long de la métasurface pour les différents cas sont présentées sur la Figure 2-29 (a) et les diagrammes de rayonnements sur la Figure 2-29 (b)). Les résultats montrent que :

- **Pour le cas des 6 cellules :** le dépointage reste toujours à -24° , tandis que le lobe secondaire observé à 30° diminue de -1 dB par rapport au cas des 4 cellules.

- **Pour le cas des 8 cellules :** le dépointage du lobe principal est à -22° , tandis que le niveau du lobe secondaire à 30° baisse de -10 dB par rapport au cas de 4 cellules.

Cette étude montre que le fait de moduler plus de cellules centrales permet de diminuer le niveau des lobes secondaires. En conclusion, il suffit de moduler les quatre cellules du centre pour obtenir un dépointage suivant un angle θ désirée, cependant, cette modulation n'assure pas un niveau de lobes secondaires bas. Le fait de moduler les cellules des bords permettrait de faire baisser les niveaux des lobes secondaires.

Nous avons ensuite calculé les phases pour moduler la cavité « 45° FP », dans le but de réduire le lobe secondaire qui apparaît à 0° (Figure 2-23 (c)). Cependant, le problème rencontré pour ce cas est que la valeur de la phase nécessaire pour la cellule 3 ($\Psi_{T3} = 90^\circ$). Cette valeur de phase n'est pas atteignable avec la cellule unitaire que nous avons conçue. Tout de même, nous l'avons remplacé par la valeur de phase maximum que nous pouvons avoir qui est de 60° . Les résultats de simulation (la Figure 2-30) montrent que cette configuration ne permet pas d'obtenir les performances désirées et le dépointage passe de 40° à 22° .

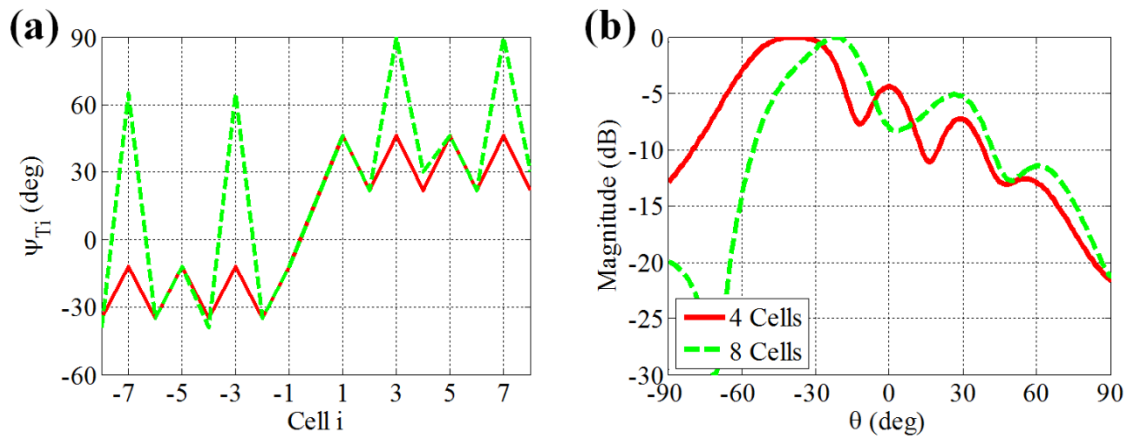


Figure 2-30 : (a) phase modulation de phase appliquée le long de la métasurface pour le cas « 45° FP » (b) diagramme de rayonnement 2D correspondant aux 2 différents cas de modulation.

2.4. Validation du modèle avec une cavité FP active

Une fois que ce modèle a été validé en passif, à présent nous le testons sur une cavité FP active. Pour cela, nous avons repris la cavité FP conçue par Burokur et *al.* en 2010 dans le cadre du projet METABIP [185]. Rappelons que, cette cavité FP a été conçue dans le but de démontrer la reconfigurabilité en fréquence et en dépointage. Cette antenne a permis de démontrer qu'une reconfigurabilité sur une bande de 20% pouvait être obtenue autour de 2 GHz.

La cellule unitaire constituant la SPR est composée d'une ligne orientée suivant la direction du champ E jouant le rôle d'une grille inductive. Tandis que, les deux pistes orientées suivant le champ H représente la grille capacitive. La cellule unitaire utilisée est présentée sur la Figure 2-31. Une diode varactor (modèle BB857) est incorporée entre les deux pistes métalliques constituant la grille capacitive. Cette diode varactor dont la capacitance varie de 0,5 à 6,5 pF permet de contrôler la réponse du résonateur LC (Figure 2-32).

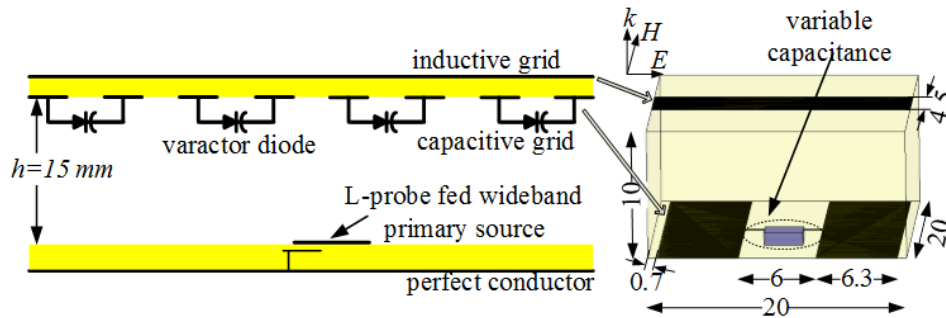


Figure 2-31 : Cavité FP active réalisée dans le cadre du projet METABIP [185].

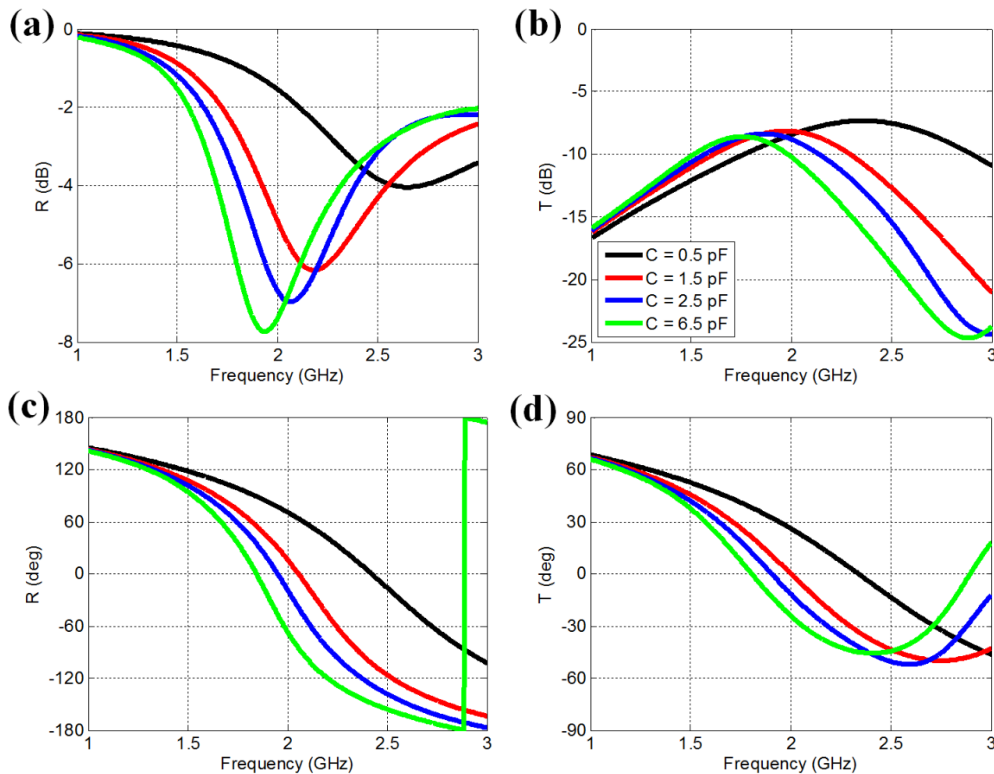


Figure 2-32 : Réponses des coefficients de réflexion et de transmission en amplitude (a), (b) et en phase (c), (d), respectivement.

Dans l'étude faite pendant le projet METABIP, la cavité FP est alimentée par un réseau de 4 patches. L'alimentation de chaque patch se fait par le couplage avec une ligne de transmission. Cette

méthode d'alimentation permet d'élargir la bande d'adaptation d'une antenne patch, ce qui a permis d'obtenir une adaptation de 1,8 à 2,3 GHz. Cependant, le modèle que j'ai présenté dans ce chapitre a été développé pour une cavité FP ayant une seule source primaire se situant au centre. Par conséquent, nous étions amenés à concevoir une autre source constituée d'une seule antenne patch. Les performances de cette antenne patch sont montrées sur la Figure 2-33. Cette source est adaptée sur les bandes de fréquences qui sont [1,54 – 1,71] GHz, [1,83 – 2,02] GHz et [2,3 – 3] GHz. Le diagramme de rayonnement montre un rayonnement omnidirectionnel suivant le plan E qui sera le plan de dépointage de notre cavité FP.

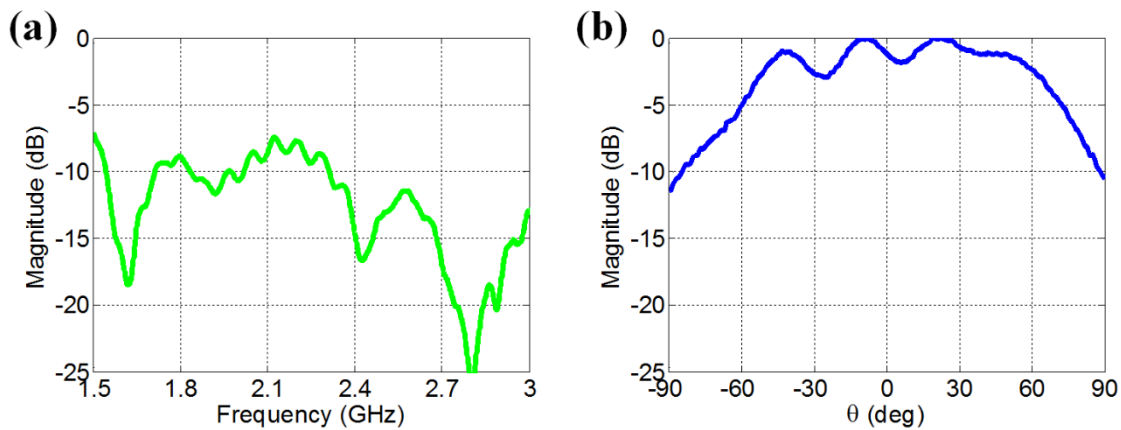


Figure 2-33: (a) adaptation de l'antenne patch, (b) diagramme de rayonnement suivant le plan E (plan du dépointage désirée).

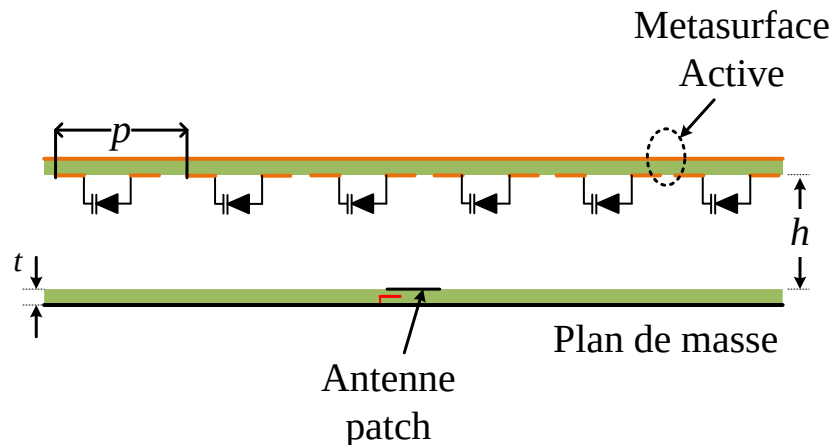


Figure 2-34: Nouvelle configuration schématique de la cavité FP dont les dimensions sont $p = 20$ mm, $t = 20$ mm et $h = 32,5$ mm.

La nouvelle configuration de cette antenne est présentée sur la Figure 2-34 dont les dimensions géométriques sont $h = 32,4$ mm, $p = 20$ mm et $t = 20$ mm, donnant ainsi un angle $\alpha = 17^\circ$. Après plusieurs tests sur cette antenne à cavité FP active, nous avons réussi à réaliser du dépointage avec

cette configuration uniquement autour de la fréquence de 1,95 GHz. Les réponses des coefficients de réflexion et de transmission à cette fréquence en fonction de la capacité sont présentées sur la Figure 2-35.

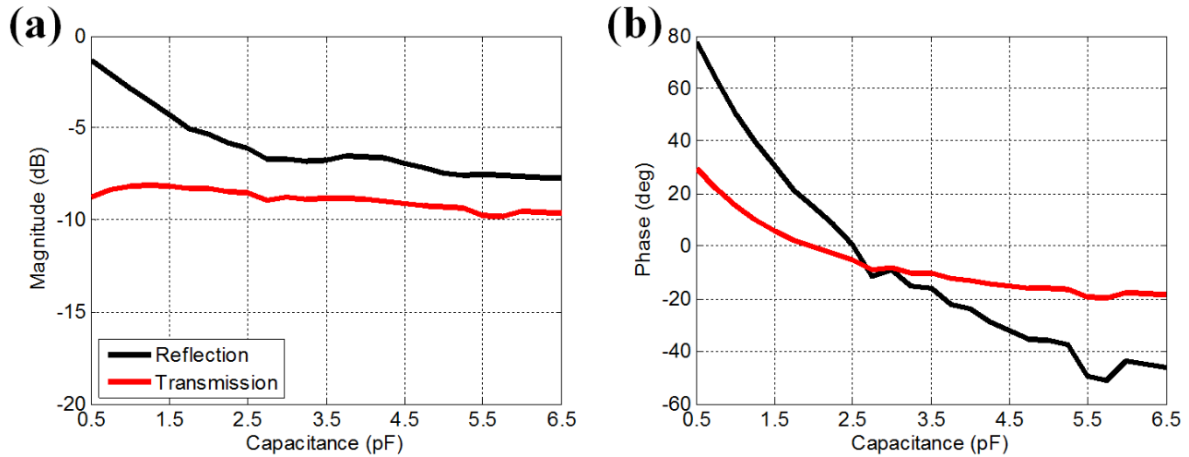


Figure 2-35 : Réponses des coefficients de réflexion et de transmission en amplitude (a) et en phase (b) en fonction de la capacitance.

A partir de ces paramètres nous avons calculé les valeurs de phase nécessaire pour réaliser du dépointage avec cette cavité. Les variations de la phase en transmission qui sont de -20° à 30° , nous permettent de réaliser du dépointage pouvant atteindre les 30° . C'est pourquoi nous avons calculé les modulations qui nous permettent de réaliser des dépointages de 15° et 30° . Les résultats sont présentés dans le paragraphe suivant.

2.4.1. Cavité avec 15° de dépointage

Pour commencer une modulation permettant d'obtenir un dépointage de 15° est appliquée le long de la SPR. Les phases appliquées sont présentées sur la Figure 2-36 (a), les résultats obtenus sont analysés ci-dessous :

- **Adaptation de l'antenne :** La modulation appliquée le long de la SPR influe sur l'adaptation de l'antenne (Figure 2-36 (b)). L'antenne est à présent adaptée sur les bandes de fréquences $[1,55 - 1,7]$ GHz, $[1,87 - 2]$ GHz et $[2,29 - 3]$ GHz.
- **Diagramme de rayonnement :** Le diagramme présenté sur la Figure 2-36 (c) montre un dépointage du lobe principal à 17° , ce qui représente un décalage de 4 % avec la valeur théorique. La directivité obtenue est de 30 dB avec un angle d'ouverture $\theta_{-3dB} = 35^\circ$. Le premier lobe secondaire apparaît à $\theta = -34^\circ$ avec un niveau de SLL = -7 dB.

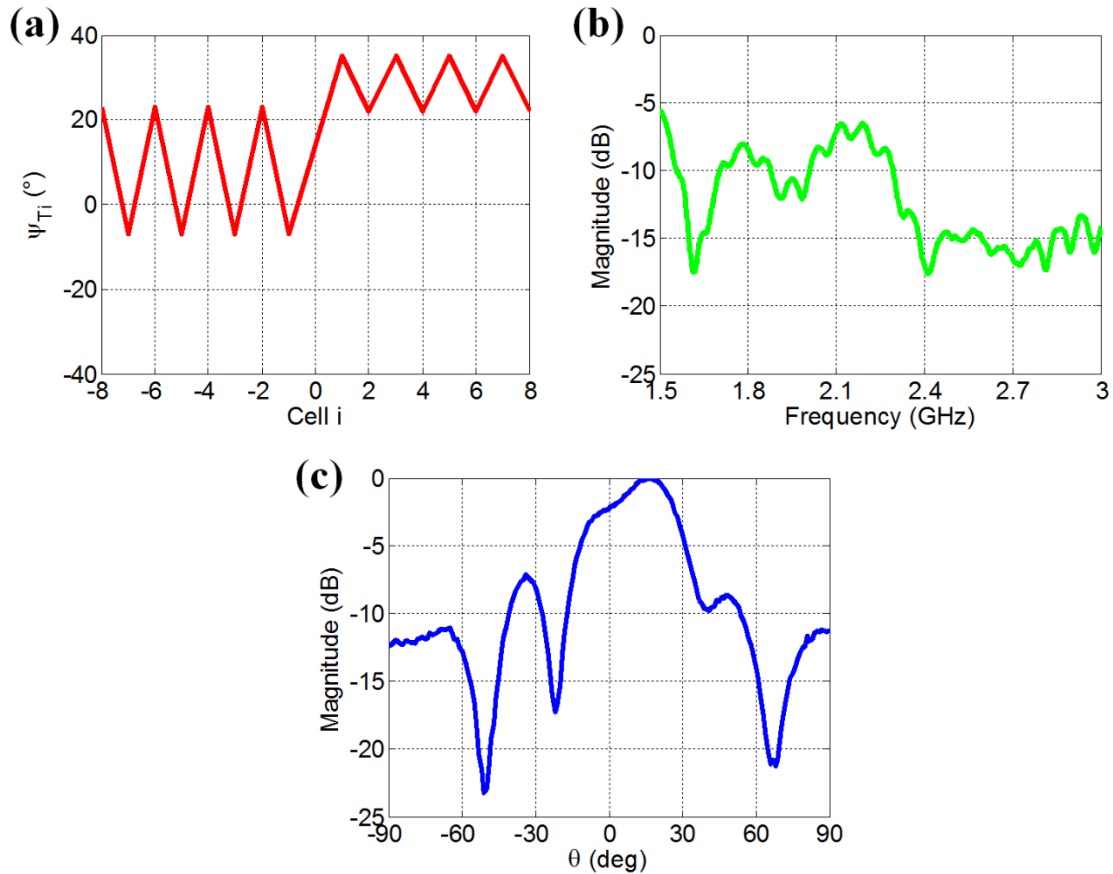


Figure 2-36 : (a) La phase le long de la SPR (b) adaptation de l'antenne et (c) digramme de rayonnement de la cavité suivant le plan E (plan de dépointage).

2.4.2. Cavité 30° de dépointage

Dans un second temps, nous appliquons la modulation de la phase pour obtenir un dépointage de 30°. Les valeurs de phase appliquées le long de la SPR sont présentées sur la Figure 2-37 (a), les résultats obtenus sont présentés dans la partie suivante :

- **Adaptation de l'antenne :** L'adaptation de l'antenne est présentée sur la Figure 2-37 (b). Les résultats montrent que l'antenne est adaptée sur les bandes de fréquences [1,55 – 1,7] GHz, [1,87 – 2] GHz et [2,29 – 3] GHz.
- **Diagramme de rayonnement :** Le diagramme de rayonnement présenté sur la Figure 2-37 (b) montre un dépointage du lobe principal à 35°, ce qui représente un décalage de 16% avec la valeur théorique. La directivité obtenue est de 32 dB avec un angle d'ouverture $\theta_{3dB} = 25^\circ$. Le premier lobe secondaire apparaît à $\theta = -15^\circ$ avec un niveau de -4,6 dB, tandis que le deuxième lobe secondaire apparaît à $\theta = -37^\circ$ avec un niveau de -5dB.

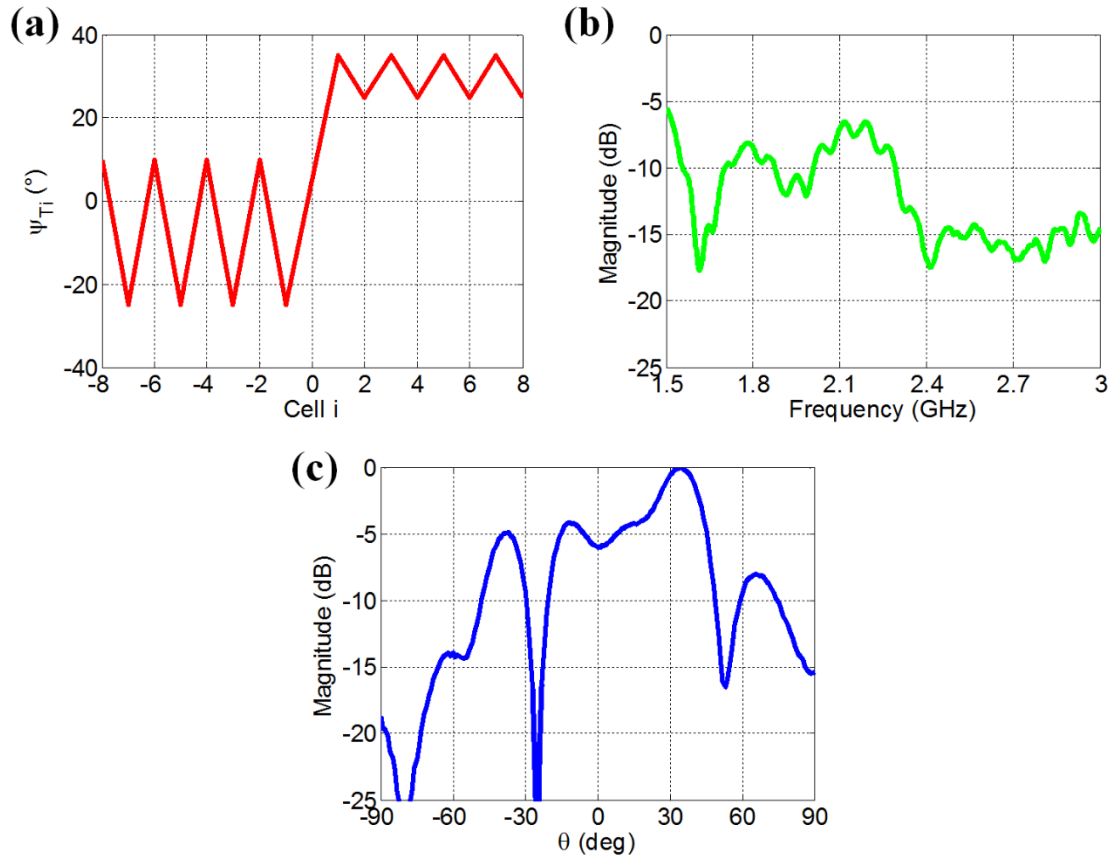


Figure 2-37 : (a) La phase le long de la SPR (b) adaptation de l'antenne et (c) diagramme de rayonnement de la cavité suivant le plan E (plan de dépointage).

2.5. Conclusions et perspectives

Dans ce chapitre, j'ai présenté un modèle analytique très simplifié basé sur l'optique géométrique qui permet de moduler une SPR et de prédire les angles de dépointage d'une antenne à cavité FP. Ce modèle permet de calculer les valeurs de phase de transmission nécessaires en prenant en compte les réflexions successives de l'onde à l'intérieur de la cavité.

Le modèle a été validé dans un premier temps en passif par la conception de 4 métasurfaces permettant des dépointages suivant les angles de 0° , 15° , 30° et 45° . Les simulations faites sous HFSS ont montré que les angles de dépointage obtenus étaient en bon accord avec les prédictions théoriques. Une validation expérimentale a été effectuée sur la cavité produisant un dépointage de 30° validant ainsi les résultats obtenus en simulation.

Ces résultats nous ont également permis d'observer que lorsque le faisceau principal est dépointé dans une direction θ donnée, nous perdons la polarisation circulaire. Par la suite nous avons démontré en simulation que le fait de modifier les paramètres des ports d'excitations (puissance d'entrée et déphasage) permettait de rétablir la polarisation circulaire lors des dépointages.

Nous avons également effectué des études sur le rôle de la modulation de la cellule se situant en dehors de la partie centrale de la SPR. Ces études ont démontré que, dans le cas d'une cavité sub-longueur d'onde la modulation des quatre cellules du centre était suffisante pour produire un dépointage. Cependant, la modulation de phase appliquée aux cellules restantes influe sur le niveau des lobes secondaires.

Dans un second temps, le modèle a été utilisé pour moduler une métasurface active dans le but de réaliser du dépointage. Cette étude nous a permis de valider le modèle sur une autre cavité FP fonctionnant cette fois-ci en polarisation linéaire. La modulation de la SPR nous a permis de réaliser des dépointages de manière actif atteignant 17° et 35° .

Chapitre 3

Substrat à gradient d'indice pour dépointage avec une antenne à cavité FP

3.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, j'ai passé en revue les différents travaux de recherches menés sur les antennes à cavité FP. Parmi ces travaux, j'ai présenté la réalisation d'un dépointage de faisceau dans ce type de structures. L'équipe CRIME a démontré que l'application d'un gradient de phase le long de la SPR permettrait de réaliser un dépointage. Dans la référence [209], les dimensions géométriques de la grille capacitive ont été variées, tandis que dans la référence [210], celles de la grille inductive ont été variées pour obtenir la variation de phase et ainsi un dépointage. Dans la continuité de ces travaux, j'ai introduit un nouveau modèle basé sur l'optique géométrique permettant de calculer la modulation de phase nécessaire pour orienter le faisceau principal dans une direction θ donnée. Ce modèle a été validé en simulation et expérimentalement autour de 2 GHz. La modulation de phase a été obtenue en faisant varier les dimensions de la grille inductive.

Cependant, dans tous les travaux précédents le substrat diélectrique possédait un indice uniforme le long de la SPR. Dans ce chapitre, j'introduis une métasurface composée d'un substrat à gradient d'indice (GRIN), dans laquelle le gradient de phase est obtenu en faisant varier l'indice effectif du substrat utilisé. La variation de l'indice effectif est obtenue par l'inclusion de trous d'air dans un matériau diélectrique. Les dimensions de ces trous d'air sont optimisées de façon à ce qu'un gradient d'indice soit obtenu le long de la métasurface. Une fois le substrat diélectrique conçu, il est combiné avec une grille inductive et une grille capacitive pour obtenir des résonances LC localement différentes. Cette métasurface est utilisée comme SPR dans une antenne à cavité Fabry-Perot fonctionnant autour de 5 GHz. Dans un premier temps, je présenterai les résultats du dépointage obtenus par la variation de phase introduite uniquement par le substrat diélectrique GRIN. Ensuite, je présenterai une nouvelle approche qui consiste à réaliser une accumulation de la phase. Cette accumulation est obtenue en combinant des grilles inductives et capacitives variables avec le substrat GRIN, dans le but d'augmenter la variation de phase le long de la SPR. Cette approche permet d'obtenir des angles de dépointage plus élevés.

Pour finir, je présenterai une approche où nous avons fait l'étude de l'annulation du gradient de phase introduit par le substrat GRIN en introduisant un autre gradient de phase sur la grille inductive dans le sens opposé. Ces études sont validées en simulation et expérimentalement autour de 5 GHz. Pour concevoir la métasurface à gradient de phase qui sera utilisée comme SPR, je commencerai dans un premier temps par décrire la conception du substrat GRIN sur lequel vont être imprimés les grilles inductives et capacitives.

3.2. Conception de la métasurface à gradient de phase

Dans cette première partie, je détaillerai les étapes de conception de la métasurface à gradient de phase. Pour cela, je commencerai par détailler les étapes d'optimisation de la cellule unitaire qui constitue cette métasurface. Une fois la géométrie de la cellule établie, je présenterai les étapes de conception du substrat GRIN. Cependant, comme la fréquence visée est de 5 GHz le substrat réalisé aura des dimensions de l'ordre du millimètre (voir micromètre). Ainsi, comme la réalisation à cette échelle s'avère très compliquée avec les méthodes d'usinage mécanique classique, nous avons donc opté pour l'utilisation des nouvelles technologies d'impression 3D. Cette étude est réalisée en collaboration avec Airbus Group Innovation, qui dispose dans ses locaux à Suresnes d'une imprimante 3D Objet Eden260VS [211] (Figure 3-1). Par conséquent, le choix du diélectrique s'est limité au polymère dont elle dispose et dont les caractéristiques sont $\epsilon_d = 2,8$ et $\tan\delta = 0,02$.



Figure 3-1 : Photo de l'imprimante 3D (Objet Eden260VS) utilisée pour la réalisation du substrat diélectrique GRIN.

3.2.1 Optimisation de la cellule unitaire de la métasurface à gradient de phase

Du fait que le choix soit limité à ce polymère, la permittivité ne peut varier que de 1 à 2,8. Nous devons donc réaliser une cellule unitaire avec laquelle nous pouvons obtenir le maximum de variation de phase avec ces valeurs de permittivité. Dans le but d'utiliser la métasurface comme SPR, une cellule unitaire ayant comme résonance LC a été choisie (Figure 3-2). Cette cellule unitaire est constituée de deux grilles, une grille capacitive et une grille inductive. La grille inductive est composée d'une ligne micro-ruban orientée suivant la direction du champ électrique E . La grille capacitive est quant à elle composée de lignes micro-rubans orientée perpendiculairement au champ électrique. L'association de ces deux grilles permet donc de produire une résonance LC. Une vue

schématique globale de la cellule unitaire qui compose la SPR est présentée sur la Figure 3-2. Les deux grilles ont été imprimées sur de l'époxy ($\epsilon_r = 3,9$ et $\tan \delta = 0,02$) de très faible épaisseur (0,2 mm). Ce substrat diélectrique sert de support pour les deux grilles. La géométrie de la cellule étant établie, nous passons à présent à l'étape de l'optimisation :

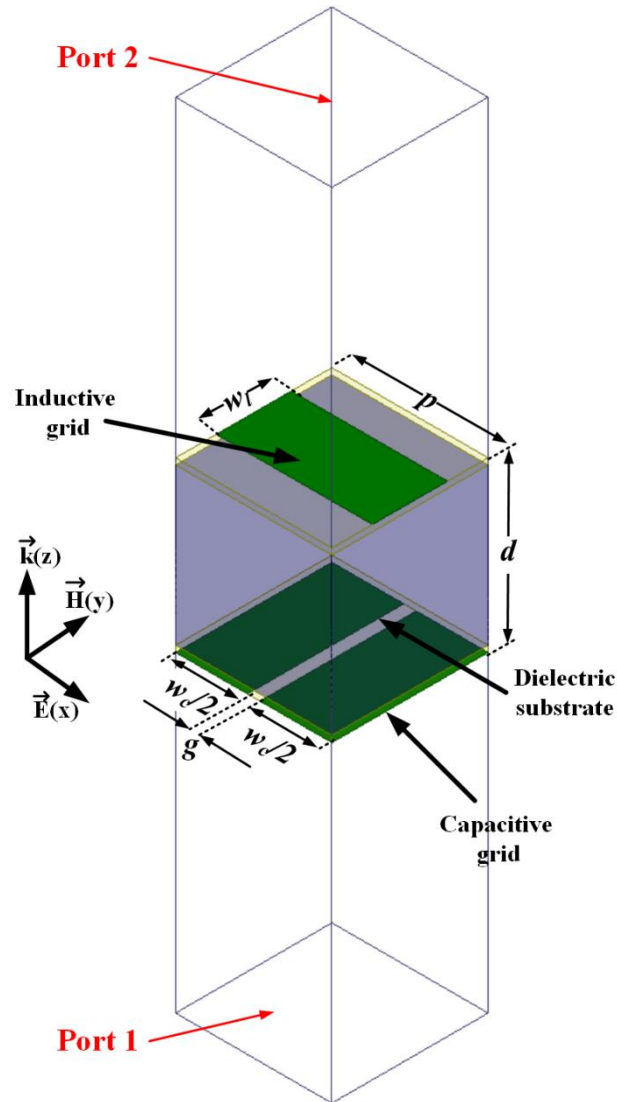


Figure 3-2: Cellule de la métasurface à gradient de phase composée d'un substrat à gradient d'indice et de grilles inductives et capacitives. Les dimensions géométriques sont : $p = 5$ mm, $d = 5,4$ mm, w_l et w_c sont variables.

Pour un fonctionnement autour de 5 GHz, une optimisation des dimensions géométriques de la cellule unitaire a été réalisée. Cette étude d'optimisation a été effectuée en simulant la cellule unitaire sous le logiciel HFSS d'ANSYS avec des conditions aux limites périodiques «*Maitre-*

Esclave» et des ports de «Floquet» comme port d'excitation. Le but de cette étude est de trouver les dimensions géométriques optimales permettant de donner une variation $\Delta\Psi_T$ maximale autour de 5 GHz, dans le but d'obtenir un maximum de dépointage. Pour cela, je présente sur la Figure 3-3, les réponses des coefficients de transmission et de réflexion de deux combinaisons de cellule unitaire, la première ayant comme dimensions $w_l = 2,4$ mm, $w_c = 4,6$ mm et la deuxième $w_c = 0,2$ mm et $w_l = 2,5$ mm. Pour la première combinaison, les résultats des simulations montrent qu'en faisant varier la permittivité du substrat de 2,8 à 1 la fréquence de résonance varie de 4,1 à 5,2 GHz. Par conséquent, à la fréquence fixe de 5 GHz un gradient de phase $\Delta\Psi_T = 38^\circ$ est observé en transmission. Pour la deuxième combinaison, nous remarquons que la fréquence de résonance passe de 3,9 GHz à 4,48 GHz (Figure 3-3) lorsque la permittivité varie de 2,8 à 1. A la fréquence de 5 GHz, nous obtenons un gradient de phase en transmission $\Delta\Psi_T = 26^\circ$.

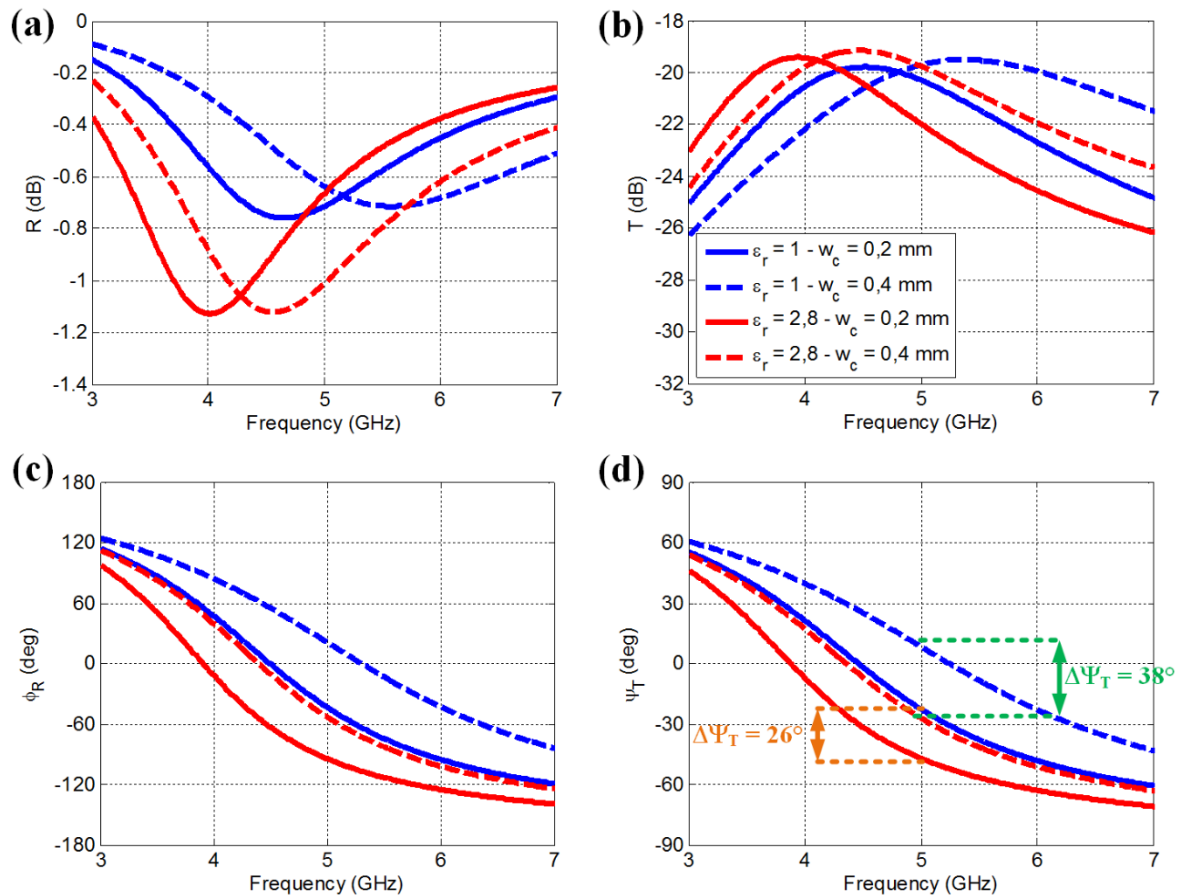


Figure 3-3 : Réponses des coefficients de réflexion et de transmission en amplitude (a) (b) et en phase (c) (d), respectivement. Pour les dimensions géométriques $w_c = 0,2$ mm et $w_l = 2,5$ mm.

Après l'étude de plusieurs combinaisons nous avons trouvé que la première combinaison donne les dimensions géométriques optimales des deux grilles inductives et capacitives ($w_l = 2,4$ mm et $w_c =$

4,6 mm) permettant d'obtenir un gradient de phase maximal autour de 5 GHz. Il faut également noter que la combinaison choisie prend en compte le fait que l'amplitude du coefficient de transmission soit inférieure à -10 dB dans le but d'assurer un bon confinement de l'onde à l'intérieur de la cavité FP que nous voulons réaliser.

Une fois que la configuration de la cellule unitaire a été établie, nous procédons maintenant à la réalisation de la SPR. Pour cela, la permittivité du substrat idéal est remplacée par le substrat à trou, une explication plus détaillée est présentée dans la partie suivante :

3.2.2 Conception du substrat GRIN

Pour commencer, nous considérons une cellule unitaire constituée d'un diélectrique de permittivité $\varepsilon_d = 2,8$ et de dimensions $p \times p \times p \text{ mm}^3$. Le fait de rajouter des fractions volumiques d'air permet de modifier la permittivité globale de la structure ε_{eff} . Dans notre cas, ces volumes d'air sont rajoutés par des inclusions de trous de forme cylindrique de rayon r et par la réduction de la hauteur t , tel que montré sur la Figure 3-4. La permittivité totale du milieu ε_{eff} est décrite par la loi de mélange suivante :

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_{air} f_{air} + \varepsilon_d f_d \quad (1)$$

où f_{air} et f_d sont les fractions volumiques de l'air et du diélectrique, respectivement.

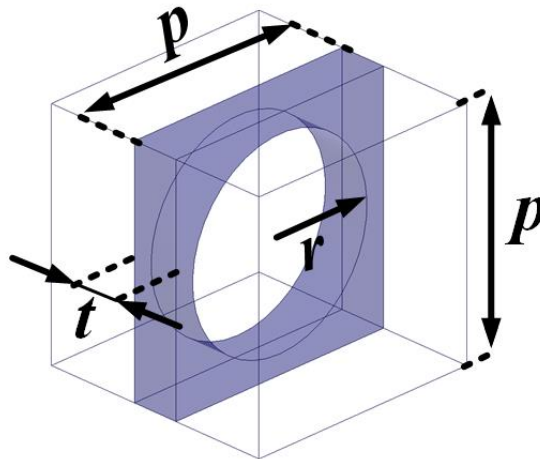


Figure 3-4 : Cellule unitaire du substrat à gradient d'indice, composée d'un trou d'air de rayon r dans un diélectrique de hauteur t . t peut varier de 0 à p et r peut varier de 0,4 à 2,1 mm.

Par conséquent, cette méthode d'ingénierie nous permettra de concevoir le substrat diélectrique GRIN souhaité. Ainsi, la géométrie finale de la cellule unitaire est présentée sur la Figure 3-5.

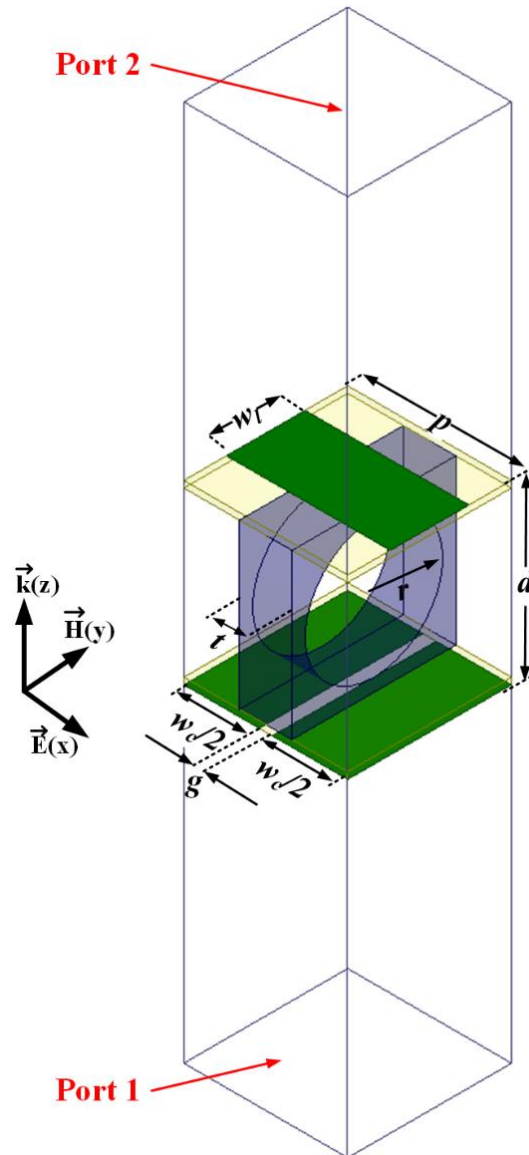


Figure 3-5: (a) Le substrat diélectrique GRIN combiné avec des grilles inductives et capacitatives. (b) Cellule unitaire de la structure combinée, où $p = 5$ mm, $d = 5,4$ mm.

Après avoir optimisé la cellule unitaire, je passe à présent à la conception du substrat GRIN. Pour réaliser un dépointage dans une antenne à cavité FP, nous pouvons nous permettre d'appliquer un gradient de phase sur la région centrale de la SPR [210]. C'est la raison pour laquelle, le substrat diélectrique GRIN comportera une variation de la permittivité seulement dans la région centrale. Les deux régions du bord prendront les valeurs minimum et maximum de permittivité qui sont 1 et 2,8. La métasurface que nous allons réaliser aura pour dimensions latérale 200 x 200 mm et donc elle se composera de 40 x 40 cellules. La région centrale est divisée en quatre régions différentes. Par conséquent, le gradient de phase que nous voulons appliquer est présenté par la courbe noire sur la Figure 3-6.

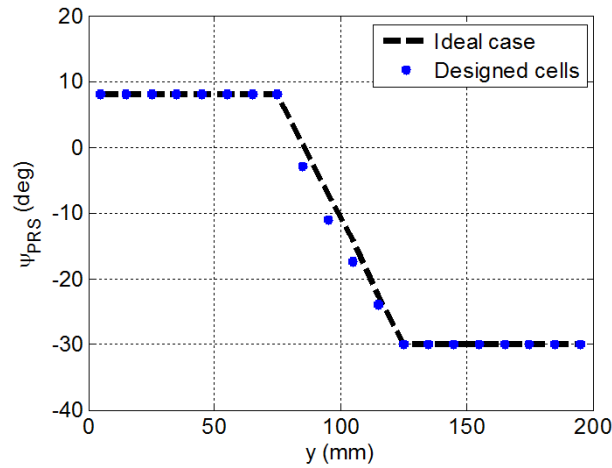


Figure 3-6 : Gradient de phase idéale et le gradient de phase réalisée avec la méthode d'ingénierie.

Dans ces quatre régions, une variation de la valeur de $\epsilon_{\text{eff}} = 1,13$ à $2,44$ est appliquée en faisant varier les fractions volumiques d'air. Ces variations permettent d'approcher les valeurs du gradient de phase linéaire que nous avons conçue avec un pas de $6,33^\circ$ comme montré sur la Figure 3-6. Les différentes dimensions géométriques permettant d'obtenir les valeurs ϵ_{eff} souhaitées dans les différentes régions sont présentées sur la Figure 3-7 et résumées dans le tableau 3.1. La Figure 3-8 montre les réponses des coefficients de réflexion et de transmission de chaque cellule unitaire constituant la SPR.

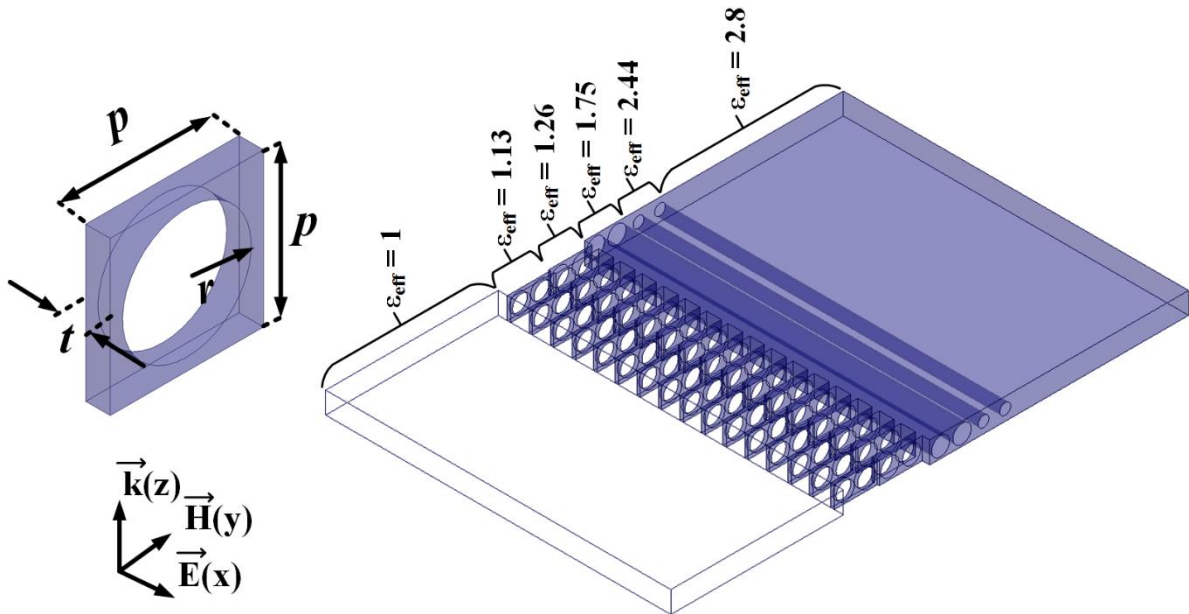


Figure 3-7: Cellule unitaire et vue schématique du substrat diélectrique GRIN, constitué de six régions.

Zone	ϵ_{eff}	r (mm)	t (mm)
1	1.0	0	0
2	1.13	2.1	0.8
3	1.26	2.1	1.6
4	1.75	2.1	4.7
5	2.44	1.26	5
6	2.8	0	5

Tableau 3.1 : Tableau résumant les six régions qui constituent le substrat GRIN avec les différentes dimensions géométriques permettant d'obtenir les valeurs ϵ_{eff} visées.

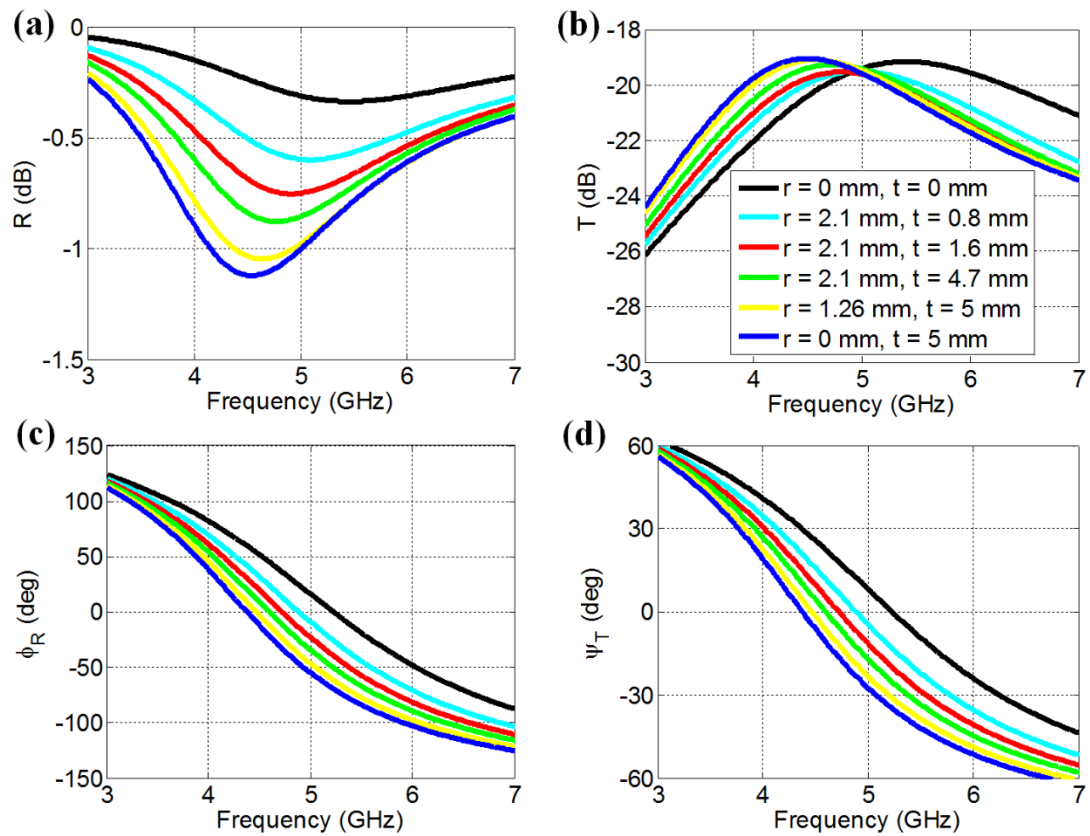


Figure 3-8: Réponse des coefficients de réflexion et de transmission. (a), (b) En amplitude. (c), (d) En phase.

Une image du substrat GRIN réalisé est présentée sur la Figure 3-9 (a). Quant aux grilles inductives et capacitives, elles ont été réalisées par une entreprise spécialisée dans la fabrication de circuit électronique. Les prototypes réalisés sont présentés sur la Figure 3-9 (b) et (c). Par conséquent, la

métasurface réalisée est constituée de plusieurs parties (substrat grille inductive, grille capacitive), ce qui nous a permis de tester plusieurs configurations en changeant uniquement la couche que nous voulons étudier.

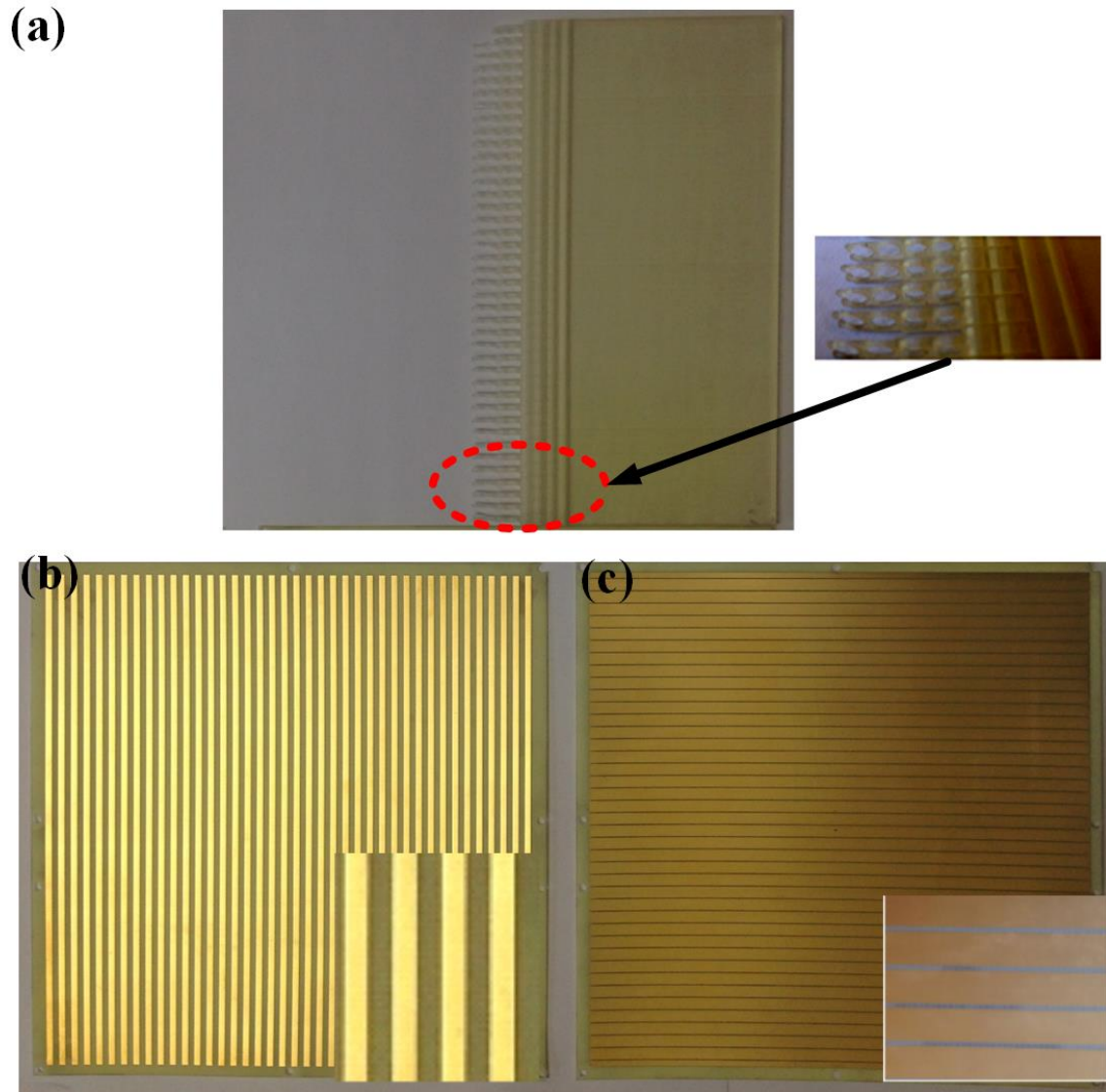


Figure 3-9: Photographies du (a) substrat diélectrique GRIN réalisé. (b) Grille inductive. (c) Grille capacitive.

3.3 Antenne à cavité FP à dépointage de faisceau

La métasurface réalisée a été utilisée comme SPR dans une antenne à cavité FP. Dans cette partie, je détaillerai les différentes étapes de réalisation de la cavité FP. Pour cela, je présenterai la source primaire que nous avons réalisée qui est une antenne patch. Ensuite, je présenterai une cavité FP à base d'un substrat uniforme. Enfin, je présenterai les résultats obtenus avec la cavité FP à base de SPR sur substrat GRIN que nous avons réalisé dans la partie précédente. Pour commencer, je

détaille les moyens mis à disposition pour valider expérimentalement le concept que nous proposons :

3.3.1 Moyens de validation expérimentale

Afin de valider expérimentalement les performances des antennes à cavité FP que nous allons concevoir, nous avons mis en place deux systèmes de mesures. La première configuration consiste à mesurer les diagrammes de rayonnement dans une chambre anéchoïque (Figure 3-10). Dans cette configuration, l'antenne à cavité FP est utilisée comme émetteur et une antenne cornet large bande est utilisée comme récepteur. Les mesures sont effectuées dans le plan H (plan du dépointage désiré) pour des angles variant de -90° à $+90^\circ$. La deuxième configuration consiste à mesurer la cartographie du champ électrique (Figure 3-11). Pour cela, l'antenne à cavité FP est utilisée comme émetteur et un monopole est utilisé comme récepteur. Ce monopole est monté sur deux bras permettant de réaliser un balayage sur deux axes de translation. Un analyseur de réseau vectoriel Agilent 8722ES est utilisé dans les deux systèmes pour mesurer les paramètres S.

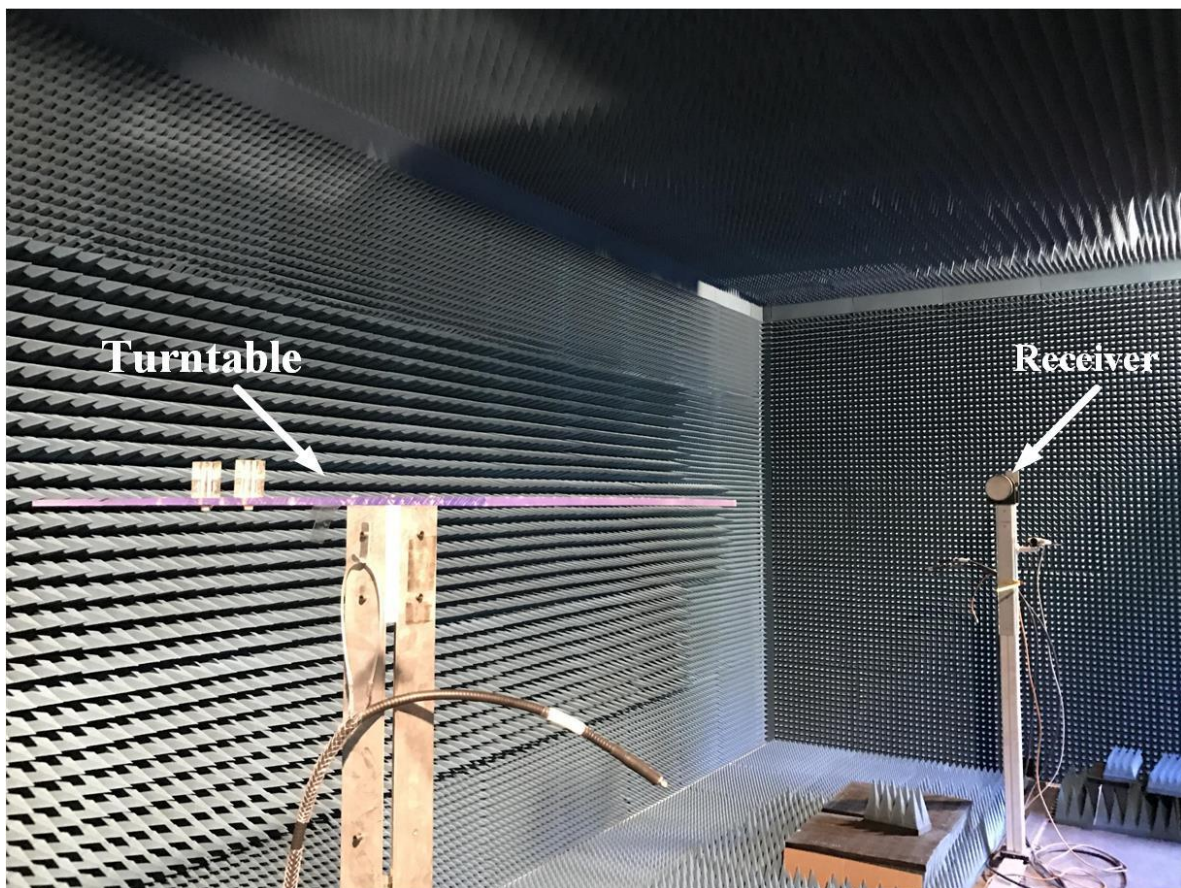


Figure 3-10 : Système de mesure en champs lointain dans la chambre anéchoïque du C2N.

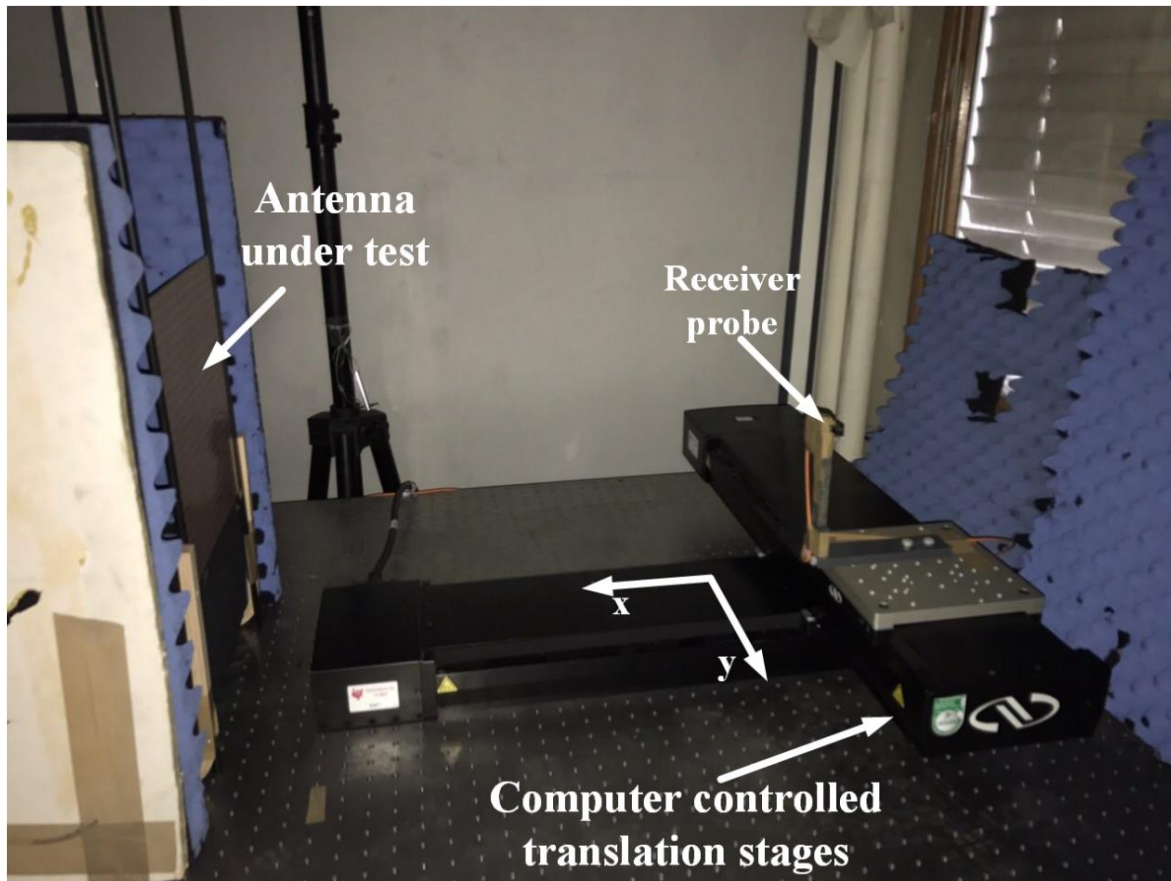


Figure 3-11 : Système de mesure du champ proche au C2N.

Une fois tous les éléments établis je détaille dans la partie suivante la source primaire que nous avons réalisée.

3.3.2 Source primaire : antenne patch

Après avoir détaillé les étapes de conception de la SPR, ainsi que les configurations de mesures mises en place pour valider expérimentalement le concept, je détaille à présent la source primaire utilisée pour réaliser l'antenne à cavité FP. La source primaire utilisée est une antenne patch carrée. Cette antenne patch est imprimée sur un substrat diélectrique en époxy ($\epsilon_r = 3,9$ et $\tan \delta = 0,02$) d'épaisseur 0,5 mm. Pour un fonctionnement autour de la fréquence de 5 GHz les dimensions du patch ont été optimisées à $15 \times 15 \text{ mm}^2$. Pour assurer une bonne adaptation de l'antenne, l'alimentation se fait avec un offset de 4 mm. Les performances de cette antenne sont présentées sur les Figure 3-12 (b) et (c) et détaillées ci-dessous :

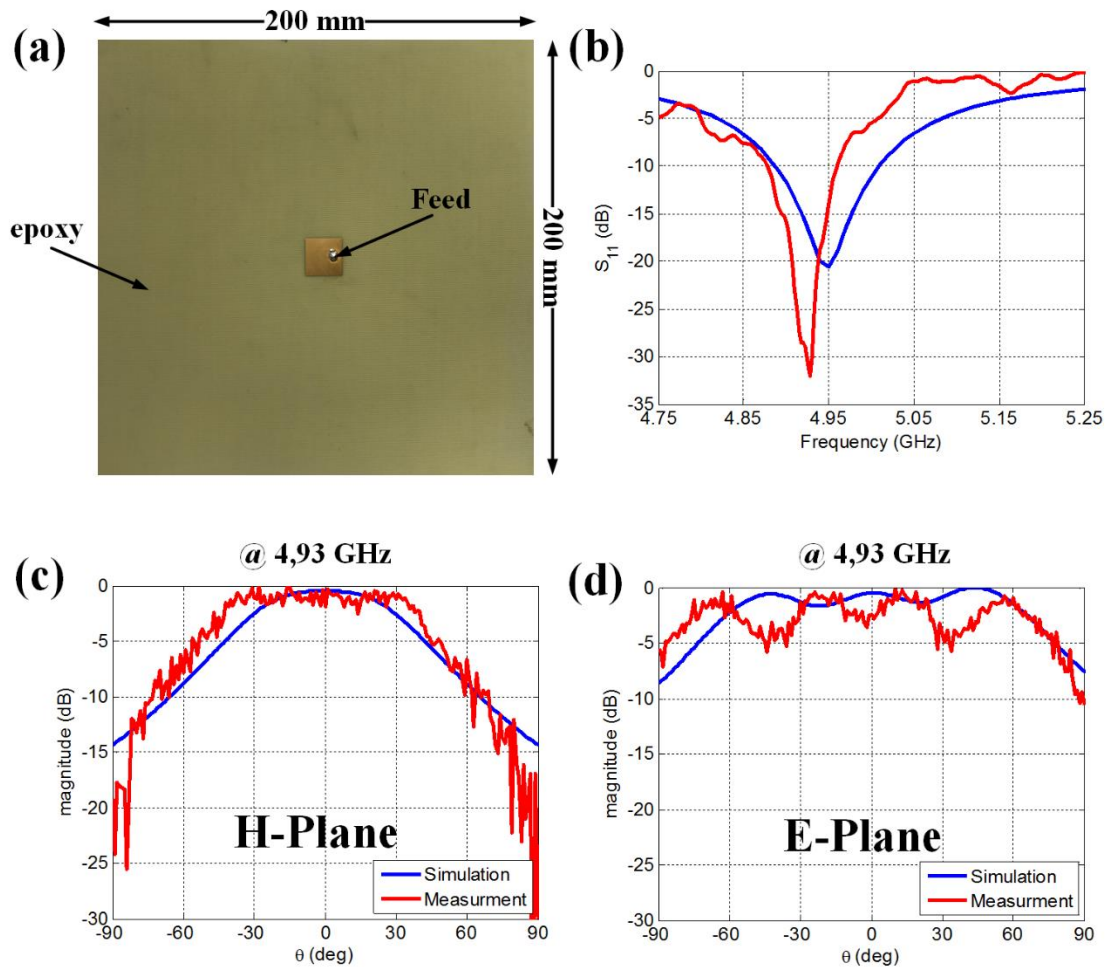


Figure 3-12: (a) Photographie du prototype de l'antenne patch réalisée. (b) Aadaptation de l'antenne patch. (c) – (d) Diagrammes de rayonnement dans les plans H et E en simulation et en mesure.

Adaptation de l'antenne : Les résultats de simulation montrent que l'antenne est adaptée ($S_{11} < 10$ dB) sur la bande [4,87 - 5] GHz avec un niveau minimum de $S_{11} = -20$ dB à 4,93 GHz. En mesures l'antenne est adaptée sur la bande [4,87 – 4,95] GHz, nous remarquons que la bande est plus étroite en mesure qu'en simulation.

Diagramme de rayonnement : Les diagrammes de rayonnement de l'antenne patch à 4,93 GHz dans les plans H et E sont présentés sur les Figure 3-12 (c) et (d). Les résultats de simulation et de mesures sont en bon accord dans le plan H. Dans le plan E, les deux résultats ne suivent pas la même allure mais le rayonnement reste quasi hémisphérique dans les deux plans.

Dans les parties suivantes, je présenterai dans un premier temps une cavité FP sans dépointage en utilisant un substrat diélectrique avec une permittivité uniforme. Ensuite, je détaillerai la deuxième configuration dans laquelle nous avons remplacé le diélectrique à permittivité uniforme par le diélectrique à gradient d'indice dans le but de réaliser un dépointage de faisceau.

3.3.3 Cavité FP à base de SPR sur substrat uniforme

Dans un premier temps, une antenne à cavité FP sans dépointage est conçue. Cette étape est indispensable pour établir la configuration de la cavité FP. Pour cela un substrat diélectrique fixe $\epsilon_d = 2,8$ a été utilisé. Ce substrat est combiné avec les grilles inductive et capacitive, ce qui donne une SPR avec une phase en réflexion fixe $\phi_{PRS} = -50^\circ$. Cette valeur de phase correspond à une hauteur $h = 10$ mm qui est calculée par la relation (2.1) (chapitre 2). Une vue schématique de la configuration de l'antenne est présentée sur la Figure 3-13 (a).

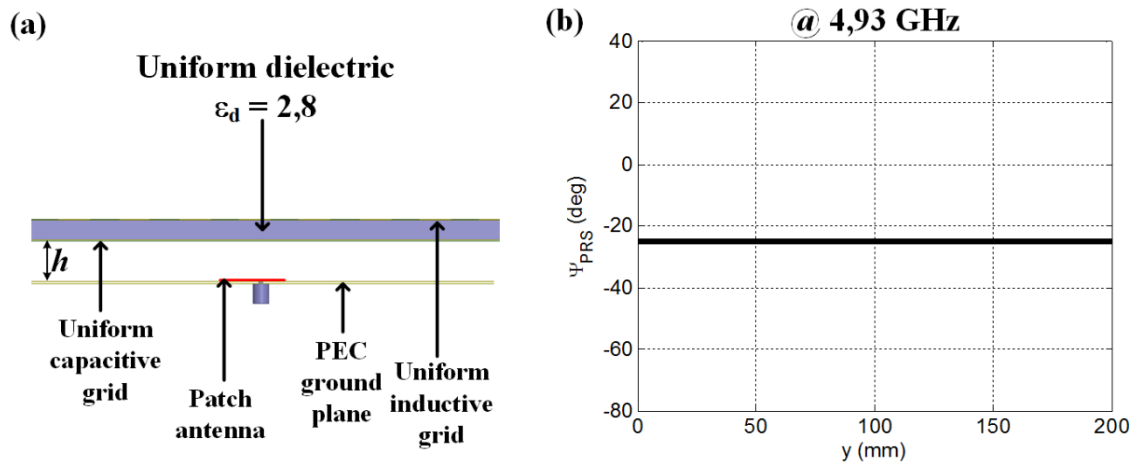


Figure 3-13: (a) Vue schématique de la cavité FP sans dépointage avec un diélectrique fixe $\epsilon_d = 2,8$. (b) Phase en transmission Ψ_{PRS} le long de la SPR à 4,93 GHz.

Les performances de cette antenne sont résumées sur la Figure 3-14 :

Adaptation de l'antenne : L'adaptation de cette antenne est présentée sur la Figure 3-14 (a). En simulation nous observons que l'antenne est adaptée sur la bande $[4,8 - 4,92]$ GHz, tandis qu'en mesure la bande d'adaptation est $[4,85 - 4,95]$ GHz. Par conséquent, un décalage de 1 % est observé entre les résultats de simulation et de mesure (Figure 3-14 (a)). Ce faible décalage est probablement dû à l'effet de la SPR où l'effet est plus visible en mesure que dans la simulation.

Diagramme de rayonnement : Le diagramme de rayonnement est présenté sur la Figure 3-14 (b), dans laquelle nous observons que la cavité FP présente un lobe principal dans la direction normale au plan de l'antenne c'est-à-dire à $\theta = 0^\circ$. La directivité obtenue est de 11,6 dB et avec un angle d'ouverture à -3 dB $\theta_{-3dB} = 20^\circ$. En ce qui concerne les lobes secondaires, les niveaux des SLL sont de l'ordre de -9 dB en simulation et -7,5 dB en mesure. Globalement, les résultats de mesure et de simulation sont en bon accord.

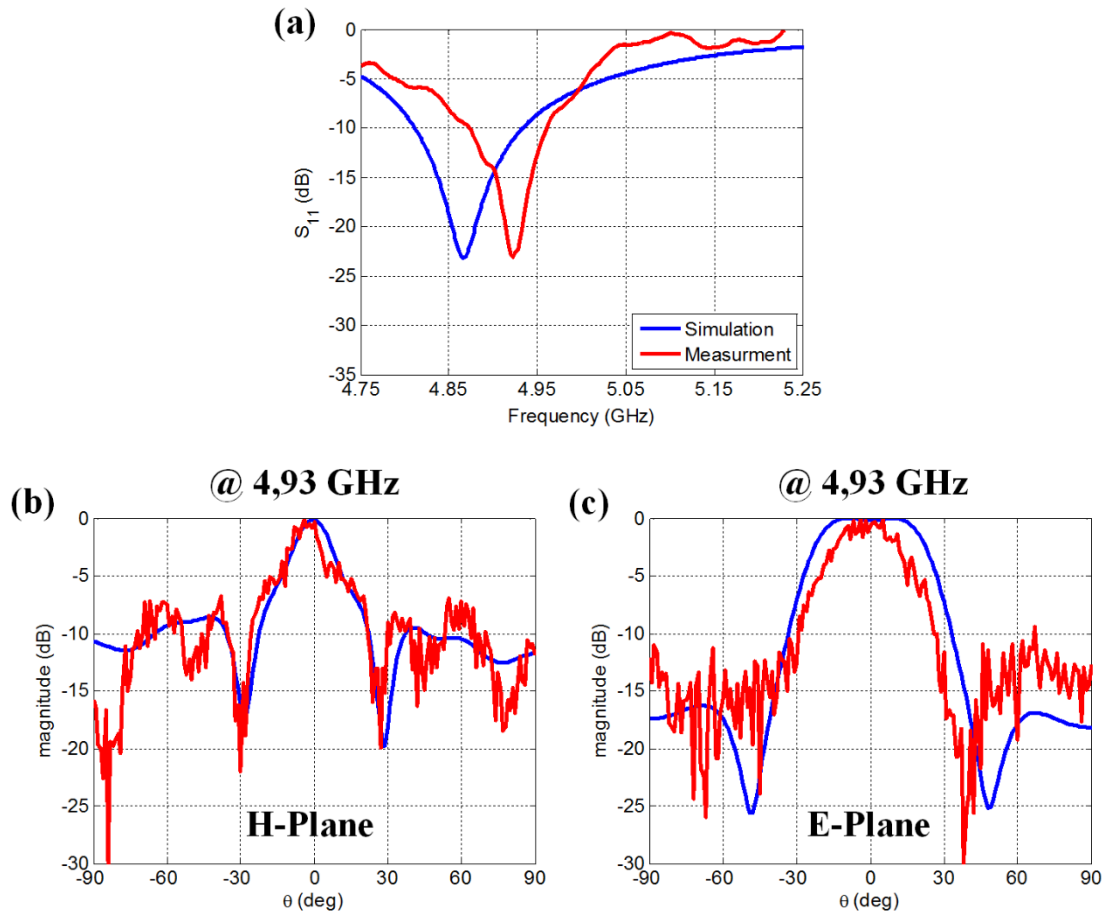


Figure 3-14 : (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP sans dépointage en simulation et en mesure. (b), (c) Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H.

3.3.4 Cavité FP à base de SPR sur substrat GRIN

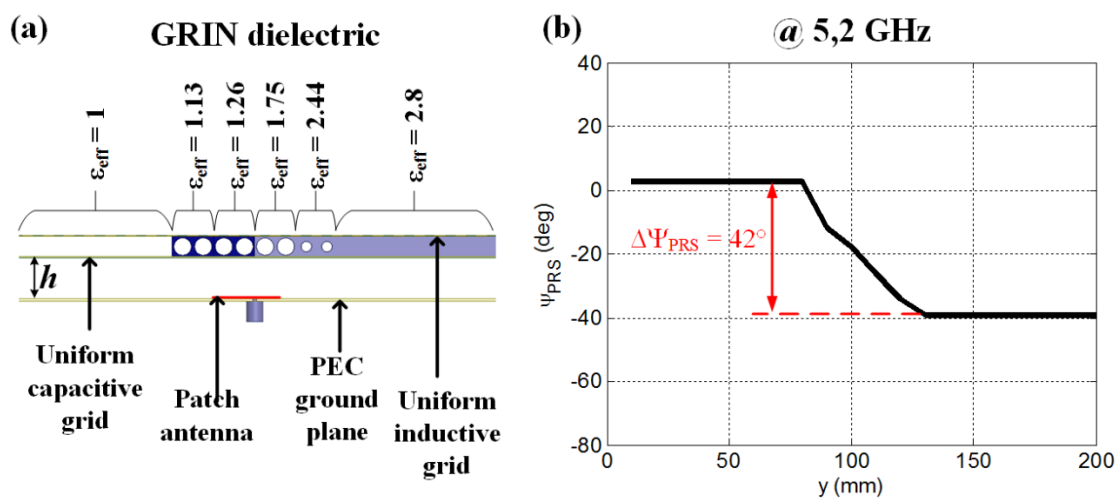


Figure 3-15: (a) Vue schématique de la cavité FP avec le diélectrique GRIN. (b) Phase du coefficient de transmission appliquée le long de la SPR à 5,2 GHz.

Dans un deuxième temps, nous remplaçons le substrat diélectrique uniforme par le diélectrique GRIN développé (Figure 3-15 (a)). Rappelons que ce diélectrique présente une variation de la phase de transmission $\Delta\Psi_{\text{PRS}} = 42^\circ$ le long de la SPR à la fréquence de 5,2 GHz (Figure 3-15 (b)). Ce gradient de phase est dû uniquement à la variation de la permittivité du substrat diélectrique GRIN car les grilles inductive et capacitive sont uniformes. Les résultats des simulations et des mesures sont présentés sur la Figure 3-16 :

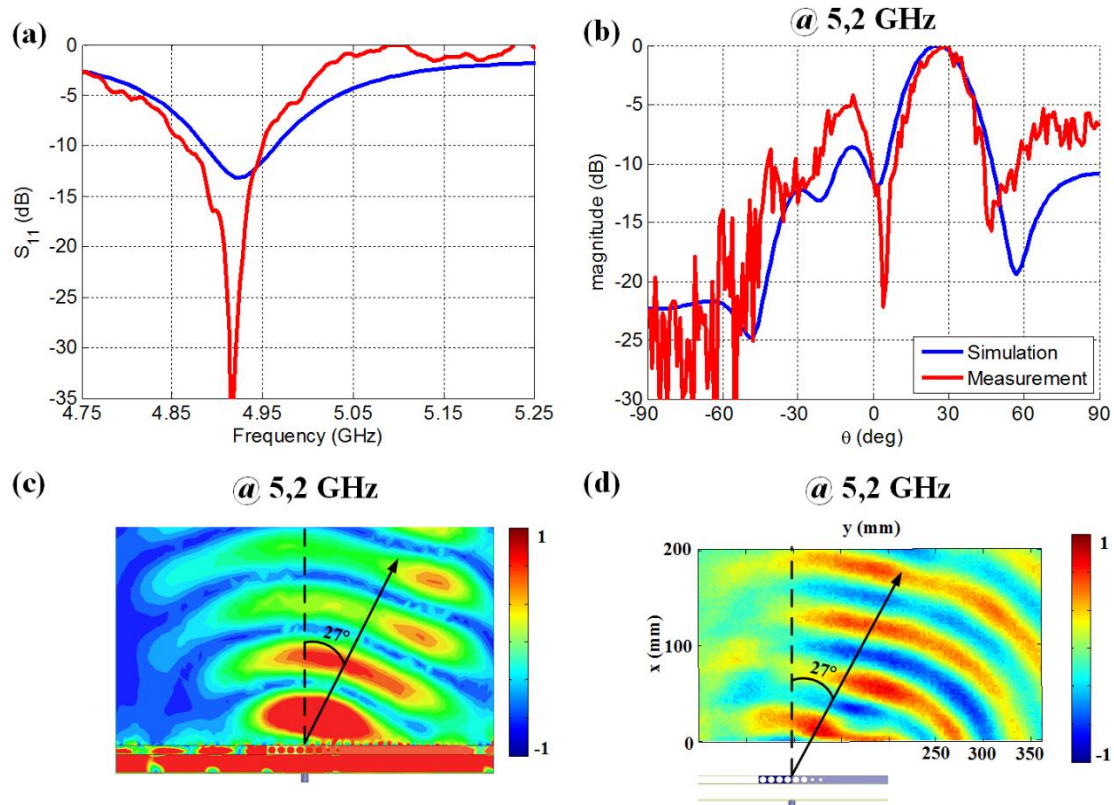


Figure 3-16: (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP avec le substrat GRIN en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan H. La cartographie du champ électrique suivant le plan xOy en simulation (c) et en mesure (d).

Les résultats de l'adaptation de l'antenne sont présentés sur la Figure 3-16 (a). Ces résultats montrent que l'antenne est adaptée sur la bande [4,87 – 4,9] GHz en simulation et sur la bande [4,85 – 4,9] GHz en mesure. Cependant, le dépointage est obtenu à la fréquence de 5,2 GHz, ce qui fait que l'antenne n'est pas adaptée à cette fréquence de dépointage. Ce point a été évoqué dans le chapitre précédent, dans lequel nous avons expliqué que l'un des problèmes de ces antennes à cavité FP est que la fréquence du dépointage que je nomme la fréquence de fonctionnement est différente de la fréquence d'adaptation.

Le dépointage est observé à la fréquence de 5,2 GHz et non pas à 4,93 GHz comme cela était le cas pour la cavité sans dépointage. Ce décalage est dû en partie au gradient de phase appliqué le long de la SPR. Comme la fréquence dépend de la phase de réflexion de la SPR ϕ_{SPR} , lorsqu'un gradient est appliqué, cette valeur est variable et par conséquent la fréquence de fonctionnement change. Après plusieurs essais en simulation, nous avons conclu que la fréquence de fonctionnement peut être déterminée à partir des phases de réflexion des deux cellules centrales, c'est-à-dire les cellules juste au-dessus de l'antenne patch. Si nous observons la hauteur h calculée à partir des réponses de phase en réflexion des deux cellules du centre (Figure 3-17 (b)), nous remarquons que pour la hauteur fixée $h = 10$ mm, la fréquence de fonctionnement est proche de 5,2 GHz, ce qui explique ce décalage en fréquence.

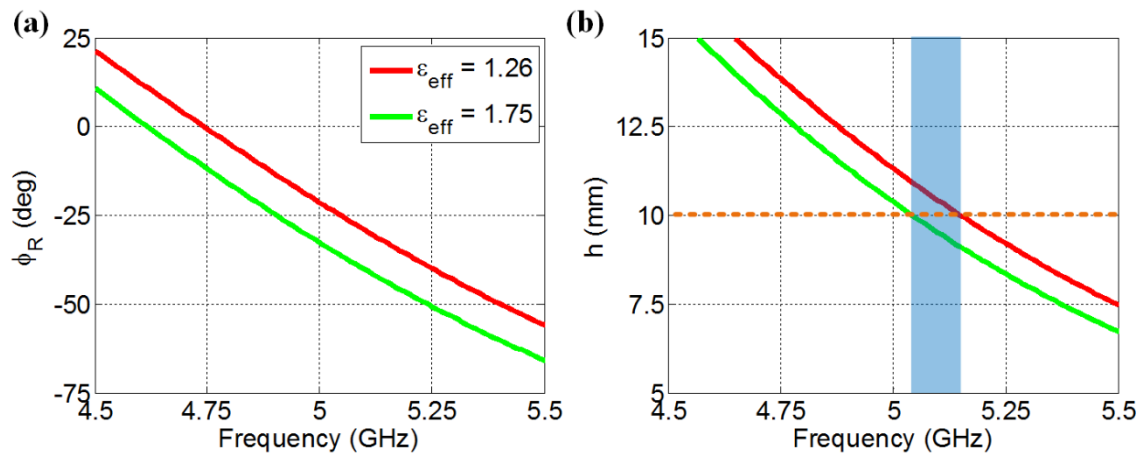


Figure 3-17: (a) Réponse en phase de la réflexion et (b) hauteur h de la cavité en fonction de la fréquence pour les deux cellules centrales.

Le diagramme de rayonnement obtenu suivant le plan H est présenté sur la Figure 3-16 (b). Nous observons clairement un dépointage de 27° à la fréquence de 5,2 GHz. Le diagramme de rayonnement mesuré montre qu'il est en bon accord avec les résultats de simulation. En ce qui concerne les niveaux des lobes secondaires, nous observons que les niveaux des lobes sont plus élevés en mesure qu'en simulation. Le premier lobe secondaire est observé à -10° avec un niveau de -8 dB en simulation, tandis qu'en mesure le lobe monte à un niveau de -5 dB. Cette différence de niveau est due très probablement à des incertitudes de positionnement. En effet, comme une partie du substrat de la SPR est constituée d'air, dans cette partie les grilles inductive et capacitive ont tendances à fléchir. Nous avons rajouté des intercalaires pour fixer la hauteur de cette partie à 5 mm, mais cela n'assure pas forcément que nous gardons la même hauteur sur toute la surface. Comme la structure est très résonante, il se trouve qu'une variation de 0,1 mm peut changer le

diagramme de rayonnement, ce qui peut expliquer le fait que nous trouvons des niveaux de lobes secondaires avec une différence de 3 dB entre la simulation et la mesure.

Les cartographies du champ électrique simulé et mesuré sont présentées les Figure 3-16 (c) et (d), respectivement. Ces résultats montrent que les fronts d'onde émis par l'antenne à cavité FP sont déviés à un angle de 27° de la direction normale. Les résultats obtenus finalement valident le concept dans lequel le dépointage est obtenu en faisant varier la permittivité du substrat diélectrique le long de la SPR. Ce concept est totalement nouveau et n'a jamais été proposé dans la littérature auparavant. Un brevet a été déposé [212].

3.4. Augmentation et annulation de l'angle de dépointage

Après avoir démontré qu'un dépointage pouvait être obtenu uniquement avec la variation de la permittivité du substrat diélectrique d'une SPR, je présente une autre étude que nous avons menée et qui consiste à étudier l'accumulation et l'annulation de la phase le long de la SPR.

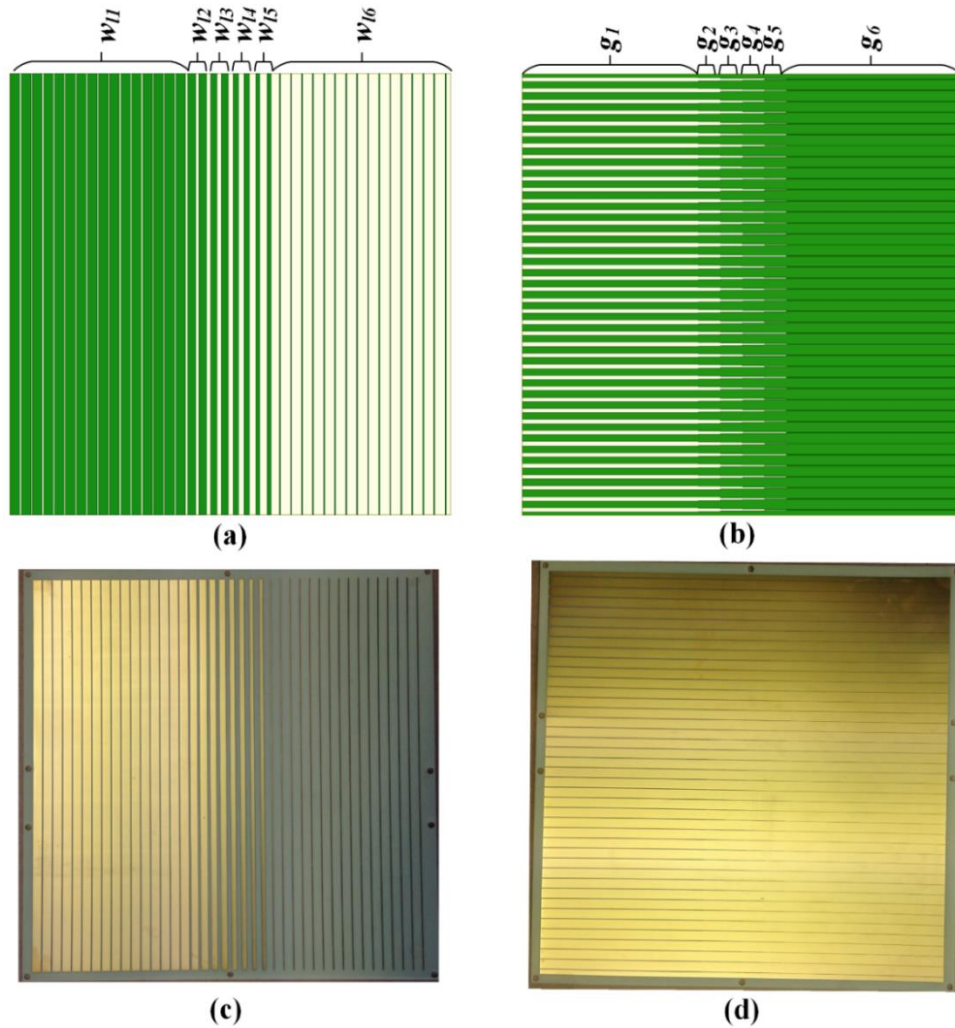


Figure 3-18: Vue schématique des grilles (a) inductive et (b) capacitive non-uniforme. (c) - (d) Photographie des prototypes réalisées.

L'accumulation nous permettra d'obtenir un gradient de phase plus élevé. L'annulation quant à elle permettra de diminuer le gradient de phase et donc d'annuler (presque totalement) le dépointage du faisceau. Pour cela, nous avons conçu deux autres grilles une inductive et une capacitive non-uniformes présentées sur la Figure 3-18 (c) et (d), respectivement. En ce qui concerne la grille inductive variable les largeurs w_l varient de 0,4 mm à 4,3 mm le long de la métasurface. w_l est fixé à 0,4 mm dans les 16 premières cellules et à 4,3 mm dans les 16 dernières cellules. Par conséquent la région du centre se compose de la 17^{ème} à la 24^{ème} cellule, les dimensions appliquées pour chaque région sont résumées sur le tableau 3.2. De la même façon, la grille capacitive variable a été réalisée et ses dimensions sont présentées sur le tableau 3.2

Configuration	Inductive fixe	Capacitive fixe	Inductive variable	Capacitive variable
Dimensions (mm)	$w_l = 2,4$	$g = 0,4$	$w_{l1} = 4,3$ $w_{l2} = 3,5$ $w_{l3} = 2,9$ $w_{l4} = 2,3$ $w_{l5} = 1,7$ $w_{l6} = 0,4$	$g_1 = 0,4$ $g_2 = 0,3$ $g_3 = 0,25$ $g_4 = 0,2$ $g_5 = 0,15$ $g_6 = 0,1$

Tableau 3.2: les dimensions des pistes des différentes grilles inductives et capacitives.

3.4.1 Accumulation de la phase

Dans cette partie, je présenterai l'étude de l'accumulation de la phase. Pour cela, nous avons étudié 3 combinaisons dans lesquelles nous combinons des grilles inductives et capacitives uniforme et non-uniforme au substrat GRIN. Ces combinaisons sont décrites ci-dessous :

A. Grille inductive non-uniforme et capacitive uniforme

Pour commencer, nous remplaçons la grille inductive uniforme par la grille inductive non-uniforme. La grille capacitive uniforme ayant des pistes de dimensions $w_c = 4,6$ mm est gardé. Dans cette configuration, le gradient de phase créé par la grille inductive non-uniforme est orienté dans la même direction que celui créé par le substrat diélectrique GRIN. Une telle configuration permet d'accumuler des variations de phase conduisant à un gradient de phase plus élevé le long de la SPR.

Cette combinaison a permis d'augmenter le gradient de phase à 56° , tel que présenté sur la Figure 3-19 (b). Par conséquent, nous observons clairement que l'effet de l'accumulation du gradient de phase est possible. Les performances de cette antenne ont été étudiées en simulation et en mesure et sont détaillées sur la Figure 3-20:

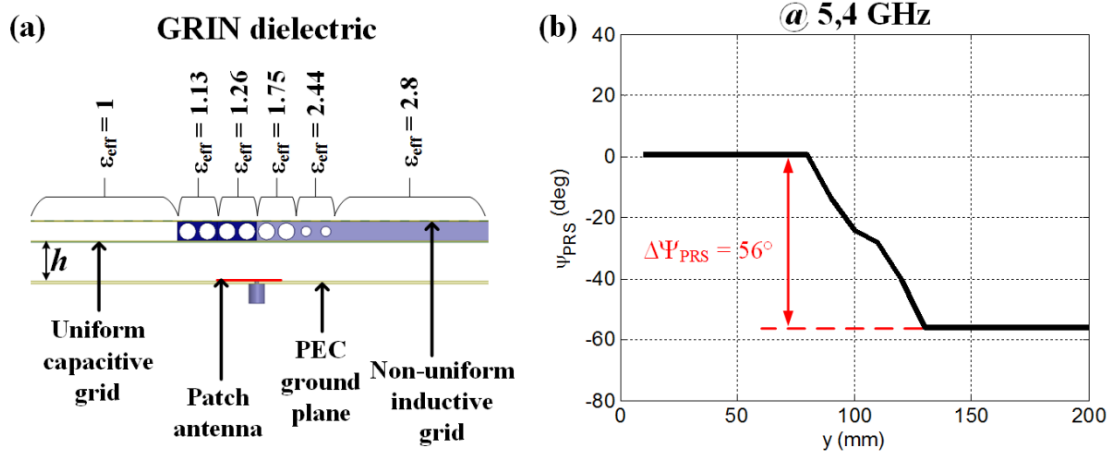


Figure 3-19 : (a) Vue schématique de la cavité FP. (b) Phase appliquée le long de la SPR à 5,4 GHz.

Les résultats de mesure et de simulation présentés sur la Figure 3-20 (b) sont en bon accord. Nous observons qu'une déviation du lobe principal à 55° est obtenue. En ce qui concerne les niveaux des lobes secondaires pour ce cas, nous remarquons que les niveaux sont quasi identiques en simulation et en mesures. Le premier lobe secondaire apparaît à 12° avec un niveau de $-7,5 \text{ dB}$. Il faut souligner que des niveaux de lobes secondaires allant de -10 à -5 dB ont été trouvés pour toutes les configurations étudiées. Ces niveaux sont dus au fait que dans cette étude nous avons appliqué un gradient de phase linéaire le long de la SPR.

Les résultats de la cartographie du champ électrique simulé et mesuré confirment le dépointage que nous observons dans le diagramme de rayonnement. Les résultats présentés sur les Figure 3-20 (c) et (d) montrent que les fronts d'onde sont déviés avec un angle de 55° . Ces résultats prouvent qu'en combinant les deux gradients de la phase introduits par la grille inductive non uniforme et le substrat diélectrique GRIN, nous pouvons augmenter le gradient de phase total appliqué à la SPR. Ainsi, cette combinaison a permis d'augmenter l'angle de dépointage de 27° à 55° .

Concernant la fréquence de fonctionnement de cette antenne qui est la fréquence de dépointage, un décalage de 10 % est observé comparé au cas de la cavité sans dépointage. Ce décalage est dû à la valeur de la phase en réflexion ϕ_{SPR} des deux cellules au centre, comme pour le précédent cas. Par conséquent, la configuration présentée n'est pas adaptée (Figure 3-20 (a)).

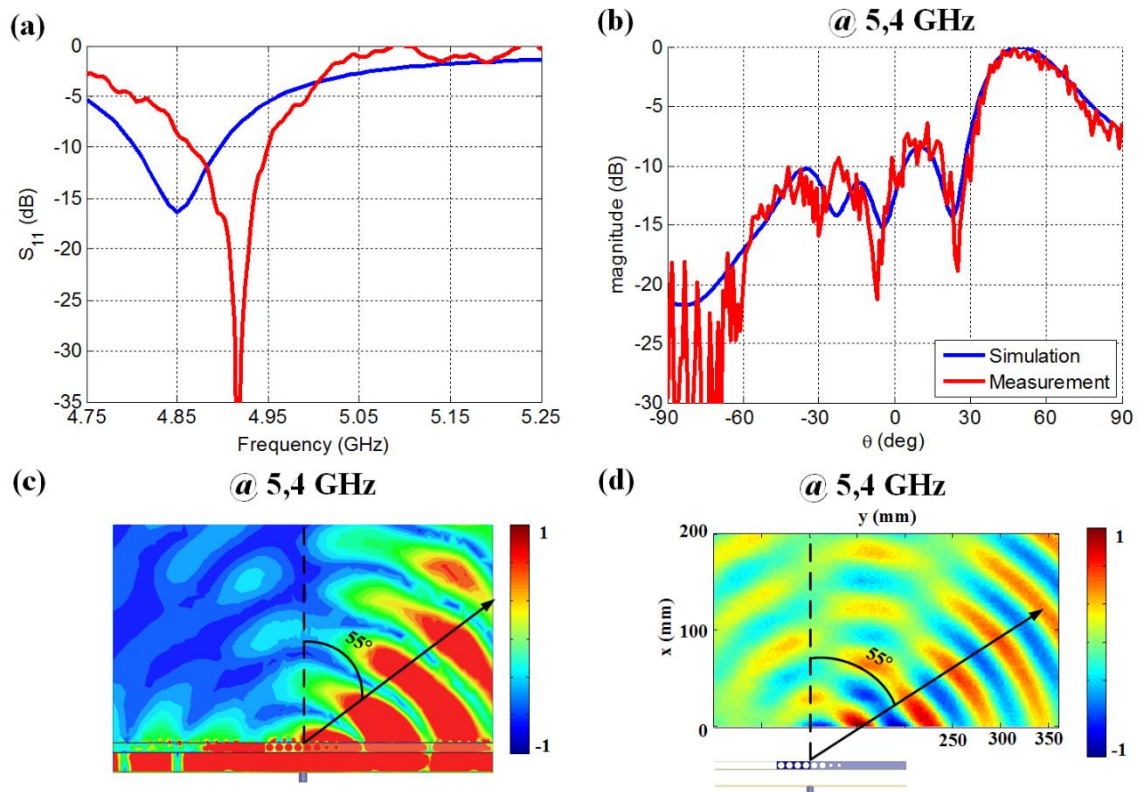


Figure 3-20 : (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP avec le substrat GRIN en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement en simulation et en mesure de l'antenne dans le plan H. La cartographie du champ électrique suivant le plan xOy en simulation (c) et en mesure (d).

B. Grille inductive uniforme et capacitive non-uniforme

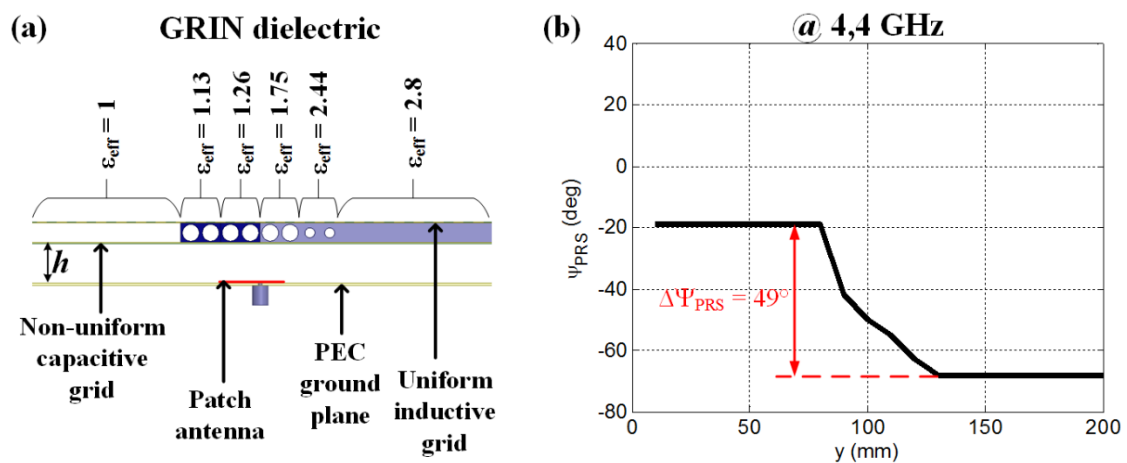


Figure 3-21 : (a) Vue schématique de la cavité FP avec le diélectrique GRIN. (b) Phase du coefficient de transmission appliquée le long de la SPR à 4,4 GHz.

Dans cette deuxième configuration, nous combinons la grille inductive uniforme et la grille capacitive non-uniforme, tel qu'illustré sur la Figure 3-21. Cette combinaison donne une variation de la phase de transmission le long de la métasurface de $\Delta\Psi_{\text{SPR}} = 49^\circ$ à 4,4 GHz. La fréquence de fonctionnement (fréquence du dépointage) est beaucoup plus basse que dans les autres configurations en raison de la valeur de phase au centre de la cavité FP. Les résultats obtenus avec cette configuration sont discutés ci-dessous.

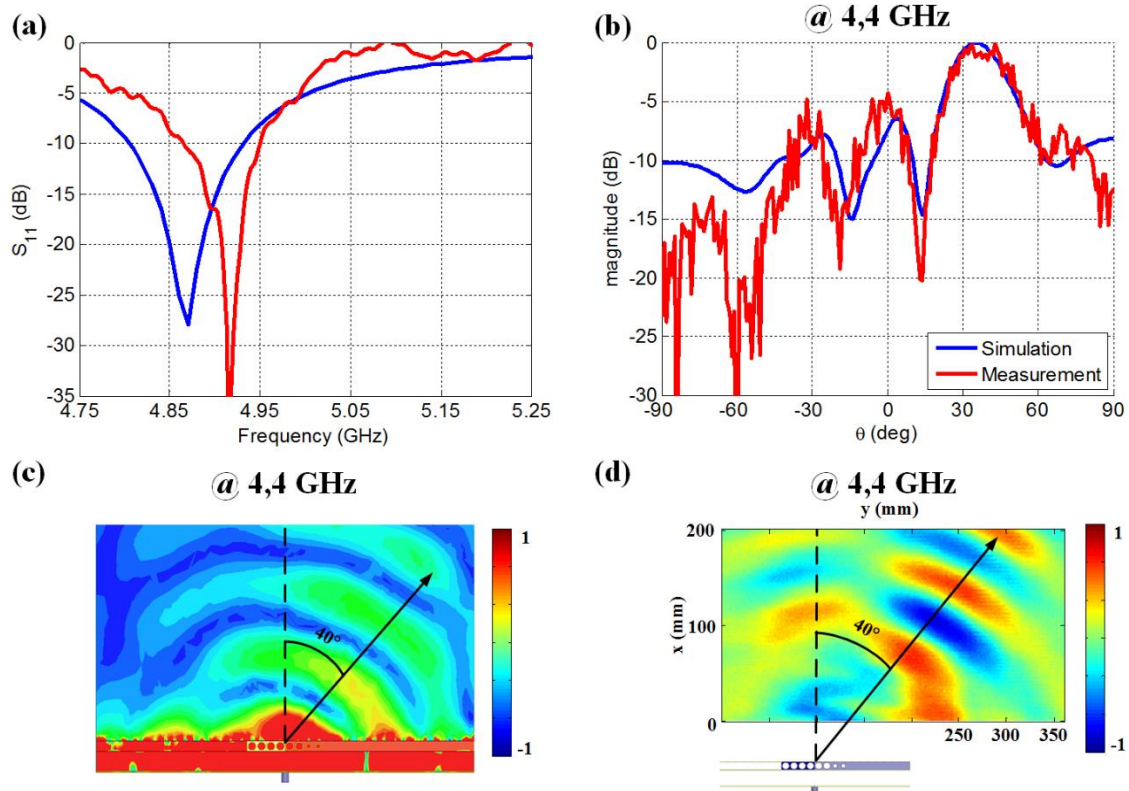


Figure 3-22 : Configuration basée sur une grille inductive uniforme et une grille capacitive non uniforme. (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement en simulation et en mesure de l'antenne suivant le plan H. La cartographie du champ électrique suivant le plan xOy en simulation (c) et en mesure (d), à 4,4 GHz.

Les formes des diagrammes de rayonnement trouvés en simulation et en mesure (Figure 3-22 (b)) sont en bon accord. La phase qu'introduit la grille capacitive non-uniforme permet d'obtenir un dépointage à 40° . Des lobes secondaires apparaissent à 0° et -30° . Le premier lobe secondaire à 0° à un niveau de -6 dB en simulation et -5 dB en mesures. Le deuxième lobe secondaire apparaissant à -30° présente un niveau de -8 dB en simulation et de -5 dB en mesure. Les cartographies de champ proche présentées sur les Figure 3-22 (c) et (d) montrent une déviation du faisceau de 40° à 4.4 GHz. En mesure, nous pouvons observer le lobe secondaire à 0° qui apparait dans la direction

normale. Concernant l'adaptation de cette configuration et de même que pour les cas précédents, nous remarquons qu'à la fréquence de dépointage qui est de 4,4 GHz l'antenne n'est pas adaptée.

3.4.3. Grilles inductive et capacitive non-uniformes

Dans cette troisième configuration, nous combinons les grilles inductives et capacitives non-uniforme avec le substrat diélectrique GRIN dans le but d'obtenir le maximum de variation de phase le long de la SPR. Le gradient de phase obtenue est $\Delta\Psi_{\text{SPR}} = 78^\circ$ à 5,4 GHz, comme illustré sur la Figure 3-23 (b). Encore une fois, la fréquence de fonctionnement pour cette configuration a été trouvée à 5,4 GHz. Comme pour les autres cas ceci est dû aux valeurs de phase des cellules centrales. Les résultats obtenus pour cette configuration sont présentés ci-dessous :

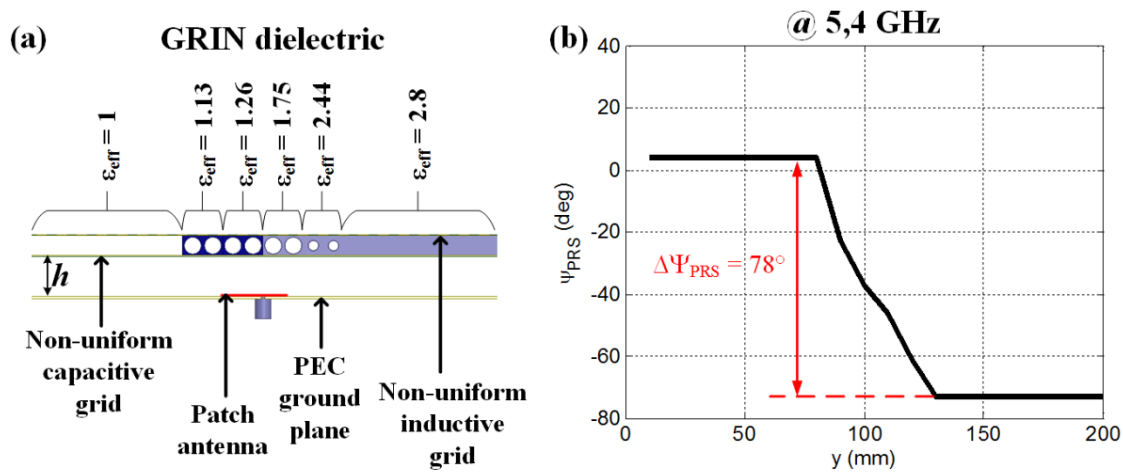


Figure 3-23 : (a) Vue schématique de la cavité FP avec le diélectrique GRIN. (b) Phase du coefficient de transmission appliquée le long de la SPR à 5,4 GHz.

Les diagrammes de rayonnement de cette antenne en simulation et en mesure présentés sur la Figure 3-24 (b) sont en bon accord. Les résultats montrent qu'un fort dépointage de l'ordre de 70° a été obtenu. Un tel dépointage est assez difficile à atteindre avec les réseaux d'antennes classiques et n'a jamais été atteint auparavant avec une configuration antenne à cavité FP. En ce qui concerne les niveaux des lobes secondaires, le premier lobe apparaît à 30° avec un niveau de -3 dB, ce qui est assez élevée. Cependant, ce phénomène est assez normal car plus l'angle de dépointage augmente plus les niveaux des lobes secondaires augmentent.

Les résultats de cartographies des champs en simulation et en mesure (Figure 3-24 (c) et (d)) montrent clairement que les fronts d'onde sont déviés sous un angle de 70° par rapport à la normale. Tout de même, le fort lobe secondaire apparu à 30° peut être observé dans les mesures en champ proche.

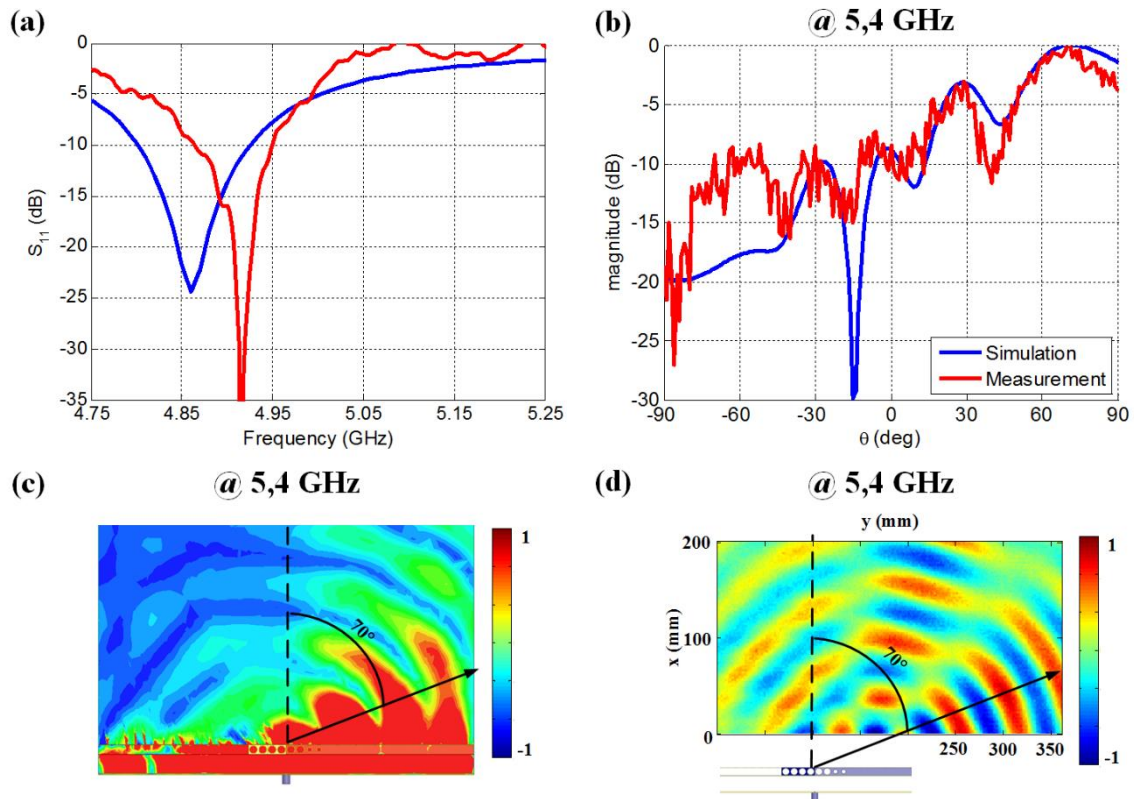


Figure 3-24 : (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement en simulation et en mesure dans le plan H. La cartographie du champ électrique suivant le plan xOy en simulation (c) et en mesure (d), à 5,4 GHz.

Difficultés rencontrées : Tout au long de cette étude, il faut dire que le problème majeur rencontré lors de la conception de toutes ces configurations est la fréquence de fonctionnement (la fréquence de dépointage). Cette fréquence est très sensible à la valeur de la phase en réflexion des cellules se situant au-dessus de l'antenne patch. Cette fréquence de dépointage ne se situe pas toujours dans la bande d'adaptation de l'antenne source. Pour pallier ce problème, il suffit de réadapter les dimensions du patch pour pouvoir adapter l'antenne. Ce réajustement des dimensions n'affecte pas le diagramme de rayonnement. Pour cela, nous avons repris la dernière configuration où nous avons combiné des grilles inductive et capacitive non-uniforme. L'antenne était adaptée sur la bande [4,78 – 4,875] GHz. Les dimensions du patch ont été redimensionnées à $13,2 \times 13,2 \text{ mm}^2$ avec un offset de 3 mm permettant une bonne adaptation de l'antenne à 5,4 GHz. Nous pouvons clairement observer sur la Figure 3-25 (b) que le diagramme de rayonnement est presque identique lorsque les dimensions du patch ont été modifiées. Par conséquent, nous pouvons conclure que cette solution est envisageable. La solution plus simple serait d'utiliser une source large bande tel qu'une ouverture de guide ou un patch alimenté par couplage avec une ligne.

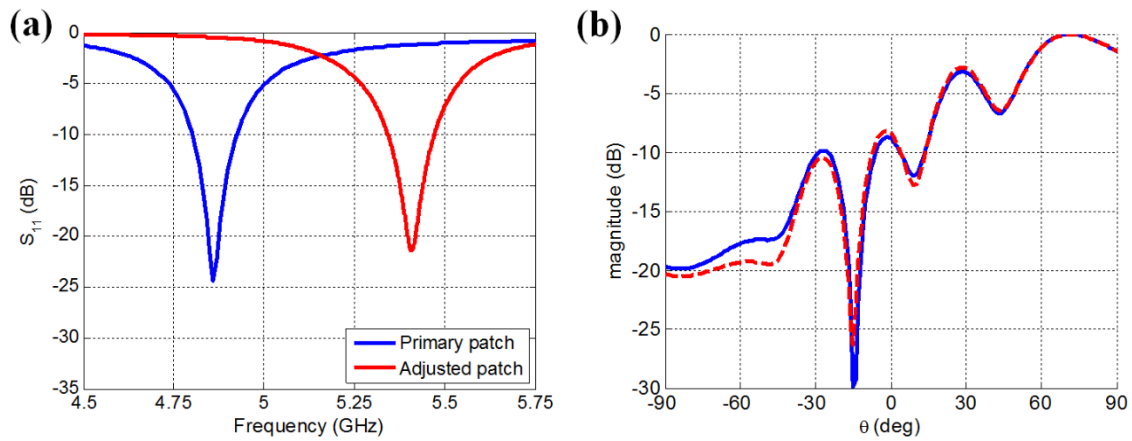


Figure 3-25 : (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP pour le cas grilles inductive et capacitive non-uniforme avant et après réadaptation des dimensions du patch. (b) Diagramme de rayonnement pour les deux cas.

En conclusion, cette étude a démontré que l'accumulation de la phase pouvait être réalisée avec une antenne à cavité FP. Cette accumulation se fait en combinant les gradients de phase produits par les différentes parties constituant la SPR. Ce concept est intéressant dans le cas où une SPR ne fournit pas assez de gradients de phase pour atteindre de forts dépointages.

	Gradient de phase	Dépointage	Fréquence
Inductive uniforme Capacitive uniforme	42°	27°	5,2 GHz
Inductive Non-uniforme Capacitive uniforme	56°	55°	5,4 GHz
Inductive uniforme Capacitive Non-uniforme	49°	40°	4,4 GHz
Inductive Non-uniforme Capacitive Non-uniforme	78°	70°	5,4 GHz

Tableau 3.3: Tableau récapitulatif des performances des différentes combinaisons.

3.4.2 Annulation du gradient de phase

Le fait de pouvoir accumuler la phase en faisant varier plusieurs paramètres constituant la SPR est une approche qui permet d'obtenir un fort dépointage. Si cette accumulation est possible, nous proposons dans cette partie d'étudier l'annulation du gradient de phase introduit par le substrat diélectrique GRIN. Pour cela, nous proposons de mettre la grille inductive non-uniforme de telle sorte que le gradient de phase introduit par celle-ci soit dans la direction opposée à celui introduit par le substrat GRIN. La grille capacitive est gardée uniforme car la grille inductive non-uniforme est suffisante pour supprimer le gradient de phase. Il faut noter que pour cette étude la grille inductive n'a pas été particulièrement optimisée pour compenser exactement le gradient de phase introduit par le substrat diélectrique GRIN (Figure 3-26 (a)). Néanmoins, cette combinaison permet de donner une phase plus ou moins constante le long de la SPR. Cette annulation de phase permet de montrer que le dépointage du faisceau obtenu initialement dans la partie 3.3.4 avec des grilles inductives et capacitatives uniforme peut être réduit à près de 0° .

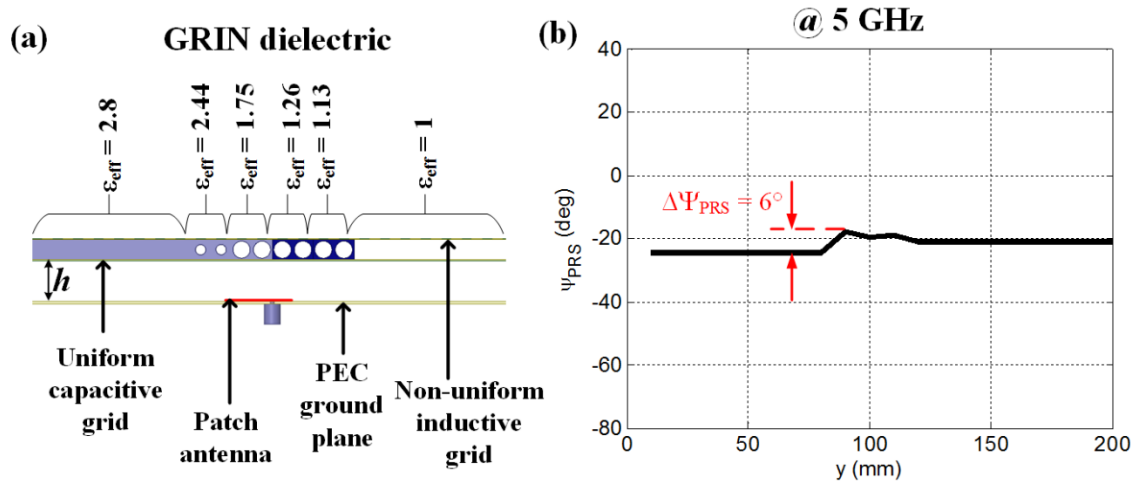


Figure 3-26: (a) Vue schématique de la cavité FP dont le diélectrique GRIN est placée dans le sens inverse. (b) Phase du coefficient de transmission appliquée le long de la SPR à 5 GHz.

Les performances de cette antenne sont détaillées sur la Figure 3-27. Le diagramme de rayonnement obtenu en simulation et en mesure sont en bon accords (Figure 3-27 (b)). Nous remarquons que le faisceau principal passe de 27° à -5° en appliquant cette combinaison de suppression du gradient de phase. Ce léger dépointage de -5° est dû au fait que $\Delta\psi_{SPR} = 6^\circ$. Deux lobes secondaires sont observés pour cette configuration à 16° et -20° avec des niveaux de -3 dB et $-4,5$ dB. Ces deux lobes ainsi que le dépointage de -5° peuvent être supprimés si l'ingénierie de la phase est bien établie, en optimisant la grille inductive (ou capacitive) de telle sorte d'obtenir une phase constante le long de la SPR.

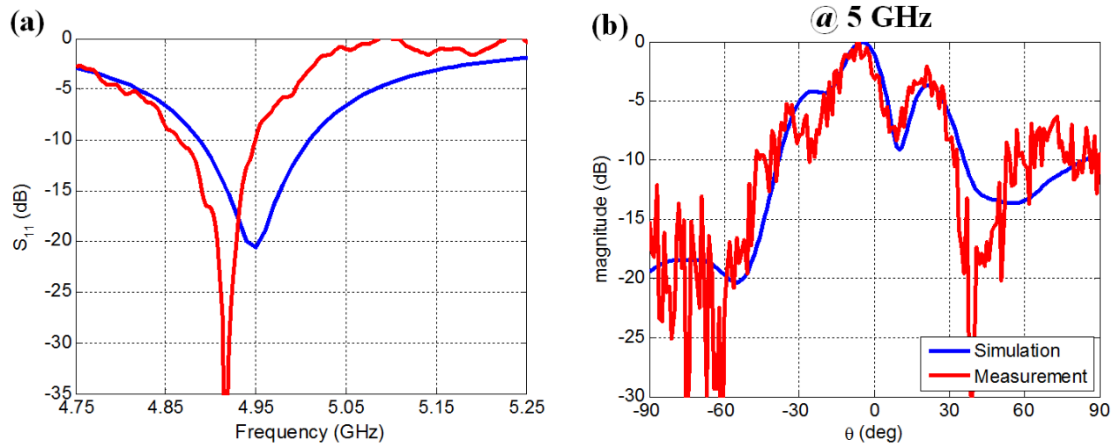


Figure 3-27: La grille inductive non-uniforme est utilisée pour compenser le gradient de phase introduit par le substrat diélectrique GRIN. (a) Adaptation de l'antenne à cavité FP en simulation et en mesure. (b) Diagramme de rayonnement en simulation et en mesure de l'antenne dans le plan H.

3.5. Réalisation d'autres substrat GRIN en utilisant le procédé d'usinage mécanique

Les premiers travaux menés se limitaient à un seul polymère ($\epsilon_d = 2,8$) disponible pour l'impression 3D. Dans le but de tester le concept de dépointage avec d'autres gradients dans le substrat de la SPR nous avons collaboré avec des collègues de l'institut technologique de Harbin (HIT) en Chine qui nous ont fourni des substrats GRIN en utilisant trois différents diélectriques : $\epsilon_d = 2,65, 4,4$ ou 6 . Cependant, ces substrats ont été réalisés en utilisant des techniques d'usinage mécanique classique et donc les trous sont réalisés par perçage. Par conséquent les trous ne peuvent être positionnées que verticalement. Donc, nous devons prendre en considération cette contrainte lors de la conception. Ainsi, nous avons optimisé les cellules unitaires dans le but de réaliser des cavités FP permettant des dépointages de 20° 30° et 40° en utilisant les différents substrats GRIN. Dans la partie suivante, je détaillerai les différentes configurations que nous avons réalisées avec les résultats obtenus en simulations et en mesures.

3.6.1. Cavité FP avec 20° de dépointage

Dans cette première configuration, nous avons conçu un substrat GRIN qui permet d'obtenir 20° de dépointage. Pour cela, les simulations ont montré qu'il fallait appliquer un gradient de phase de 22° le long de la SPR. Par conséquent, chaque cellule unitaire a été optimisée dans le but d'obtenir ce gradient de phase. A l'issue de cette optimisation, les valeurs de la permittivité ϵ_{eff} permettant d'obtenir les valeurs des phases sont résumées dans le tableau 3.4. Nous remarquons que la permittivité ϵ_{eff} varie entre $1,73$ et $2,57$, de ce fait le diélectrique

dont $\varepsilon_d = 2,65$ est suffisant pour couvrir toutes ces valeurs. Nous avons calculé les rayons des trous d'air qui permettent d'obtenir les valeurs de permittivité correspondant à chaque cas. Le diélectrique GRIN conçu est présenté sur la Figure 3-28.

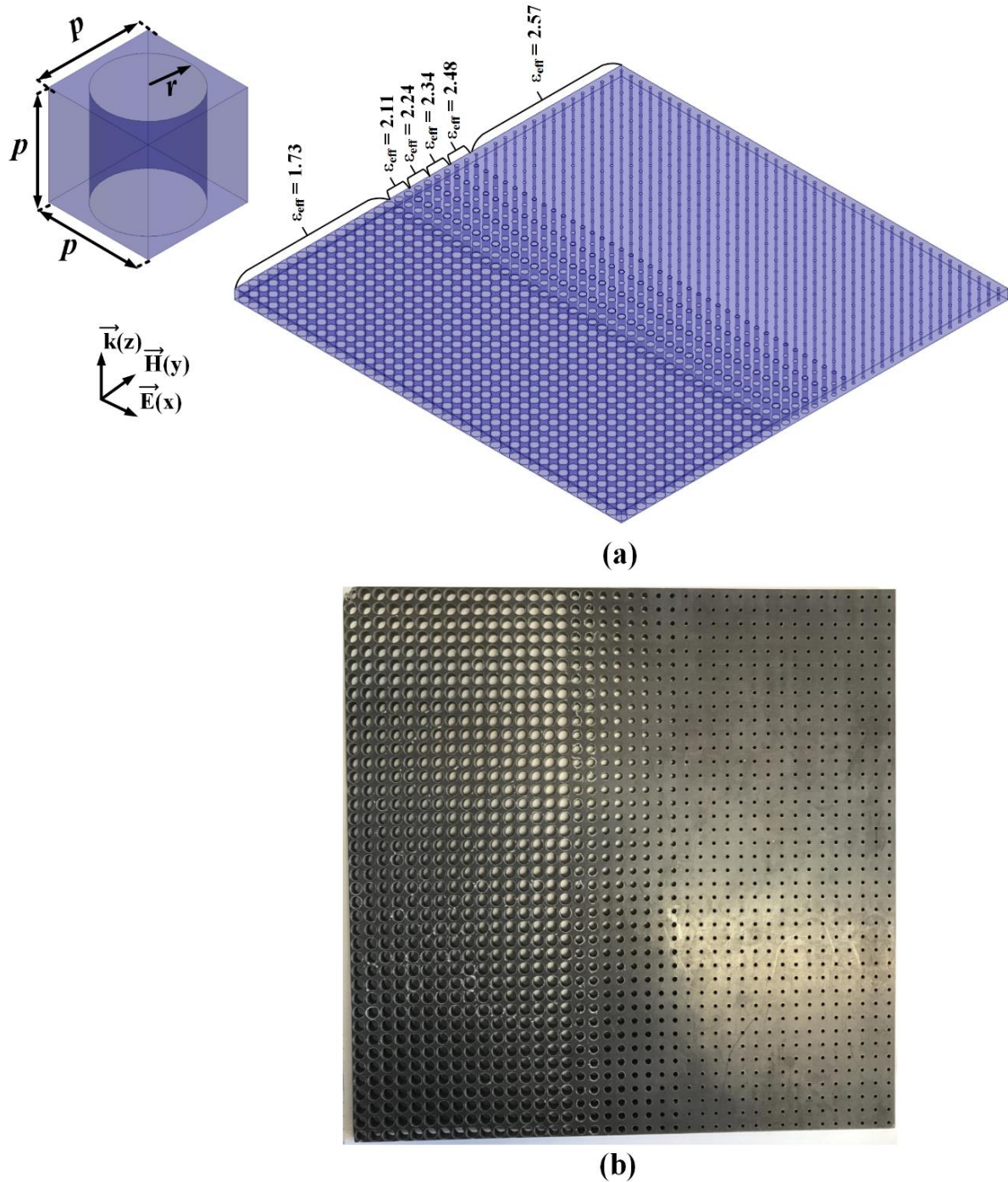


Figure 3-28 : (a) vue schématique de la cellule unitaire du diélectrique où $p = 5$ mm. (b) Photographie du diélectrique réalisé à partir d'un matériau dont $\varepsilon_d = 2,65$.

Zone	r (mm)	ϵ_d	ϵ_{eff}
1	2,1	2,65	1,73
2	1,6	2,65	2,11
3	1,4	2,65	2,24
4	1,15	2,65	2,34
5	0,9	2,65	2,48
6	0,6	2,65	2,57

Tableau 3.4 : Résumé des différentes valeurs de ϵ_{eff} correspondant à chaque région dans le diélectrique $\epsilon_d = 2,65$.

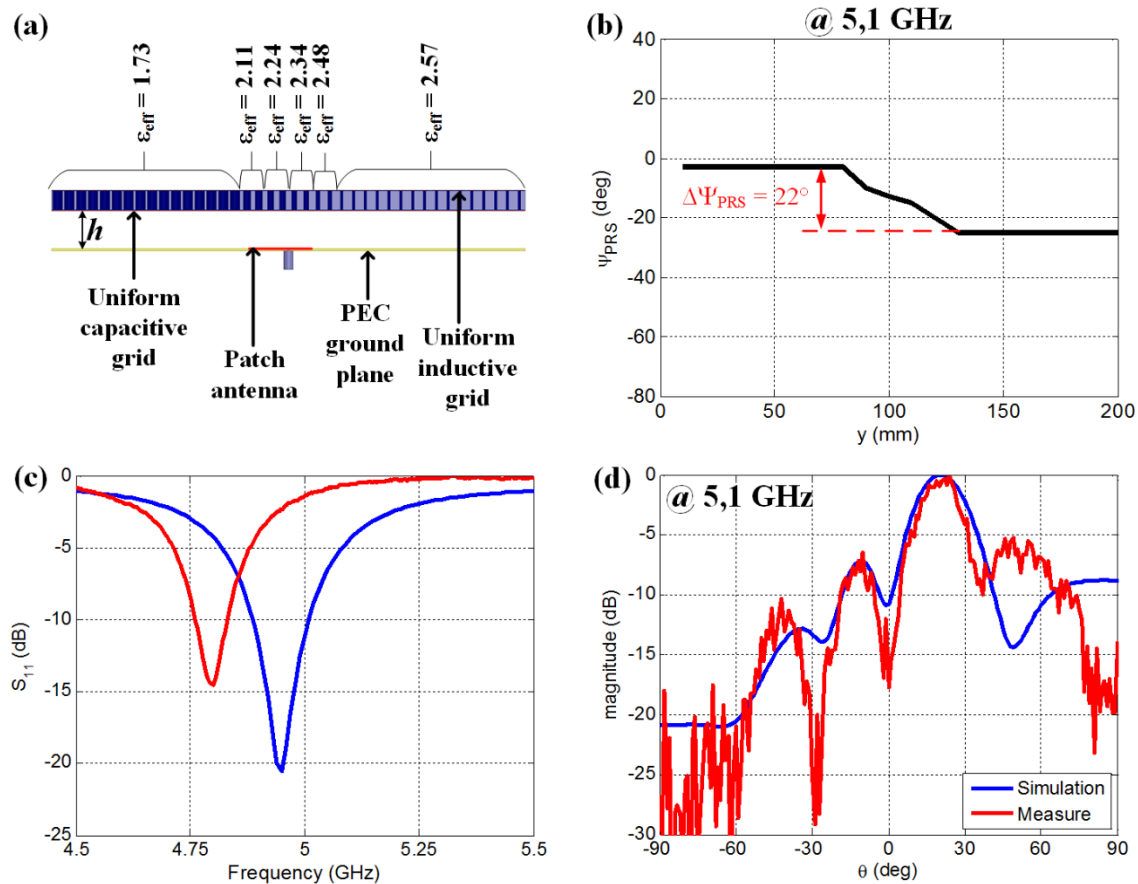


Figure 3-29: (a) Vue schémantique de la cavité FP. (b) Phase appliqué le long de la SPR. (c) Adaptation de l'antenne. (d) Digramme de rayonnement suivant le plan H.

Une vue schématique de la cavité FP est présentée sur la Figure 3-29 (a). La SPR sur ce substrat GRIN donne un gradient de phase de 22° autour de 5 GHz. Les performances fournies par cette configuration montrent qu'un dépointage de 20° est observé sur le diagramme de rayonnement présenté sur la Figure 3-29 (c). Les résultats en simulation et en mesure sont en bon accord. En simulation nous observons un lobe secondaire à -12° avec un niveau de -7,5 dB, tandis qu'en mesure, le premier lobe secondaire apparaît à 45° avec un niveau de -5 dB.

3.5.2. Cavité FP avec 30° de dépointage

Dans cette deuxième partie, une cavité FP avec 30° de dépointage a été conçue. Pour obtenir cet angle de dépointage, un gradient de phase de 38° doit être appliqué le long de la SPR. Pour cela, nous avons optimisé les cellules unitaires permettant d'obtenir les réponses des phases nécessaires, ces valeurs sont résumées sur le tableau 3.5. Comme le substrat hôte dont la permittivité $\epsilon_d = 2,65$ n'était pas suffisant pour atteindre les valeurs de phase des régions 4,5 et 6, nous avons utilisé un autre substrat dont la permittivité est plus grande $\epsilon_d = 4,4$. Dans la première région, l'air est utilisé comme substrat diélectrique. Par conséquent, le substrat GRIN que nous avons conçu est une combinaison de trois diélectriques $\epsilon_d = 1, 2,65$ et $4,4$.

Zone	r (mm)	ϵ_d	ϵ_{eff}
1	0	1	1.0
2	2,1	2,65	1.73
3	1,75	2,65	2.01
4	1,9	4,4	2.85
5	1,55	4,4	3.37
6	1,1	4,4	3,88

Tableau 3. 5 : Résumé des différentes valeurs de ϵ_{eff} correspondant à chaque région et la valeur des coefficients diélectrique ϵ_d utilisé pour réaliser les permittivités effectives souhaitées.

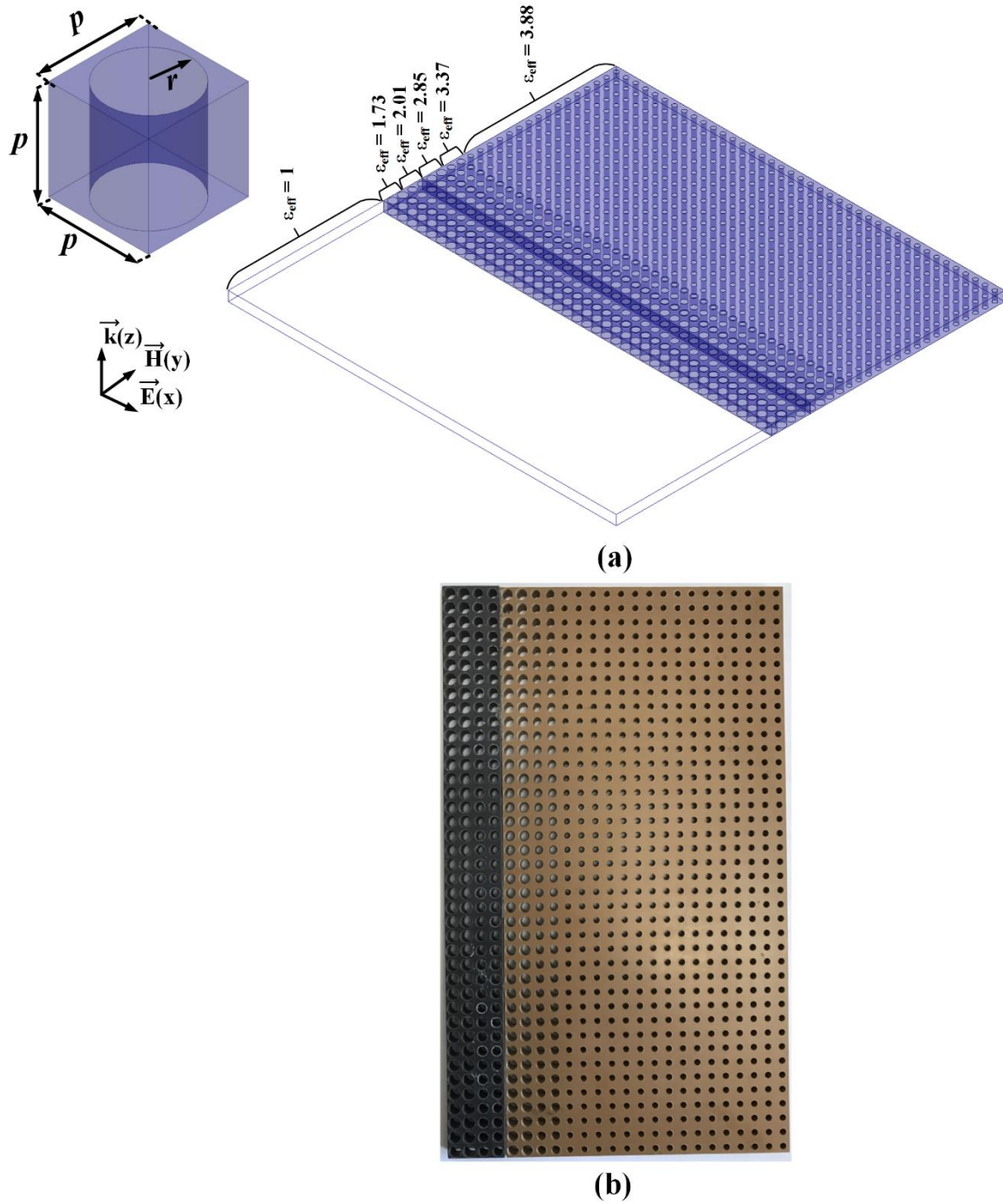


Figure 3-30 : (a) Vue schématique de la cellule unitaire et du diélectrique GRIN. (b) Photographie du diélectrique GRIN réalisé à partir des matériaux $\epsilon_d = 1, 2,65$ (noir) et $4,4$ (en marron).

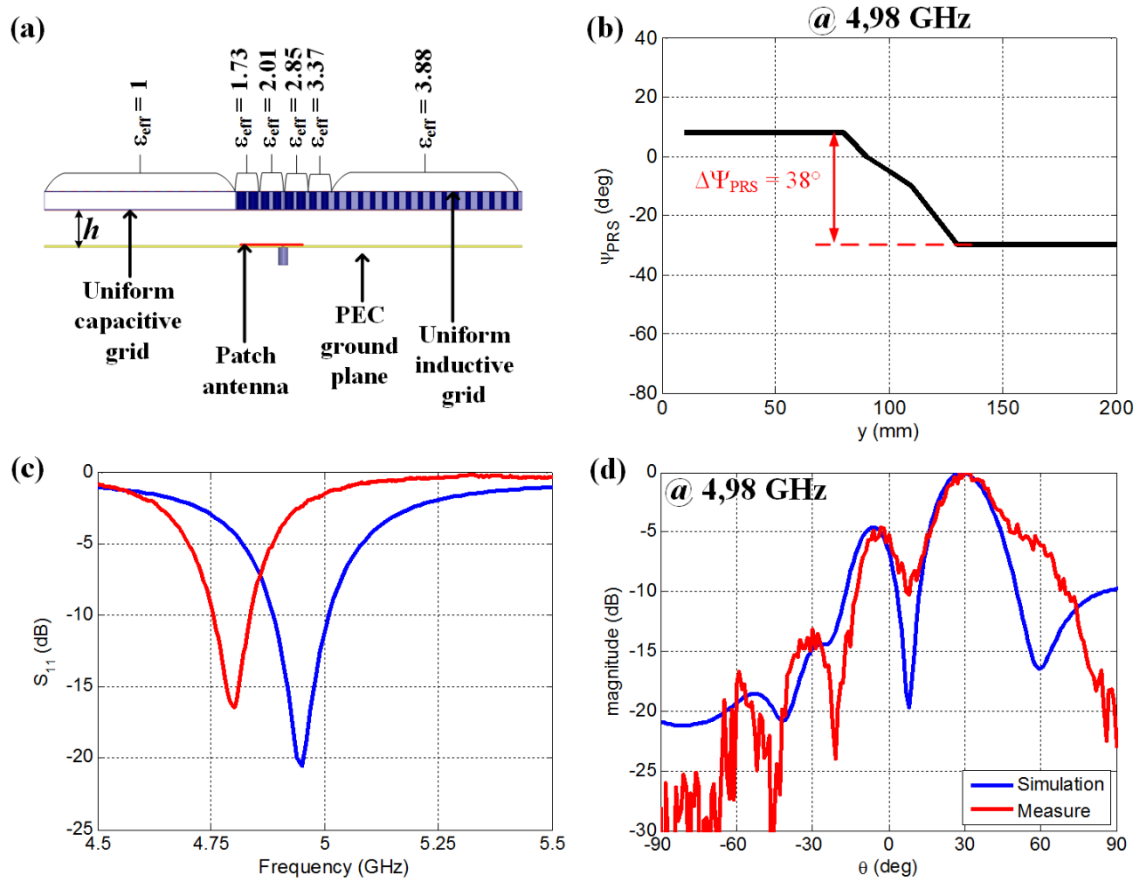


Figure 3-31 : (a) Vue schématisée de la cavité FP. (b) Phase appliquée le long de la SPR. (c) adaptation de l'antenne. (d) Diagramme de rayonnement suivant le plan H, en simulation et en mesure.

Les résultats obtenus montrent qu'un dépointage de 30° est observé sur le diagramme de rayonnement présenté sur la Figure 3-29 (d). Les résultats en simulation et en mesure sont en bon accord. En simulation et en mesure nous observons un lobe secondaire à -10° avec un niveau de -5 dB.

3.6.3. Cavité FP avec 40° de dépointage

Pour finir, nous avons conçu un troisième substrat GRIN permettant d'obtenir un dépointage de 40° . Cet angle de dépointage pourrait être réalisé en appliquant un gradient de phase de 46° le long de la SPR. De la même manière que les cas précédents, nous avons optimisées les cellules unitaires qui permettent d'obtenir les valeurs de phases nécessaires en changeant la permittivité. Ces valeurs de permittivité sont résumées sur le tableau 3.6. Les performances de cette antenne sont décrites dans la partie suivante :

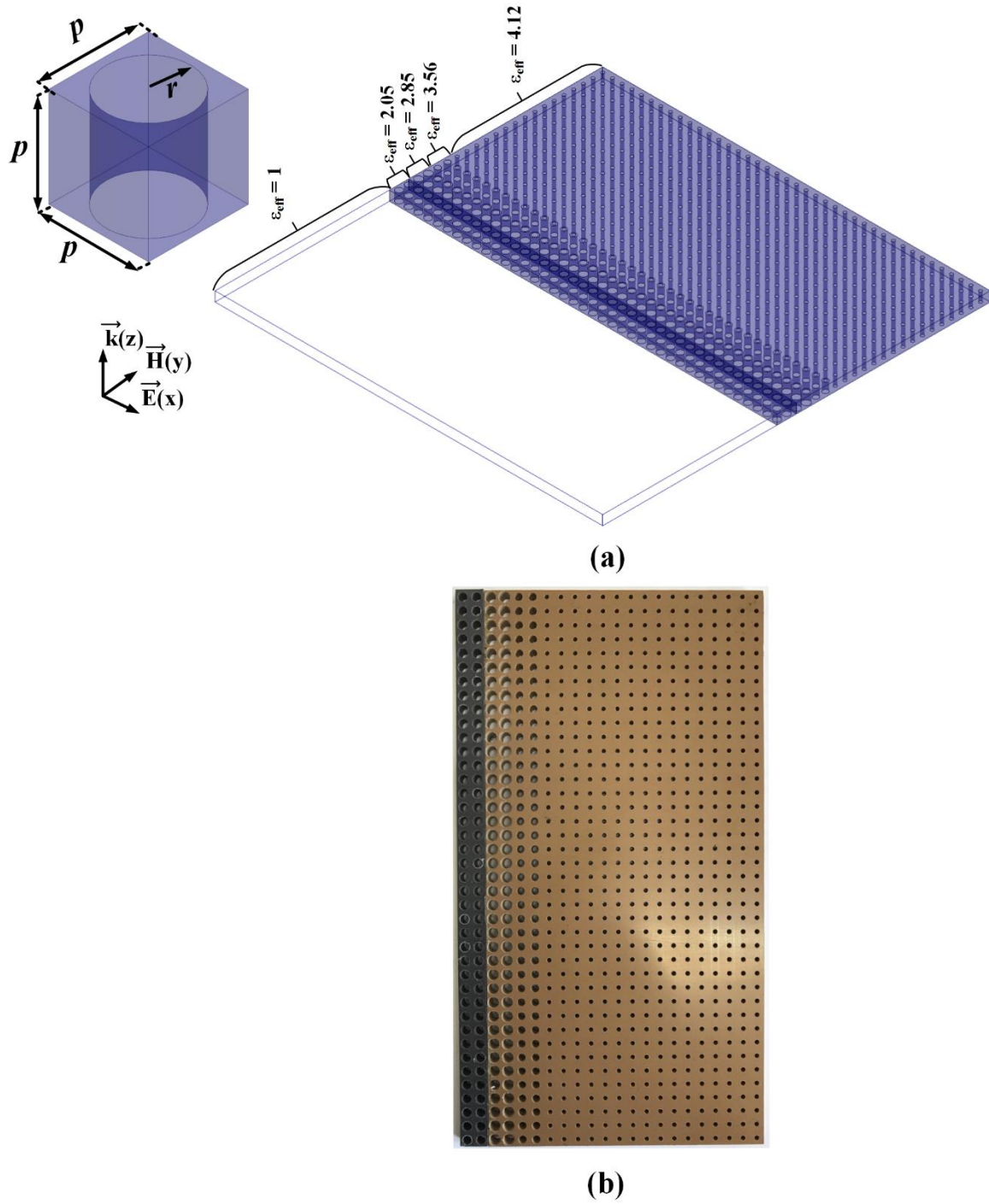


Figure 3-32: (a) Vue schématique de la cellule unitaire et du diélectrique GRIN. (b) Photographie du diélectrique GRIN réalisé à partir des diélectrique hôtes $\epsilon_d = 1, 2,65$ (noir) et $4,4$ (en marron).

Zone	r (mm)	ϵ_d	ϵ_{eff}
1	0	1	1,0
2	1,7	2,65	2,05
3	1,9	4,4	2,85
4	1,4	4,4	3,56
5	0,8	4,4	4,12

Tableau 3.6 : Résumé des différentes valeurs de ϵ_{eff} correspondant à chaque région et le diélectrique ϵ_d utilisé pour réaliser les permittivités effectives souhaitées.

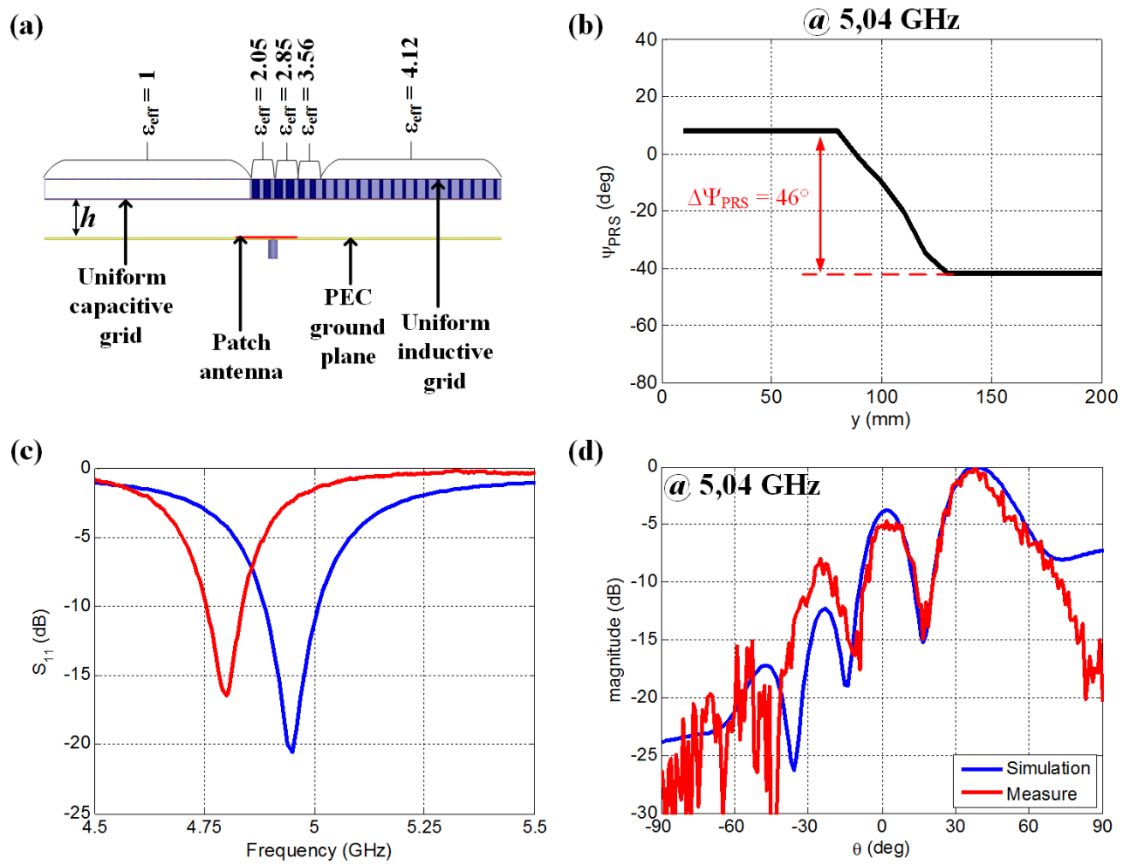


Figure 3-33: (a) Vue schématique de la cavité FP. (b) Phase appliqué le long de la SPR. (c) Adaptation de l'antenne. (d) Diagramme de rayonnement suivant le plan H, en simulation et en mesure.

Les résultats présentés sur la Figure 3-33 (d) montrent que nous obtenons un dépointage de 40° en simulation et en mesure. Le premier lobe secondaire est observé à 0° avec un niveau -4,5 dB en simulation et -5 dB en mesures. Ces résultats valident le concept qu'un dépointage peut être obtenu

en faisant varier la permittivité du substrat diélectrique. En réalisant une ingénierie de la phase plusieurs angles de dépointage ont été démontrés.

3.7. Conclusions et perspectives

Dans ce chapitre, j'ai présenté un nouveau concept permettant de réaliser un dépointage de faisceau avec une antenne à cavité FP. Ce concept consiste à appliquer un gradient de phase en faisant varier la permittivité du substrat constituant la SPR. Dans un premier temps, nous avons démontré qu'avec un substrat GRIN conçu sur un diélectrique hôte dont $\epsilon_d = 2,8$ nous pouvons réaliser un dépointage pouvant atteindre 27° . Le substrat utilisé a été fabriqué en utilisant les nouvelles technologies d'impression 3D.

Dans un second temps, comme la variation de la phase obtenue n'était pas suffisante pour réaliser un fort dépointage, nous avons étudié l'effet de l'accumulation de la phase. La méthode employée consiste à combiner les gradients de phases obtenus par les différentes parties constituant la SPR, c'est-à-dire le substrat, la grille inductive et la grille capacitive, nous avons observé que lorsque nous combinons le substrat GRIN avec les grilles inductives et capacitives non-uniformes, nous atteignons un dépointage fort de 70° . Cet angle de dépointage n'a jamais été atteint auparavant avec une antenne à cavité FP. Par conséquent, cette étude nous a permis de démontrer d'une part que nous pouvons accumuler de la phase le long d'un SPR et d'autre part qu'un fort dépointage pouvait être réalisé en utilisant ce concept. Cependant, différentes difficultés ont été observées lors de cette étude. D'une part la fréquence de fonctionnement de la cavité FP qui est très sensible aux variations de la phase de la SPR et d'autre part l'adaptation de l'antenne avec la fréquence de fonctionnement (fréquence de dépointage).

Dans un troisième temps, nous avons démontré que le gradient de phase introduit par le substrat GRIN a été supprimé en appliquant un gradient dans le sens inverse. Ce gradient inverse a été obtenu en utilisant la grille inductive variable. Cependant, comme cette grille n'a pas été optimisée pour cette étude, nous avons obtenu un léger dépointage de -5° .

Pour finir, nous avons réalisé d'autres prototypes en collaboration avec l'institut technologique de Harbin (ITH) en Chine. Ces prototypes nous ont permis de démontrer que des dépointages de 20° , 30° et 40° pouvaient être obtenus uniquement en faisant varier la permittivité du substrat diélectrique. Ces résultats permettent de laisser entrevoir une nouvelle technique permettant de réaliser du dépointage avec une antenne à cavité FP.

Partie 2

Métasurface active utilisée comme réflecteur

Dans la deuxième partie de ce manuscrit, je présenterai la deuxième thématique que j'ai étudiée durant ma thèse. Dans cette partie, je présenterai une métasurface active que nous avons conçue. Dans le chapitre 4, cette métasurface a été utilisée comme reflectarray et polariseur reconfigurable. Dans le chapitre 5, nous avons utilisées cette même métasurface pour mettre en œuvre une antenne à réflecteur parabolique et une antenne à réflecteur dièdre reconfigurable.

Chapitre 4

Métasurface active utilisée comme réflecteur et polariseur reconfigurables

4.1 Introduction

Les reflectarrays constituent une thématique de recherche active motivée par leur capacité à combiner les antennes réseaux et les antennes à réflecteurs. Dans le cas général, un reflectarray est constitué d'une source primaire placée devant un réseau de cellules réfléchissantes, tel qu'il est illustré sur la Figure 4-1 (a).

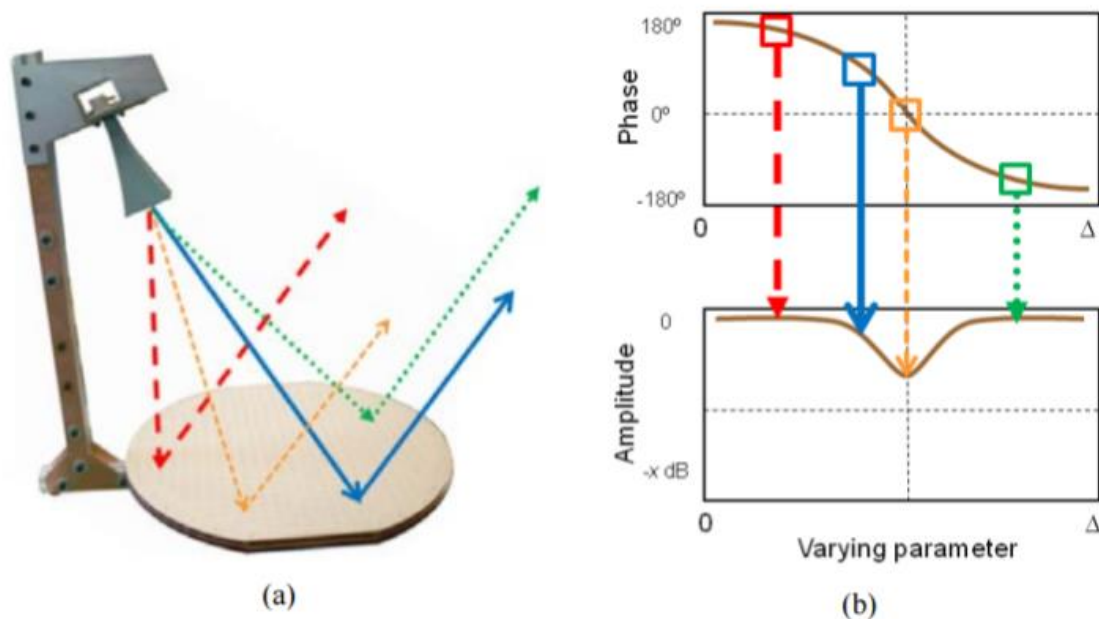


Figure 4-1: (a) Photographie d'un reflectarray illuminé par une antenne cornet utilisée comme source primaire. (b) Les réponses du coefficient de réflexion en amplitude et en phase d'une cellule unitaire constituant un reflectarray [213].

Ces cellules étant résonantes (Figure 4-1 (b)), elles ont un coefficient de réflexion dont l'amplitude et la phase dépendent de la fréquence autour de la fréquence de résonance. Chaque cellule réfléchit une partie de l'onde incidente et par interférence entre ces faisceaux réfléchis permet de contrôler la direction du rayonnement. Le réflecteur est assimilé à un réseau d'antennes sauf que dans ce cas les éléments rayonnants sont alimentés par une seule source, et sont par conséquent en cohérence de phase. De ce fait, l'encombrement engendré par l'alimentation complexe et dissipatif des antennes réseaux classiques est réduit. Ces avantages ont fait que les reflectarrays ont reçu une attention particulière ces deux dernières décennies [214]. Cependant, malgré les avancées majeures dans ce domaine, les défis actuels de conception restent principalement axés sur l'élargissement de la bande passante, la réduction des pertes et surtout la miniaturisation des cellules unitaires.

Dans le but d'élargir la bande de fréquences, l'une des solutions les plus courantes dans la littérature consiste à utiliser des structures multicouches de différentes tailles (Figure 4-2 (a)) qui résonnent à

des bandes de fréquences très proches [215, 216, 217]. Malheureusement, ce type de structure entraîne d'autres contraintes qui sont la complexité de fabrication, un poids plus accru et des niveaux de pertes plus élevées. Par conséquent, de nouvelles géométries monocouche (présentées sur la Figure 4-2 (b)) ont été proposées permettant d'élargir de la bande de fréquence [218, 219, 220].

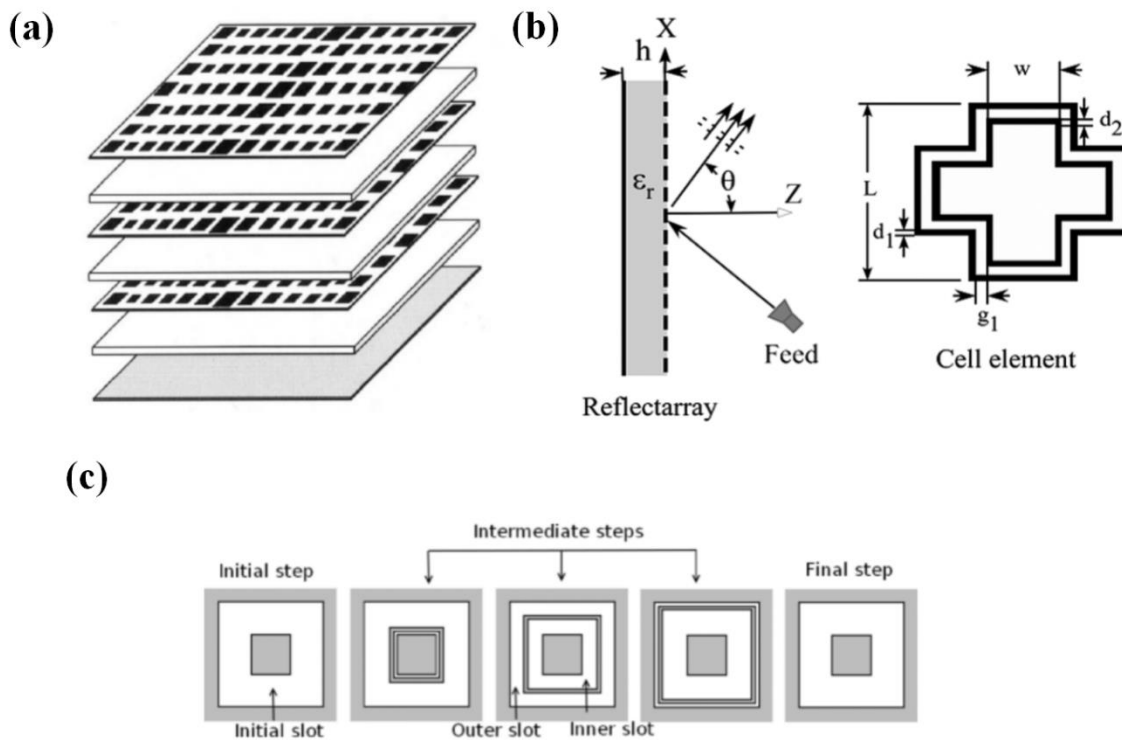


Figure 4-2: (a) Vue schématique d'un reflectarray constitué d'un réseau de patch multicouches permettant d'élargir la bande [215]. (b) Géométrie d'une cellule unitaire formé de deux croix de maltes permettant d'élargir la bande [219]. (c) Structure d'une cellule nommée « œil du phœnix » permettant d'élargir la bande [220].

D'autre part, les dimensions globales des reflectarrays constituent un autre problème. En effet, comme les reflectarrays sont assimilés aux réseaux d'antenne, de ce fait, plus le nombre d'éléments augmente, plus les performances du réseau augmentent (directivité, gain, angle d'ouverture). Cependant, la taille des cellules unitaires qui constituent le réseau est d'environ $\lambda/2$, ce qui fait que la dimension globale peut devenir conséquente. Par conséquent, la miniaturisation de la taille de ces cellules a fait l'objet de plusieurs études. Ces études sont basées sur l'utilisation de géométries fractales pour concevoir les cellules unitaires (par exemples les géométries présentées sur la Figure 4-3) [221, 222, 223, 224, 225].

Récemment, les auteurs de la référence [226] ont pu démontrer qu'en optimisant une cellule basée sur la géométrie de Minkowski la taille de cette cellule pouvait être réduite aux dimensions de $\lambda/3 \times \lambda/3$.

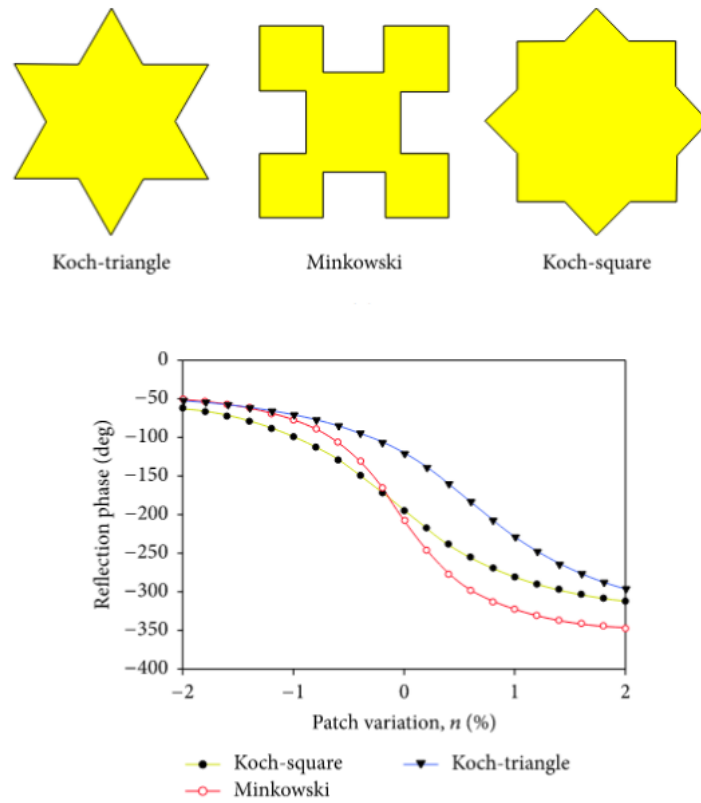


Figure 4-3: Différentes géométries fractales proposées permettant de réduire la taille des cellules unitaires constituant les reflectarrays [221].

Cependant, malgré cette optimisation des cellules unitaires, les dimensions de la structure restent tout de mêmes grandes. De plus, la complexité de conception et d'optimisation constitue également un problème car il faut prendre en compte le couplage mutuel entre les éléments. D'où notre intérêt à remplacer ces structures de reflectarray classiques par des métasurfaces.

4.2 Les métasurfaces utilisées comme réflecteurs

Les récents développements des métasurfaces ont fait qu'aujourd'hui il existe une multitude d'applications pour ces structures. Elles peuvent très bien être une alternative aux reflectarrays classiques. Du fait que les dimensions des cellules unitaires sont très petites par rapport à la longueur d'onde (inférieures à $\lambda/5$), cela permettrait d'une part de réduire de manière considérable la taille du réflecteur. D'autre part, comme les dimensions sont sub-longueur d'onde le fonctionnement de

la structure ne peut plus être décrite de manière pertinente par la théorie des réseaux d'antenne. De ce fait, il sera décrit plus facilement par la théorie de la réflexion anormale définie dans l'état de l'art (chapitre 1). Pour cela je rappelle que l'avènement des métasurfaces a amené à revoir les lois de la réflexion et de la réfraction standards décrites par :

$$\begin{cases} \theta_i = -\theta_r \\ n_i \sin \theta_i = n_t \sin \theta_t \end{cases} \quad (1)$$

En 2011, l'équipe de F. Capasso a présenté une généralisation de ces lois [65] qui sont à présent décrites par :

$$\begin{cases} n_t \sin \theta_t - n_i \sin \theta_i = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{d\phi}{dx} \\ n_t \cos \theta_t \sin \varphi_t = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{d\phi}{dy} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} n_i \sin \theta_r - n_i \sin \theta_i = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{d\phi}{dx} \\ n_i \cos \theta_r \sin \varphi_r = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{d\phi}{dy} \end{cases} \quad (3)$$

Où n_i et n_t sont les indices des milieux d'incidence et de transmission, respectivement. $d\phi/dx$ et $d\phi/dy$ représentent la variation de la phase suivant les axes x et y . θ_i représente l'angle d'incidence, θ_t et φ_t représente les angles de l'onde transmise et θ_r et φ_r les angles de l'onde réfléchie. Cette généralisation des lois a été validée expérimentalement (en optique) par la même équipe en 2011 [65].

Par la suite, de nombreux travaux ont été réalisés dans ce cadre. Parmi ces travaux l'équipe de L. Zhou a démontré dans un premier temps une métasurface permettant de réaliser une réflexion anormale [227]. Dans un deuxième temps, l'équipe a démontré la transformation d'une onde propagative en onde de surface [228]. Pour cela un gradient de phase spécifique est appliqué le long de la métasurface. Ce gradient de phase permet d'obtenir une réflexion anormale pour un angle d'incidence normale. Lorsqu'un angle d'incidence oblique est appliqué, l'angle de la réflexion anormale augmente. Cependant, lorsque l'angle d'incidence atteint un seuil critique, aucune réflexion n'est observée (Figure 4-4). Dans ce cas cette onde est transformée en une onde de surface.

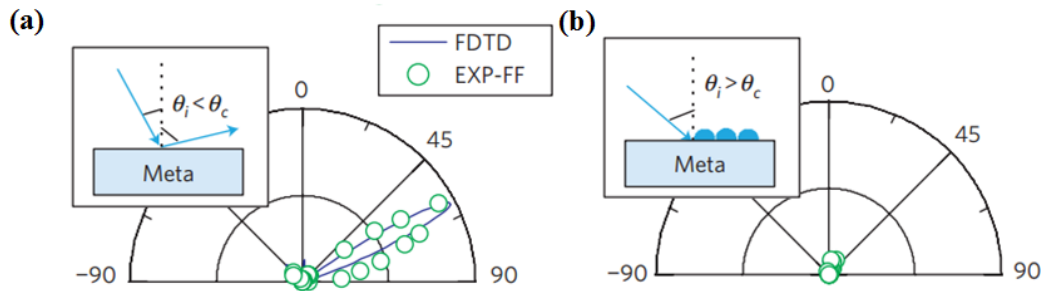


Figure 4-4: Diagrammes de rayonnement pour différents angles d'incidence (a) angle inférieur à l'angle critique (b) angle d'incidence supérieur à l'angle critique [228].

Ces lois représentent une avancée majeure dans le domaine des métasurfaces, permettant ainsi de mettre en relation le comportement de l'onde face aux discontinuités de phases introduites par une métasurface. Cependant, l'un des problèmes majeurs des métamatériaux, et des métasurfaces en général, reste la dispersion. Les cellules unitaires qui constituent la métasurface étant résonantes, elles ne fonctionnent que sur une bande de fréquence très étroite, voire à une seule fréquence. Pour contourner ce problème, de nombreuses équipes ont proposé d'élargir la bande en réalisant des structures actives. Récemment, l'équipe de L. Zhou a proposé une métasurface active permettant de produire de l'agilité en fréquence pour élargir la bande de fréquence [153], comme illustré sur la Figure 4-5.

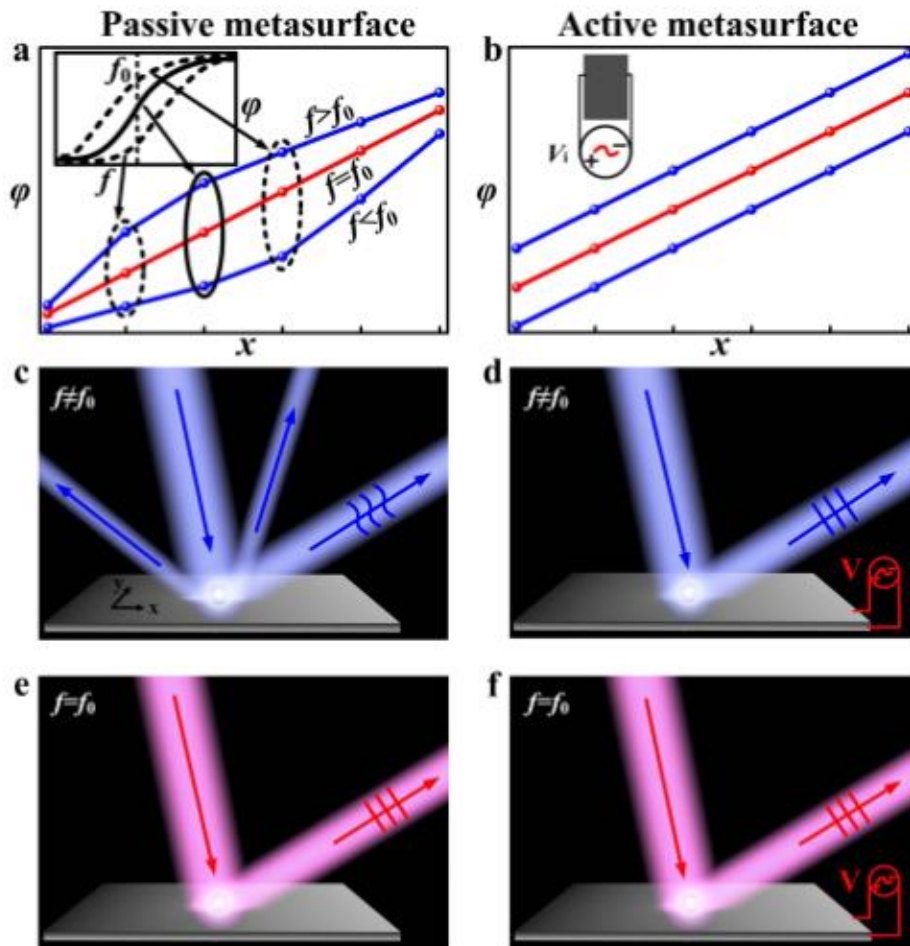


Figure 4-5: Illustration d'une métasurface active permettant de résoudre le problème des distorsions de la phase [153].

Pour cela, un gradient de phase initial est appliqué permettant de produire une réflexion anormale à 10 GHz. Les auteurs démontrent qu'en contrôlant la phase de manière dynamique cela permet de

garder le même angle de réflexion sur une plus large bande de fréquences. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est qu'un gradient de phase initial est appliqué. Par conséquent, le fonctionnement de cette métasurface est très limité, c'est-à-dire qu'elle ne réfléchit l'onde que dans un seul sens sans autres fonctionnalités possibles.

Dans notre étude, nous proposons de réaliser une métasurface reconfigurable électroniquement en bande X, composée de structures résonnantes imprimées sur un substrat diélectrique. Chaque cellule unitaire intègre une diode varactor qui peut être contrôlée par une source de tension externe. Une telle métasurface active est totalement reconfigurable contrairement à celle présentée précédemment par l'équipe de Zhou, c'est-à-dire qu'aucun gradient de phase n'est appliqué au préalable en passif. Cette méthode nous permet de démontrer plusieurs fonctionnalités. Nous démontrerons que la réflexion anormale peut être contrôlée dynamiquement par la métasurface. Ensuite, nous montrerons que cette structure active permet de réaliser de l'agilité en fréquence tout en contrôlant la direction du faisceau réfléchi. Enfin, nous montrerons que cette métasurface peut également être utilisée comme polariseur actif. Un prototype de la métasurface active a été fabriqué et testé expérimentalement.

4.3 Conception de la métasurface active

La fréquence de résonance d'une métasurface passive dépend généralement des dimensions géométriques des cellules unitaires qui la constituent. Par conséquent, les dimensions géométriques des cellules doivent être modifiées afin de faire varier les caractéristiques de réflexion et de transmission. Un tel mode de fonctionnement n'est pas vraiment pratique lorsque nous avons besoin de contrôler dynamiquement les caractéristiques de dispersion et donc la fréquence de résonance des cellules. Différentes méthodes peuvent être utilisées. Ici, nous effectuons un contrôle actif de la métasurface en incorporant des diodes varactors. En changeant la tension continue de polarisation appliquée à ces diodes, la capacité des cellules peut être accordée permettant de modifier leur fréquence de résonance. Dans notre cas, la métasurface que nous devons réaliser doit être complètement réfléchissante. La géométrie de la cellule unitaire est présentée sur la Figure 4-6. Cette cellule se compose sur une face de deux lignes micro-rubans orientées perpendiculairement au champ électrique E . Cette orientation permet de créer un effet capacitif entre ces deux bandes de cuivre et par conséquent cette grille représente la grille capacitive. Sur l'autre face nous mettons un plan de masse continu pour assurer une réflexion totale de l'onde. Les motifs sont imprimés sur un substrat diélectrique de type ARLON AD450 à faibles pertes ($\tan \delta = 0,003$) avec une permittivité relative $\epsilon_r = 4,5$ et une épaisseur $t = 1,52$ mm. Dans le but de contrôler la capacité qui se crée entre ces deux lignes, nous rajoutons une diode varactor. Pour cette métasurface nous avons choisi le

modèle Macom MGV 125-08 [229] dont la capacité varie de 0,05 à 0,6 pF. Ce modèle a été choisi pour le fait qu'il était fonctionnel en bande X (la bande de fréquence visée).

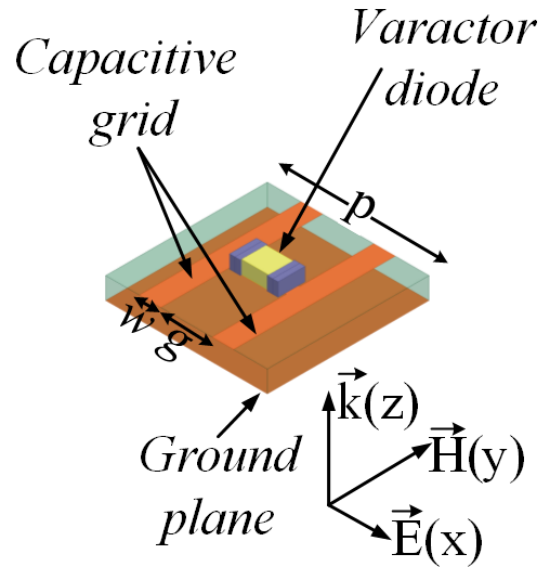


Figure 4-6: vue schématique de la cellule unitaire où $p = 6$ mm, $g = 0,5$ mm et $w = 1,9$ mm

Dans le but d'optimiser la cellule unitaire pour un fonctionnement autour de 10 GHz, nous modélisons cette cellule sur HFSS. Cependant, la difficulté rencontrée pour ce cas est la modélisation de l'élément actif (la diode varactor). L'une des solutions fournies avec l'outil de HFSS consiste en l'utilisation des conditions aux limites « Lumped RLC ». Nous modélisons la diode varactor avec son schéma électrique équivalent présenté sur la Figure 4-7. Dans le cas, idéal la diode varactor est une capacité variable mais le boîtier rajoute des éléments parasites tels que des capacités, des résistances et des inductances. Au final, la diode varactor est représentée par un circuit RLC série.

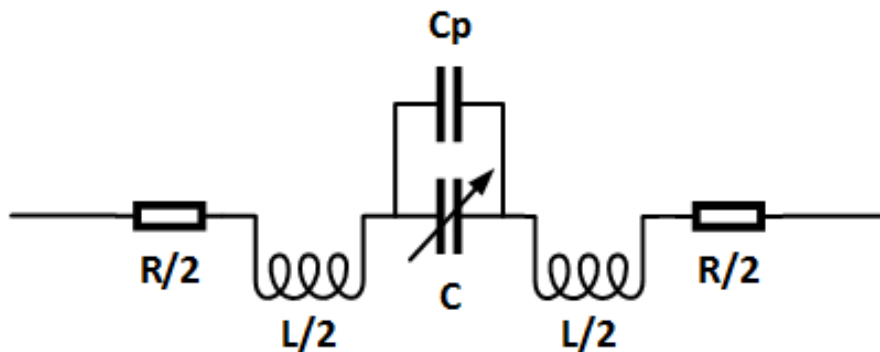


Figure 4-7: Schéma électrique équivalent de la diode varactor modélisée avec $R = 0,12$ ohm, $L = 0,4$ nH $C_p = 0.15$ pF et $C = [0,05 - 0,6]$ pF.

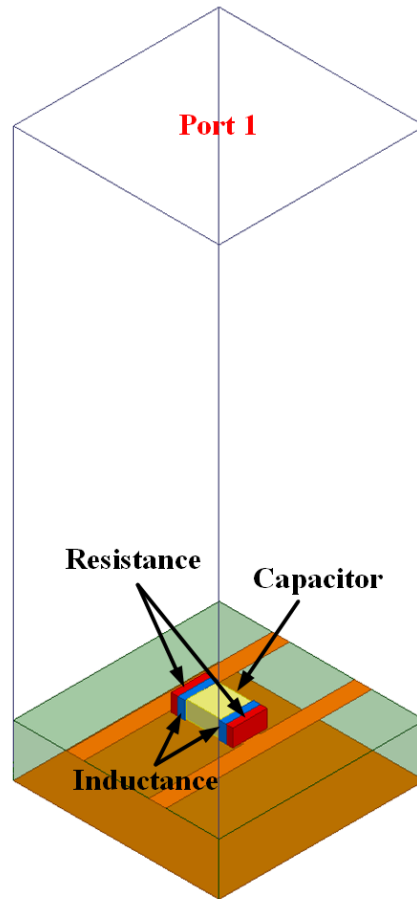


Figure 4-8: Modélisation de la cellule unitaire active avec une diode varactor composée de résistances, d'inductance et de capacité variable.

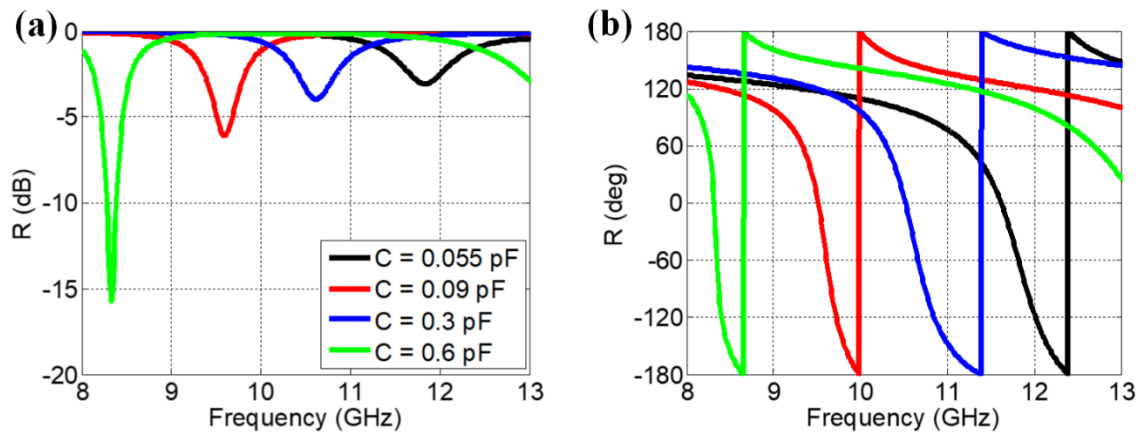


Figure 4-9: Réponses du coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de capacités. (a) Amplitude. (b) Phase.

Ainsi, nous modélisons la diode varactor en prenant en compte le matériau qui constitue le boîtier (Epoxy $\epsilon_d = 3,9$), tel que montré sur la Figure 4-8. Cette méthode nous permet de modéliser

réellement les dimensions de la diode en prenant en compte tous les paramètres qui constituent la diode varactor. Une fois le modèle de la cellule unitaire établi, nous avons optimisé les dimensions géométriques pour un fonctionnement autour de 10 GHz, ce qui nous amène aux dimensions $p = 6$ mm, $w = 0,5$ mm et $g = 1,9$ mm (détaillées sur la Figure 4-6). Les résultats des simulations pour différentes valeurs de capacité sont présentés sur la Figure 4-9.

La métasurface active est constituée de 30×30 cellules résonantes. Ses dimensions latérales sont 180×180 mm². Une tension de polarisation continue variant de 0 à 20 V est appliquée à toutes les capacités dans chaque colonne verticale, ce qui signifie que la valeur de la capacité ne varie que sur l'axe des abscisses. Une photographie du prototype fabriqué est présentée sur la Figure 4-10.

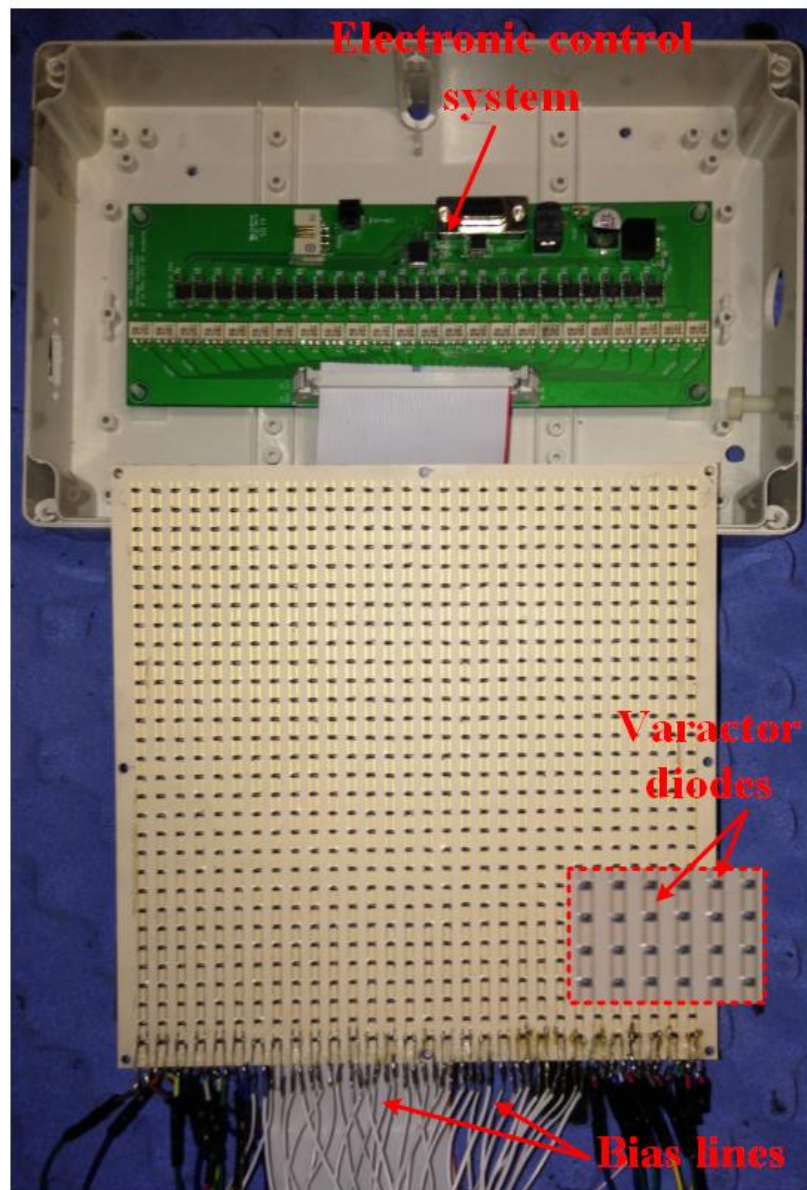


Figure 4-10: Photographie de la métasurface réalisée reliée au système de commande par une nappe.

La tension d'entrée de chaque colonne est contrôlée à l'aide de la carte électronique montrée sur la Figure 4-10. Cette carte est alimentée par une source de tension continue de 24 V. Chaque voie dispose d'un diviseur de tension permettant de réduire la tension de sortie de 24 V à 0,1 V. Pour contrôler électroniquement chaque voie, des potentiomètres digitaux sont utilisés. La carte est commandée par ordinateur via une liaison parallèle RS232. Une interface graphique réalisée sous Labview permet de définir la tension d'entrée de chaque voie.

La métasurface est ensuite caractérisée expérimentalement dans une chambre anéchoïque. À l'aide de deux antennes cornets large bande (2-18 GHz) reliées à un analyseur de réseau Agilent 8722ES, nous mesurons la réponse en réflexion de la métasurface. Ces mesures du coefficient de réflexion sont effectuées en plaçant les deux antennes cornets en face de la métasurface, comme illustré sur l'insert de la Figure 4-11 (a). Chacune de ces antennes est légèrement inclinée d'un angle d'environ 5° par rapport à la normale. En réalité, nous mesurons la transmission entre ces deux antennes cornets, sachant que l'onde émise par un cornet est réfléchiée sur la métasurface. Cette mesure est ensuite référencée par rapport à une autre mesure qui consiste à remplacer la métasurface par une plaque métallique servant de réflecteur parfait.

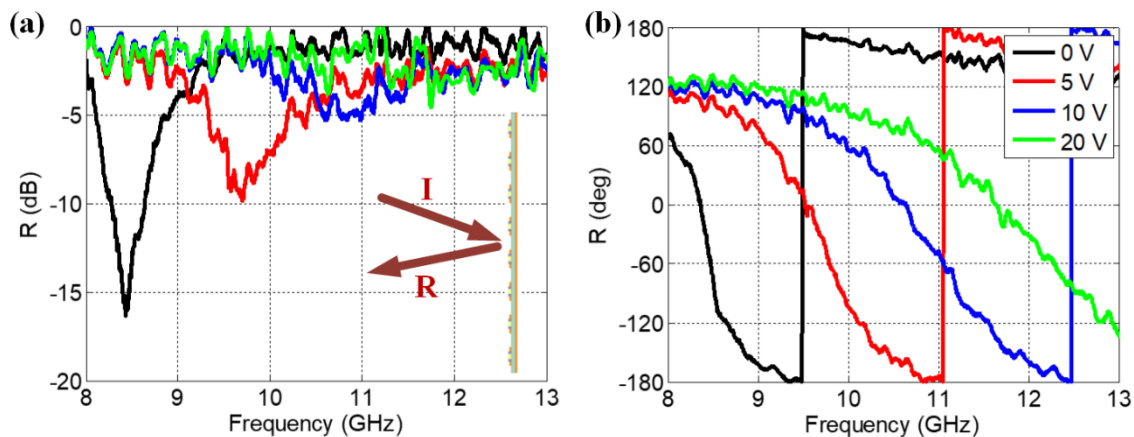


Figure 4-11: Coefficient de réflexion mesuré pour différentes tensions de polarisation (a) Amplitude. (b) Phase.

Les réponses du coefficient de réflexion mesurées en amplitude et en phase pour quatre valeurs de tensions (0,5 V, 5 V, 10 V et 20 V) sont présentées sur la Figure 4-11. Chaque tension de polarisation est appliquée simultanément pour toutes les colonnes constituant la métasurface. Les résultats de la caractérisation montrent que la fréquence de résonance de la métasurface varie de 8,4 GHz à 11,6 GHz lorsque la tension de polarisation varie de 0,5 V à 20 V. Ces valeurs de tensions correspondent à une variation de la capacité de 0,6 pF et 0,055 pF, respectivement. La réponse en

phase du coefficient de réflexion (Figure 4-11 (b)) montre qu'un gradient de phase de 290° peut être obtenu autour de 9 GHz.

Dans les parties suivantes, je décrirai les différentes fonctionnalités obtenues avec cette métasurface. Dans un premier temps, je commencerai par décrire le contrôle de l'angle de dépointage du faisceau principal.

4.4 Dépointage du faisceau principal

Pour commencer, nous étudions la première fonctionnalité de cette métasurface qui est la réflexion anormale. Pour cela, nous choisissons la fréquence fixe de 9 GHz où le gradient de phase obtenu est le plus grand (Figure 4-11). En faisant varier les tensions de polarisation de chaque colonne nous pouvons appliquer différents gradients de phase le long de la métasurface. Ces gradients vont nous permettre de contrôler l'angle de dépointage (où angle de réflexion). Pour cette première étude, nous réalisons trois configurations permettant le dépointage du faisceau principal à 15° , 30° et 45° . Ainsi, pour obtenir ces angles de dépointages, nous devons tout d'abord calculer les gradients de phases nécessaires. Pour cela, nous utilisons la loi de la réflexion anormale décrite ci-dessous :

$$n_r \sin(\theta_r) - n_i \sin(\theta_i) = \frac{\lambda_0}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta x} \quad (4)$$

Nous fixons l'angle de réflexion θ_r aux angles souhaités (15° , 30° et 45°) et ensuite nous calculons $\Delta\phi$ sachant que $\theta_i = 0^\circ$, $\Delta x = 6$ mm, $n_r = 1$ et $n_i = 1$. Les gradients de phase calculés sont présentés sur la Figure 4-12 (a).

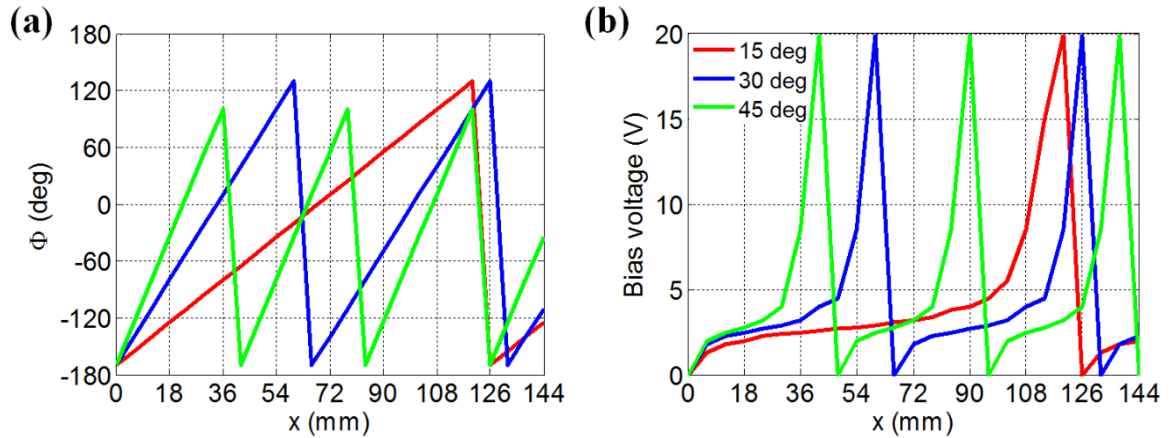


Figure 4-12: (a) Gradients de phase appliqués le long de la métasurface pour les dépointage de 15° , 30° et 45° . (b) Différentes valeurs de tensions appliquées le long de la métasurface correspondant à chaque dépointage.

La validation de cette étude se fera par la simulation et la mesure du diagramme de rayonnement. En simulation, nous modélisons la métasurface sur HFSS par la configuration présentée sur la Figure 4-13. Comme nous pouvons l'observer, une seule ligne de la métasurface suffit pour simuler son fonctionnement. Cette réduction de taille est dû au fait que la simulation de l'ensemble de la métasurface prend environ 48 heures avec une machine constituée de deux processeurs Intel Xeon à la fréquence de 2,67 GHz et d'une mémoire vive de 96 Go. Ce temps de simulation est dû au nombre d'éléments « lumped RLC » utilisés pour modéliser la diode varactor. Dans le cas d'une seule ligne le temps de simulation est réduit à 5 heures. L'onde incidente est une onde plane envoyée en incidence normale.

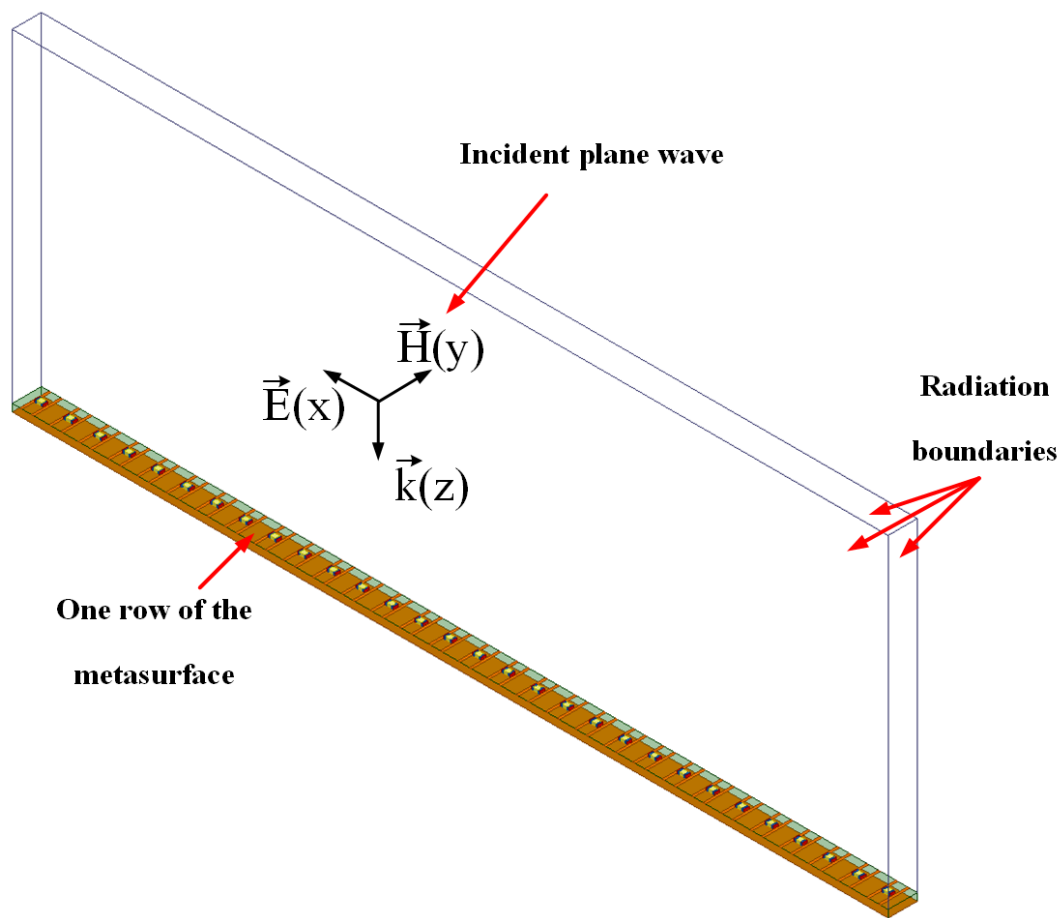


Figure 4-13: Environnement de simulation de la métasurface active sur HFSS.

Concernant la validation expérimentale, la mesure du champ lointain est effectuée dans une chambre anéchoïque. Une vue schématique de la configuration de mesure est présentée sur la Figure 4-14. Une première antenne cornet positionnée à 40 cm de la métasurface est utilisée comme émetteur. Tandis qu'une deuxième antenne cornet large bande est utilisée comme récepteur. Les deux antennes sont connectées à un analyseur de réseau. L'ensemble cornet d'émission et

métasurface est placé sur une plaque rotative. Par conséquent, lorsque nous déplaçons cette plaque, tout l'ensemble (source et métasurface) tourne en même temps, de telle sorte que la métasurface reste toujours éclairée par une onde électromagnétique en incidence normale. L'antenne cornet de réception est maintenue fixe et sert à mesurer l'onde réfléchie par la métasurface pour des angles variant de -90° à $+90^\circ$. Les mesures du champ lointain 2D sont réalisées et comparées avec les simulations.

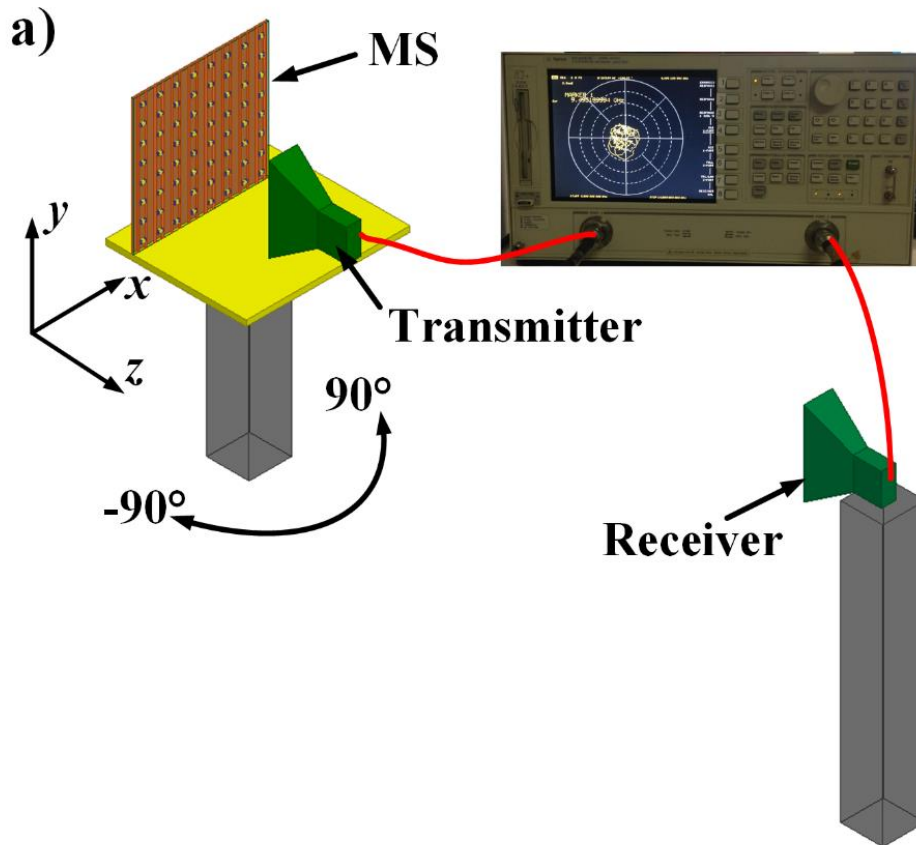


Figure 4-14: vue schématique de la configuration de mesure en chambre anéchoïque de la métasurface (MS) utilisée comme reflectarray.

Ensuite, nous appliquons les phases calculées le long de la métasurface en appliquant les différentes tensions de polarisation aux bornes de chaque colonne. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 4-13. Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation et en mesure sont normalisés par rapport à une plaque métallique qui est prise comme référence. Cette plaque métallique présentant une réflexion totale de l'onde incidente est orientée suivant 10° . Les résultats montrent que nous obtenons les dépointages de 15° , 30° et 45° prédit par la théorie. Nous remarquons également que les résultats des simulations et des mesures sont en bon accord, toutefois des diagrammes plus directifs sont observés en simulation. Cette différence est due en partie au fait

qu'en simulation les fronts d'onde incidents sont parfaitement planes. Tandis qu'en mesure, le cornet utilisé comme source ne fournit pas des ondes parfaitement planes comme en simulation.

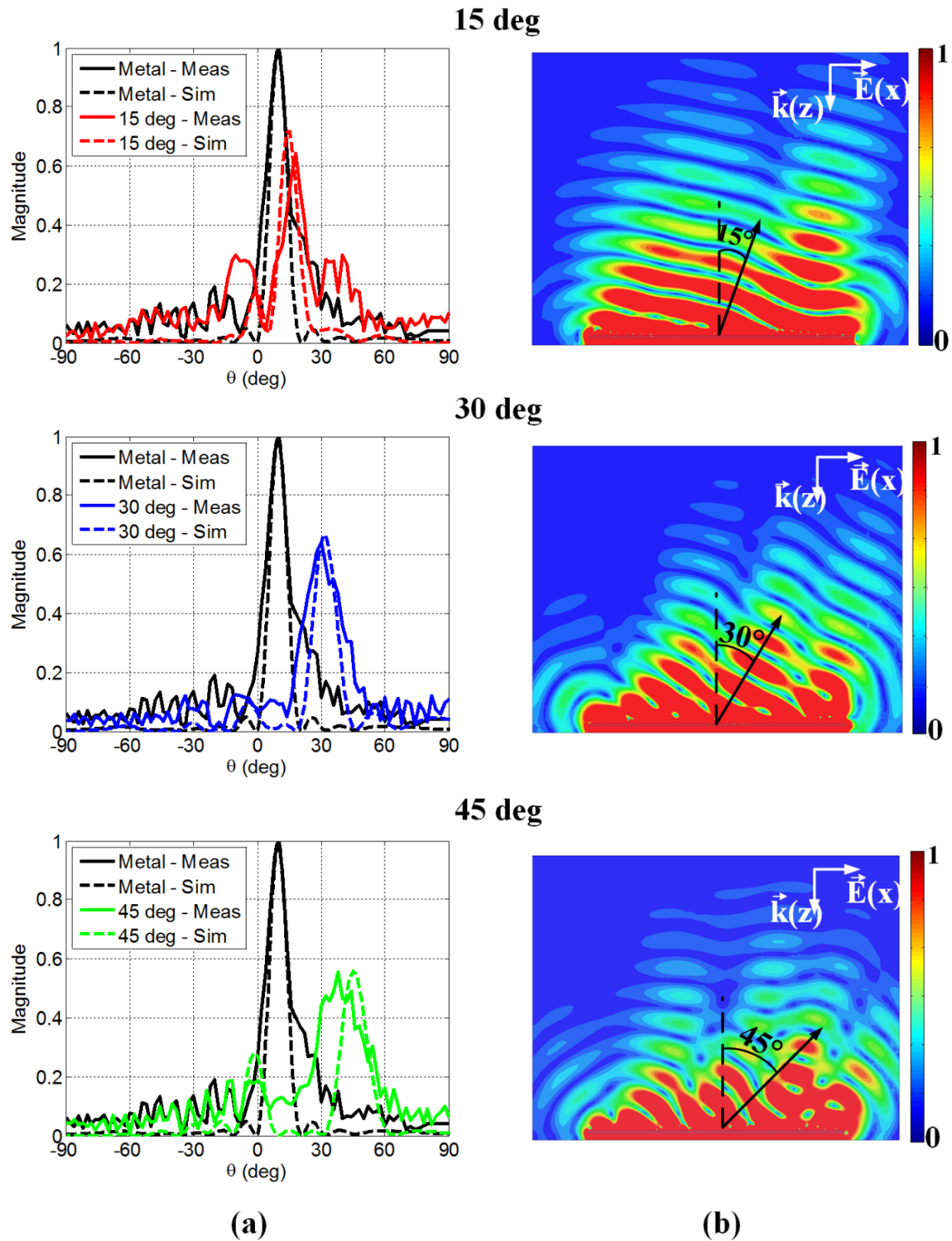


Figure 4-15: (a) Diagrammes de rayonnement normalisés par rapport à une plaque métallique pour les cas de 15°, 30° et 45°. (b) Cartographies du champ électrique simulées correspondant à chaque configuration.

En comparant les niveaux des réflexions obtenus à celle d'une plaque métallique, nous observons une différence en moyenne de 35%. Ces différences de niveaux sont dues en grande partie aux pertes insérées par la métasurface. Pour évaluer l'origine de ces pertes, nous avons simulé la métasurface sans les pertes du diélectrique. Les résultats nous ont permis d'observer une différence de 2% entre les deux configurations. Par conséquent, nous pouvons conclure que les pertes sont dues en grande partie aux résistances des diodes varactors.

Cette étude nous a permis de montrer que la métasurface réalisée nous permet de contrôler l'angle de dépointage en fonction des différents gradients de phase appliqués. Trois angles de dépointage ont été testés 15°, 30° et 45°. Cependant, toutes les configurations ont été testées à une fréquence fixe de 9 GHz. Comme la métasurface est reconfigurable, dans la section suivante, nous présenterons un dépointage de faisceau à plusieurs fréquences.

4.5 Agilité en fréquence

Comme évoquée dans l'introduction, l'un des problèmes majeurs des métasurfaces sont les dispersions. En effet, il suffit de changer légèrement la fréquence de fonctionnement pour que les performances atteintes se dégradent. Si nous reprenons en exemple le cas du dépointage à 30°, le gradient de phase est appliqué pour un dépointage à 9 GHz. Cependant, aux fréquences de 10 GHz et 11 GHz nous pouvons clairement observer que la réflexion anormale disparaît à 30° (Figure 4-16).

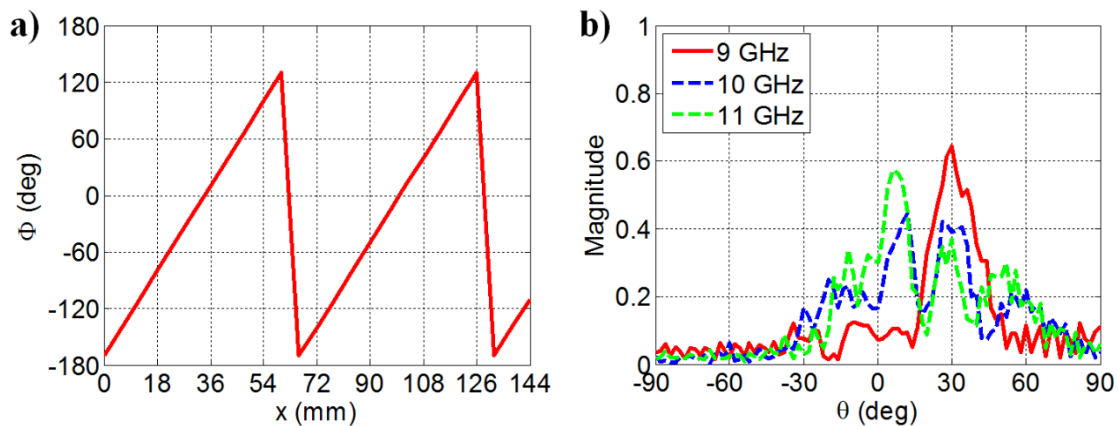


Figure 4-16: (a) Gradient de phase appliqué le long de la métasurface avec un pas de 30°. (b) Diagramme de rayonnement à différentes fréquences : 9, 10 et 11 GHz.

L'avantage d'une métasurface active est que cette dispersion peut être contrôlée électroniquement et ainsi nous pouvons avoir une agilité en fréquence. En effet, comme nous pouvons observer sur

la Figure 4-17, une variation de la phase peut être obtenue à différentes fréquences pour ce cas à 9 GHz, 10 GHz et 11 GHz. Par conséquent, nous pouvons garder le même angle de dépointage à plusieurs fréquences. Dans cette partie, nous étudions l'agilité en fréquence que nous pouvons obtenir avec cette métasurface. Pour illustrer cette fonctionnalité, nous avons repris les deux cas de dépointage de 30° et 45°. Pour cela nous appliquons les gradients de phase nécessaire entre deux colonnes consécutives ($\Delta x = 6$ mm) dans le but de garder les mêmes angles de dépointage du faisceau à plusieurs fréquences. Concernant la source, nous gardons une onde incidente normale.

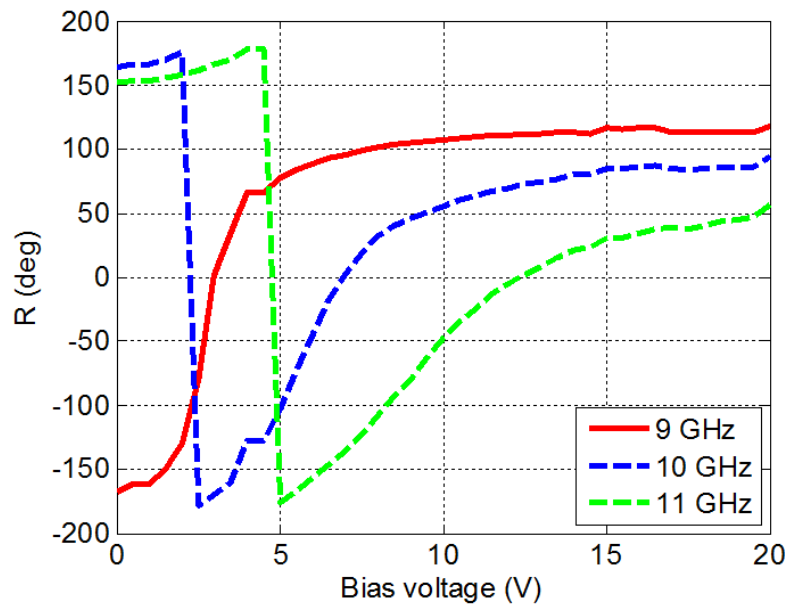


Figure 4-17 : Variation de la phase de coefficient de réflexion aux fréquences de 9, 10 et 11 GHz en fonction de la tension.

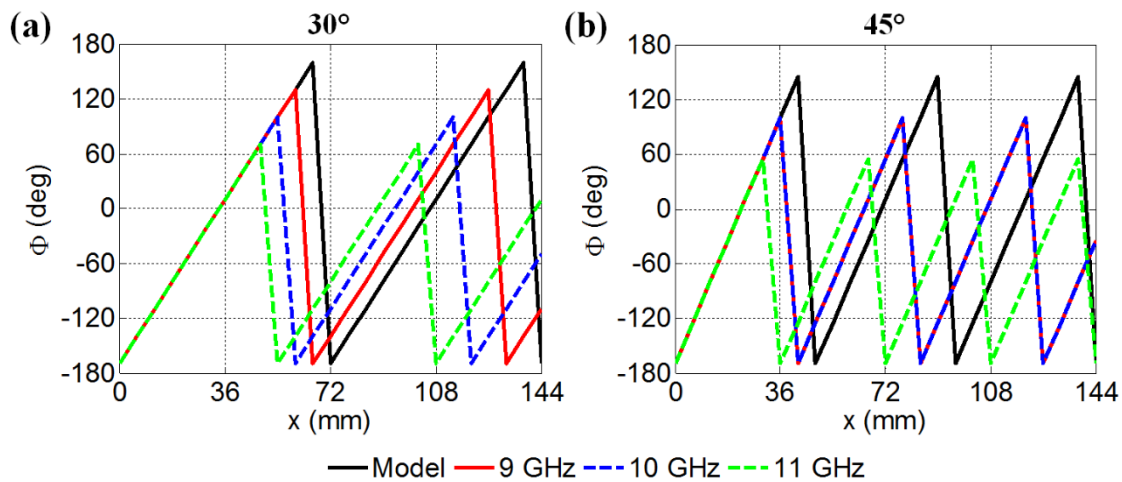


Figure 4-18: Gradients de phase appliqués pour obtenir des dépointages de (a) 30° et (b) 45° aux fréquences de 9 GHz, 10 GHz et 11 GHz à .

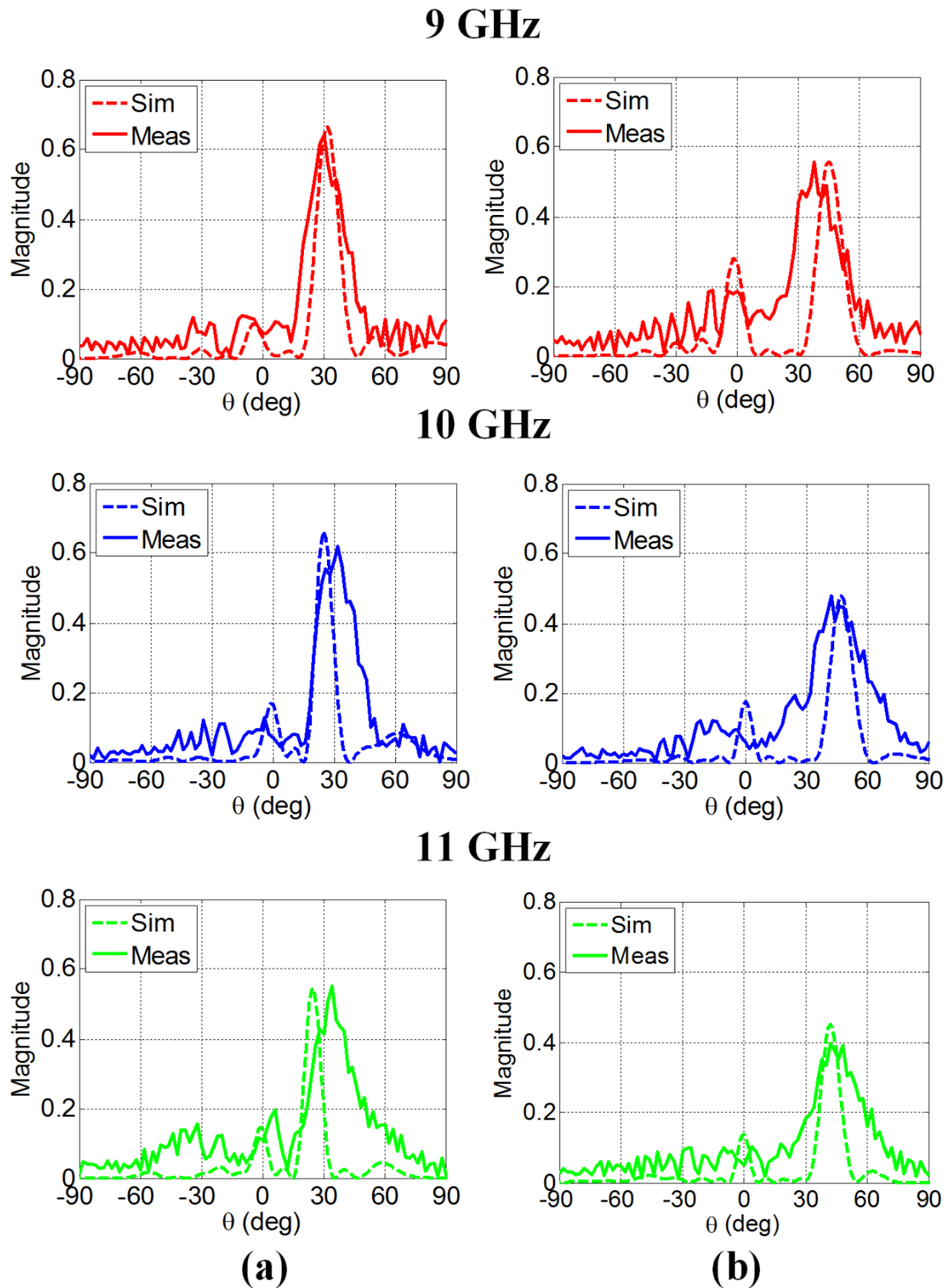


Figure 4-19: Diagrammes de rayonnements obtenus des simulations et des mesures pour les configurations de (a) 30° et (b) 45° aux fréquences de 9 GHz, 10 GHz et 11 GHz.

Les résultats obtenus pour les deux configurations sont présentés sur la Figure 4-19. Les diagrammes de rayonnement sont normalisés par rapport à la même référence utilisée dans le cas précédent, c'est-à-dire la plaque métallique. Les résultats montrent qu'un dépointage du faisceau à 30° et 45° est bien obtenu en simulation et en mesure aux fréquences de 9, 10 et 11 GHz. Les niveaux obtenus pour les deux cas de 30° et 45° varient entre 0,4 et 0,6. Nous observons que plus la fréquence augmente plus les niveaux des réflexions obtenues diminuent ce qui est le cas pour les deux fréquences de 10 GHz et 11 GHz. Ces décalages sont dus au fait qu'à 10 et 11 GHz un gradient de phase plus petit peut être obtenu contrairement à la fréquence de 9 GHz. Ces variations de phase sont de 290° pour le cas de 9 GHz, de 270° pour le cas de 10 GHz et de 230° pour le cas de 11 GHz. Cette diminution crée une discontinuité de la phase appliquée le long de la métasurface, ce qui fait que les niveaux baissent. Néanmoins, les résultats obtenus montrent clairement, que nous pouvons obtenir une agilité en fréquence allant de 9 GHz à 11 GHz avec un faible niveau de réflexion spéculaire.

En conclusion, l'ensemble de ces résultats valident le mécanisme de la reconfigurabilité en fréquence. Cette étude nous a permis de démontrer que la métasurface permet de réaliser une agilité en fréquence sur plus de 30% de bande autour de 10 GHz. Nous avons également pu conclure que l'efficacité de cette métasurface comparée à une plaque métallique est de l'ordre de 50% en moyenne ce qui n'est pas négligeable, surtout pour tous les éléments actifs incorporés.

Par ailleurs, jusqu'ici toutes les études menées ont été réalisées sous une incidence normale. Cependant, il serait intéressant aussi d'étudier l'excitation de la métasurface sous incidence oblique.

4.6 Réflexion anormale sous incidence oblique

Dans les cas précédents, la métasurface a été illuminée sous incidence normale ($\theta = 0^\circ$). Nous avons pu démontrer qu'une réflexion anormale peut être obtenue en appliquant un gradient de phase. Le fait de contrôler ce gradient de phase de manière électronique permet de contrôler cette réflexion anormale, il permet également de réaliser de l'agilité en fréquence pour surmonter les dispersions de la structure. Cependant, selon les lois généralisées l'angle de réflexion θ_r dépend également de l'angle d'incidence θ_i .

$$n_r \sin(\theta_r) - n_i \sin(\theta_i) = \frac{\lambda_0}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta x} \quad (5)$$

Donc, dans cette partie la métasurface sera testée sous une incidence oblique afin d'évaluer son effet sur la réflexion anormale. Pour cela, nous nous fixons la fréquence à 9 GHz et nous reprenons le cas du dépointage à 15°. Rappelons que pour ce cas, un gradient de phase $\Delta\phi = 15^\circ$ a été appliqué entre deux colonnes consécutives ($\Delta x = 6$ mm), comme présenté sur la Figure 4-20(a). Les angles d'incidence sont variés de -30° à +30° par pas de 10°.

Premièrement, l'angle d'incidence θ_i est varié de 0° à $+30^\circ$, cet angle est défini comme positif car il est orienté dans le sens contraire de celui de la réflexion (voir Figure 4-20 (b)). Selon la théorie lorsque θ_i augmente l'angle de la réflexion θ_r augmente aussi. Les résultats obtenus et présentés sur les Figure 4-20 (c) et (d) valident cette théorie. En effet, nous observons que l'angle de dépointage du faisceau passe de 15° à 40° en changeant l'angle d'incidence de 0° à 30° . Ces valeurs trouvées en simulation et en mesure sont proche des valeurs calculées théoriquement. Nous remarquons tout de même que le niveau diminue lorsque l'angle d'incidence augmente. Pour le cas d'incidence à 30° , l'angle de réflexion théorique calculé est de 50° . En simulation nous obtenons cet angle de dépointage tandis qu'en mesure nous obtenons 40° . Ceci est dû au fait qu'en mesure nous nous ne sommes pas arrivés à obtenir un angle de dépointage plus grand que 45° . En ce qui concerne la réflexion spéculaire, celle-ci apparaît clairement en simulation pour les 4 angles d'incidences. Cependant, en mesure nous n'observons pas de réflexion spéculaire, ce point sera traité dans la section suivante.

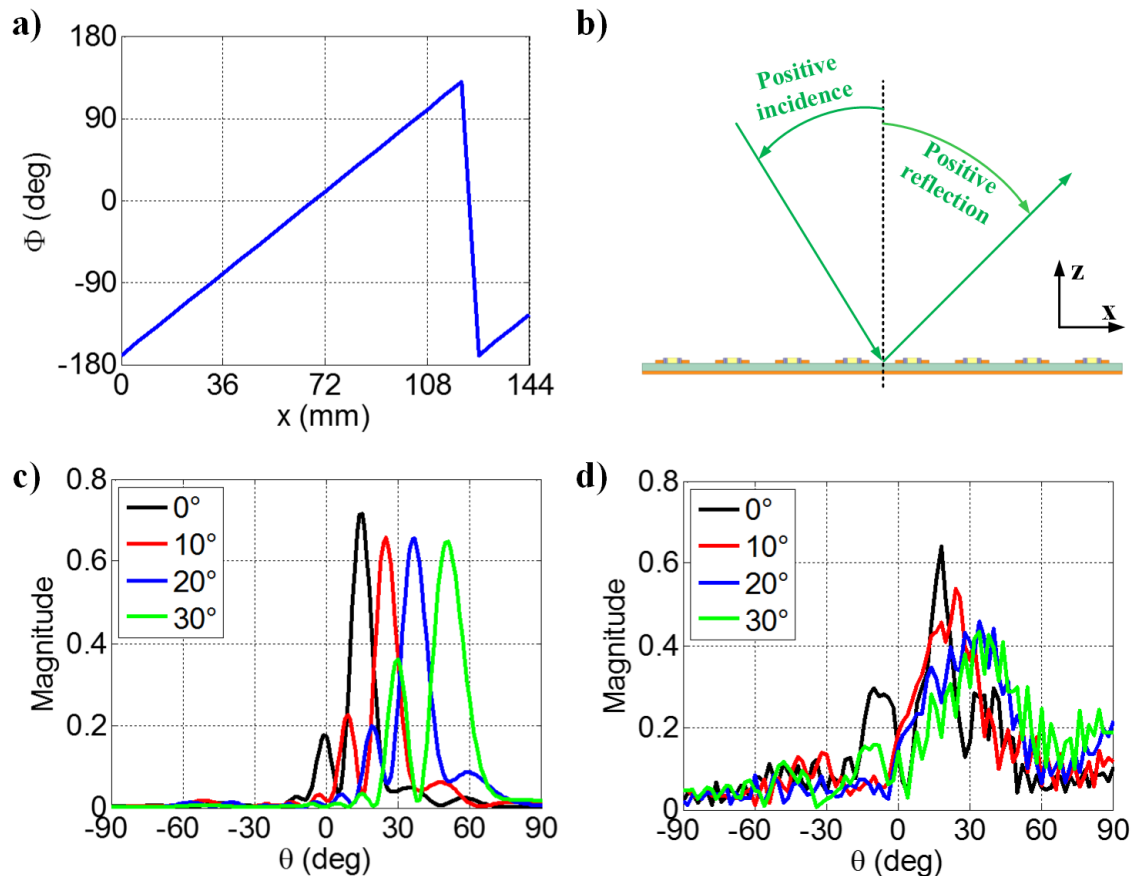


Figure 4-20: (a) Gradient de phase $\Delta\phi = 15^\circ$ appliquée le long de métasurface. (b) Vue schématique de la métasurface illuminée sous un angle d'incidence positif $\theta_i > 0$. Résultats des (c) simulations et (d) des mesures pour les différents angles d'incidences $\theta_i = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ$ et 30° .

Dans un second temps, l'angle d'incidence θ_i varie de 0° à -30° . Cet angle est considéré comme négatif car il est dans le même sens que celui de la réflexion anormale, comme illustré sur la Figure 4-21 (b). Dans ce cas, l'angle de réflexion θ_r diminue du fait que l'angle d'incidence annule le gradient de phase introduit par la métasurface. Cet effet peut clairement être observé sur les résultats des simulations et des mesures présentées sur la Figure 4-21 (c) et (d). Nous pouvons observer que pour une incidence de 10° l'angle de réflexion est très proche de la normale. Lorsque nous augmentons l'angle de plus de 20° la réflexion apparaît de l'autre côté de la normale. De même que pour le cas précédent, la réflexion spéculaire apparaît aux angles de 10° , 20° et 30° en simulation, tandis qu'en mesure nous n'observons pas de réflexion spéculaire.

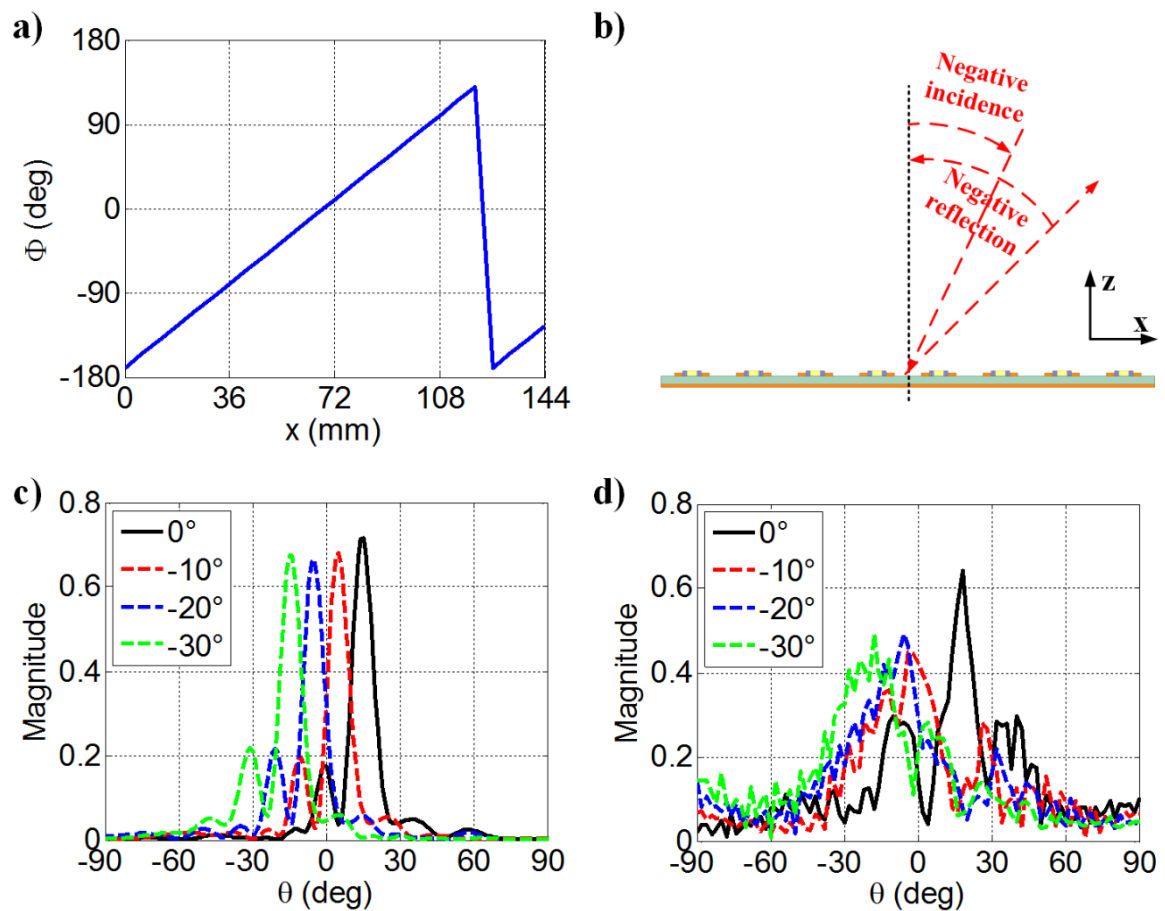


Figure 4-21 : (a) Gradient de phase $\Delta\phi = 15^\circ$ appliquée le long de métasurface. (b) Vue schématique de la métasurface illuminée sous un angle d'incidence négatif $\theta_i < 0$. Résultats des (c) simulations et (d) des mesures pour les différents angles d'incidences $\theta = 0^\circ$, -10° , -20° et -30° .

Cette étude nous a permis de conclure qu'un angle d'incidence permet d'augmenter ou de réduire l'angle de dépointage par rapport à celui obtenu sous incidence normale. Un dépointage maximum de 40° a été obtenu avec la configuration $\theta_i = 30^\circ$.

Cependant, comme nous avons observé dans tous les cas précédents, la réflexion spéculaire n'apparaît qu'en simulation mais pas en mesure. Nous pensons que cette réflexion est noyée dans la réflexion anormale car les deux angles sont très proches et le lobe est plus large en mesure. Pour vérifier notre interprétation, nous proposons l'étude suivante.

4.7 Evaluation de la réflexion spéculaire

Dans cette section, je présenterai une étude menée dans le but de mettre en évidence les réflexions spéculaires qui apparaissent en simulation mais pas en mesure. Pour découpler les deux réflexions (anormale et spéculaire), nous proposons de réaliser une autre configuration. Cette configuration consiste à appliquer un gradient de phase avec un pas de $\Delta\phi = 60^\circ$ pour un $\Delta x = 12$ mm (chaque deux colonnes). Ce pas permet d'obtenir un dépointage de 30° lorsqu'un angle d'incidence normal est appliqué. Quand l'angle d'incidence est à 10° , la réflexion spéculaire apparaît de l'autre côté à 10° , tandis que la réflexion anormale passe à 40° . Cette configuration, nous permet ainsi d'éloigner les deux réflexions l'une de l'autre. Cet éloignement n'était pas possible avec un $\Delta x = 6$ mm. Par la suite, nous effectuons un balayage avec l'angle d'incidence variant de -30° à $+30^\circ$. Les résultats des simulations et des mesures sont présentés sur la Figure 4-22. Ces résultats nous permettent d'observer clairement la réflexion spéculaire qui apparaît pour chaque cas, ce qui nous permet de confirmer notre interprétation.

Nous remarquons tout de même que, pour le cas d'incidence à 30° , le calcul théorique donne une réflexion anormale à 74° . En simulation, nous observons une réflexion anormale à 71° , ce qui est très proche. Cependant, en mesure aucune réflexion anormale n'est observée mais uniquement la réflexion spéculaire qui apparaît à 32° . La raison possible pour laquelle une réflexion anormale n'est pas observée dans la mesure est que l'angle d'incidence de 30° est très proche de l'angle d'incidence critique de 32° . Par conséquent, l'onde anormale réfléchi tend à dévier jusqu'à 90° et se transforme en une onde de surface sur la métasurface. Rappelons que l'angle critique est :

$$\theta_{ic} = \arcsin\left(1 - \frac{\lambda_0}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta x}\right) \quad (6)$$

Pour conclure, la métasurface active présentée ici nous a permis de montrer qu'un contrôle dynamique de l'angle de dépointage du faisceau peut être réalisé. Nous avons également montré que la fréquence à laquelle le dépointage est obtenu peut être contrôlée. Ainsi, les dimensions réduites de cette métasurface, en plus de son potentiel de reconfigurabilité, font qu'elle présente un

potentiel majeur pour remplacer les structures classiques des reflectarray. Cette structure présente également la caractéristique de pouvoir être utilisée comme polariseur reconfigurable, c'est pourquoi je présenterai cette étude dans la partie suivante.

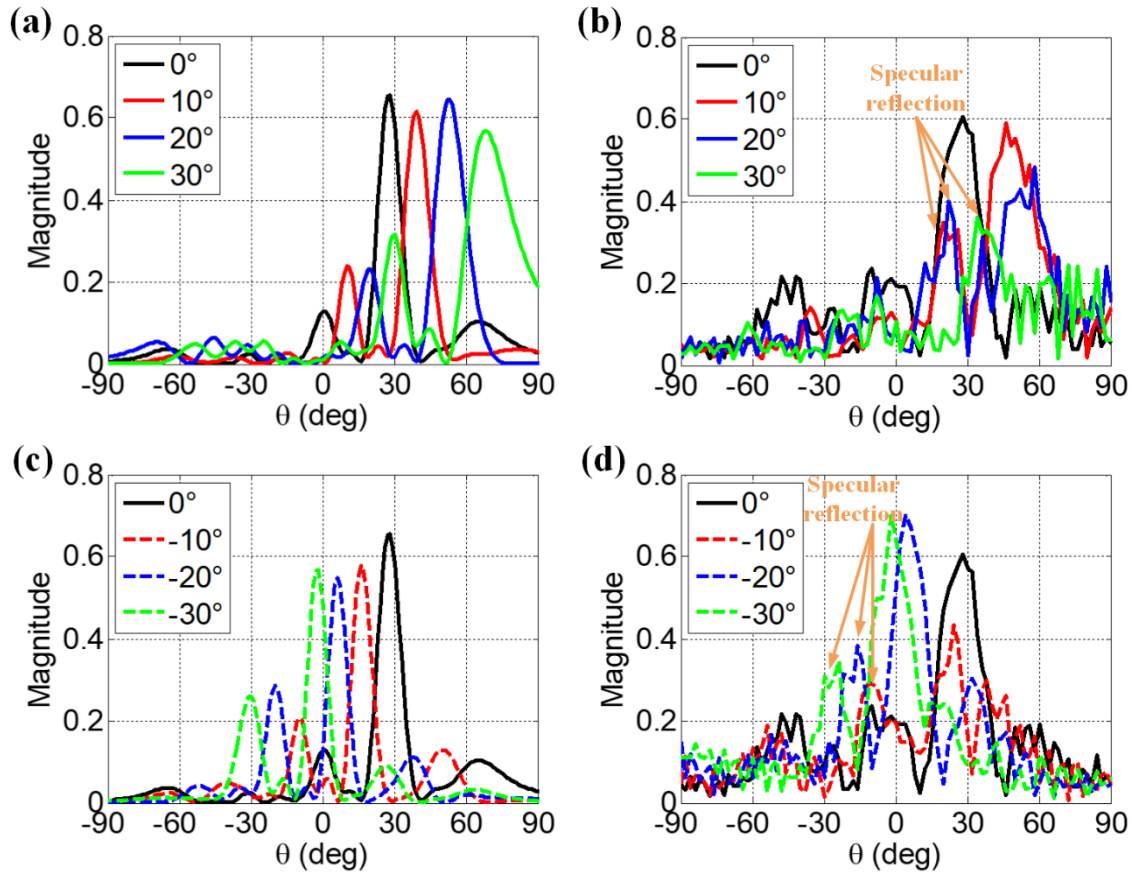


Figure 4-22: Résultats des simulations et des mesures pour des angles d'incidences obliques (a), (b) positives et (c), (d) négatives.

4.8 Métasurface utilisée comme polariseur actif

Les futurs systèmes de communications par satellite destinées à augmenter le débit de transfert de données favorisent l'utilisation de la polarisation circulaire (PC). L'utilisation de la PC permettrait de supprimer le problème de l'alignement des antennes en émission et en réception. Les métasurfaces ont été proposées comme un moyen pratique de produire des ondes à PC, en raison de leur faible profil et de leur fabrication facile. D'une manière fondamentale, l'une des techniques les plus simples pour produire une onde à polarisation circulaire est d'utiliser deux dipôles identiques croisés, qui fournissent deux composantes du champ orthogonales. Les deux dipôles étant identiques font que l'intensité du champ suivant les deux directions est identique. Par conséquent, si ces deux dipôles sont alimentés avec un déphasage de $\pm 90^\circ$, l'onde rayonnée est polarisée

circulairement. Les métasurfaces polarisantes fonctionnent suivant ce même principe, c'est-à-dire qu'un déphasage de $\pm 90^\circ$ est créé entre deux composantes du champ incident. Cependant, dans ce cas le déphasage entre ces deux composantes est créé à partir de l'anisotropie de la structure. Rappelons que la réponse d'une structure anisotrope dépend fortement de l'orientation de l'onde. Par conséquent, si nous utilisons cette anisotropie de façon à créer un déphasage de $\pm 90^\circ$ entre deux polarisations linéaires orthogonales, que ce soit en réflexion ou en transmission, nous pouvons produire de la PC. Dans la littérature, deux types de métasurfaces ont été développées permettant de convertir la polarisation. Le premier type de métasurface fonctionne en mode transmission, c'est-à-dire l'onde transmise à travers la métasurface subit une conversion de son état de polarisation, tel que montré sur la Figure 4-23. Ce type de métasurface a été largement développé durant ces dernières années [230, 231, 232, 233, 234, 235, 236, 237]. Cependant, le problème de ces métasurfaces fonctionnant en transmissions consiste en la complexité de conception. En effet, il faut prendre en compte le fait que l'onde est parfaitement transmise à travers la métasurface dans le but d'obtenir une bonne efficacité du polariseur.

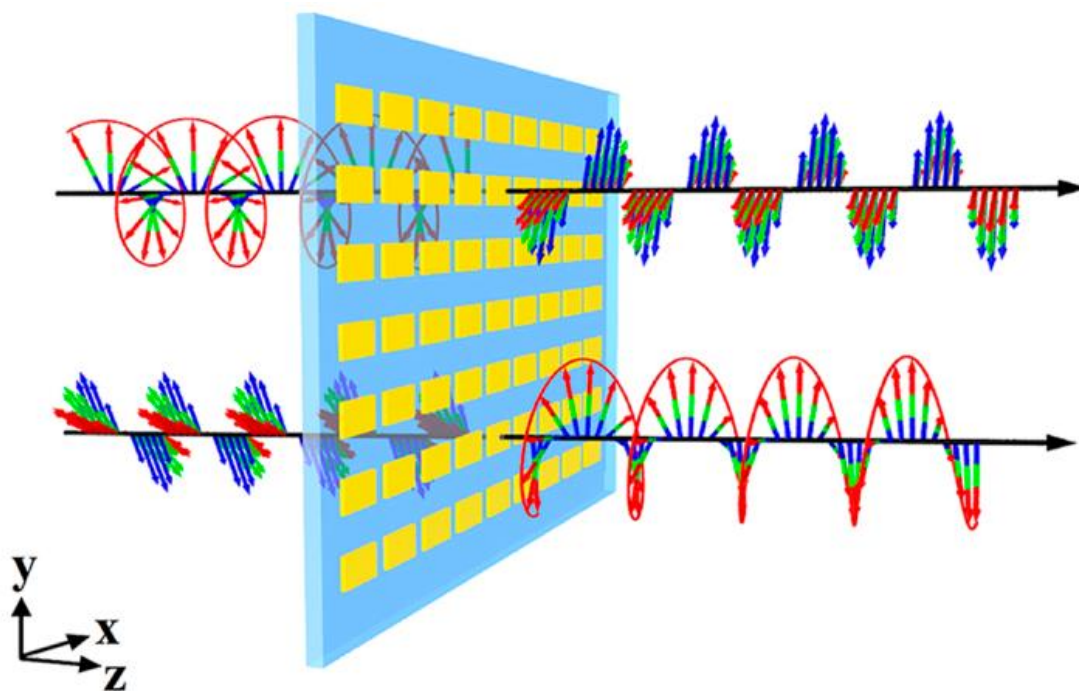


Figure 4-23: Vue schématique d'une métasurface fonctionnant en transmission et permettant de convertir la polarisation de l'onde [237].

En ce qui concerne les métasurfaces polarisantes fonctionnant en réflexion, elles seraient beaucoup moins compliquées à concevoir [238] [239] [240]. En effet, il suffit de rajouter un réflecteur parfait (plan métallique) pour que l'onde soit totalement réfléchi. Par conséquent, ces structures

permettent d'obtenir plus facilement une meilleure efficacité, comme le mentionnent les auteurs de la référence [239]. Dans cette référence, les auteurs ont utilisé des dipôles en forme de I, imprimés sur un substrat diélectrique dont l'autre face est constituée d'un plan de masse, tel qu'illustré sur la Figure 4-24. Ces dipôles étant anisotropes permettent de contrôler indépendamment les phases des coefficients de réflexion de deux polarisations linéaires orthogonales. Ainsi, cette structure a permis de convertir une polarisation linéaire en circulaire [239].

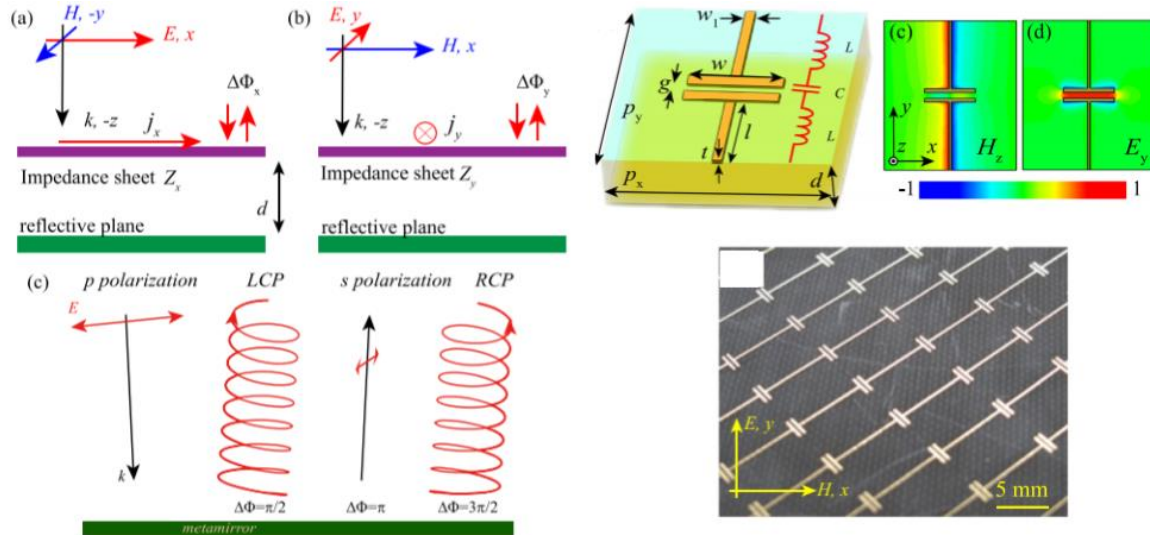


Figure 4-24: Métasurface fonctionnant en réflexion permettant de convertir une polarisation linéaire en circulaire [239].

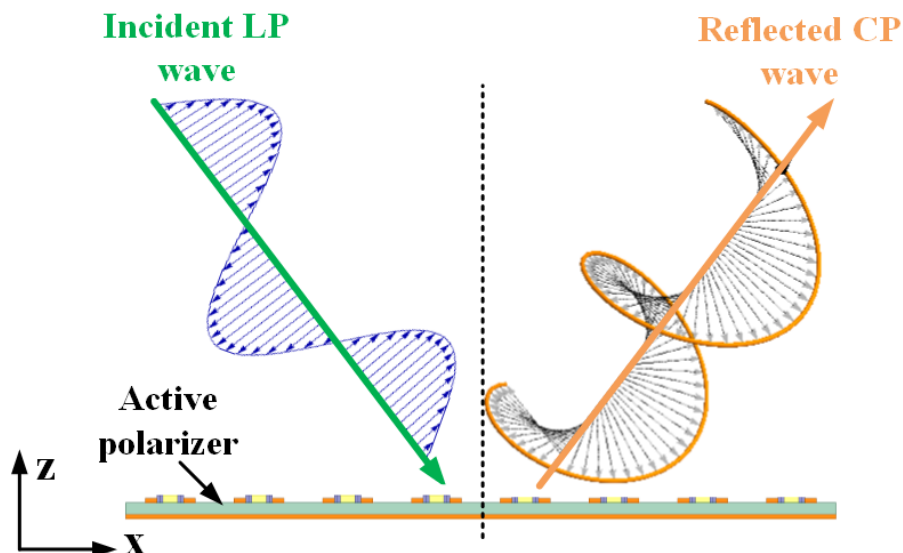


Figure 4-25: Vue schématique de la métasurface active utilisée comme polariseur reconfigurable.

Cependant, dans la plupart des cas les métasurfaces présentées dans la littérature sont passives, ce

qui fait qu'elles fonctionnent uniquement à une seule fréquence ou sur une bande de fréquence très étroite. Les limitations en termes de bande passante sont dues aux des dispersions des cellules résonnantes LC. D'où notre intérêt à utiliser notre métasurface active pour réaliser un polariseur reconfigurable en fréquence. Une vue schématique illustrant le fonctionnement de notre métasurface active comme polariseur est présentée sur Figure 4-25.

En effet, la cellule unitaire qui constitue notre métasurface est anisotrope. A ce sujet, rappelons que le champ E doit être orienté perpendiculairement à la grille capacitive dans le but de créer une différence de potentiel et ainsi obtenir une réponse capacitive. Cependant, si le champ E est orienté parallèlement à la grille capacitive, nous observons que la métasurface agit comme une plaque métallique. Dans ce cas même si un gradient de phase est appliqué le long de la métasurface aucun dépointage n'est observé. La métasurface est caractérisée en positionnant le champ E dans la direction de l'axe des y . Les résultats de cette caractérisation présentés sur la Figure 4-26 montrent que pour des tensions variant de 0 à 20 V, la réponse en phase du coefficient de réflexion suivant l'axe y reste pratiquement constant autour de 170° (Figure 4-26 (b)).

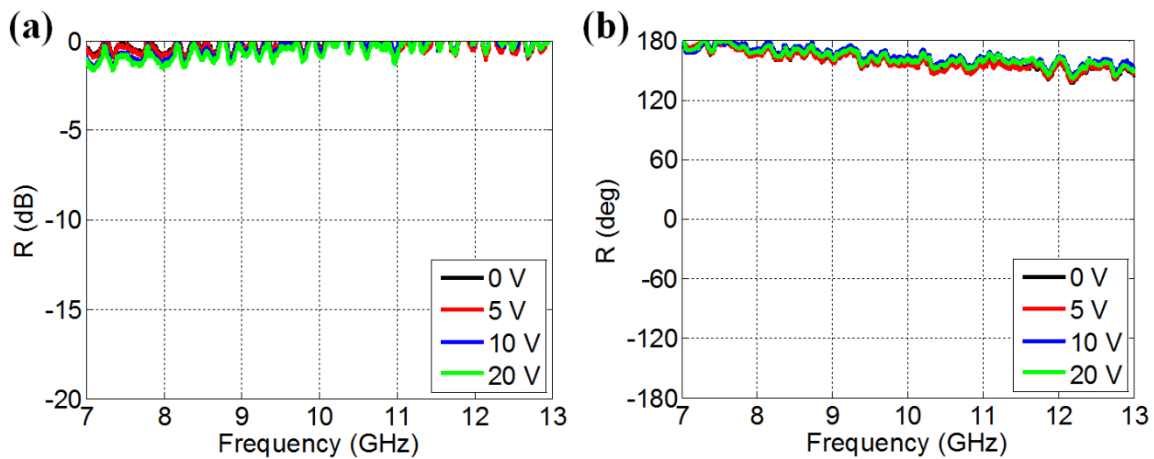


Figure 4-26: Réponse du coefficient de réflexion (a) en amplitude et (b) en phase pour une orientation du champ E suivant l'axe y .

Ainsi, en utilisant cette anisotropie nous pourrions créer un déphasage entre deux composantes du champ E et produire une polarisation circulaire. Pour tester cette fonctionnalité, nous gardons la même configuration utilisée dans la première partie. La source utilisée est une antenne cornet en bande X positionnée à une distance de 40 cm par rapport à la métasurface. Cependant, pour produire deux composantes du champ E orthogonal, nous proposons d'orienter la source à 45° (Figure 4-27). Cette orientation permet de décomposer le champ E en deux composantes linéaire orthogonales. Pour éviter le phénomène de masquage, nous positionnons la source à un angle d'incidence de 15° . Rappelons que, comme le cornet est métallique, le fait de le positionner à 0° fait qu'il va interagir

avec l'onde réfléchi et donc modifier le diagramme de rayonnement. Il faut également noter que dans ce cas, la tension que nous allons appliquer reste constante le long de la métasurface.

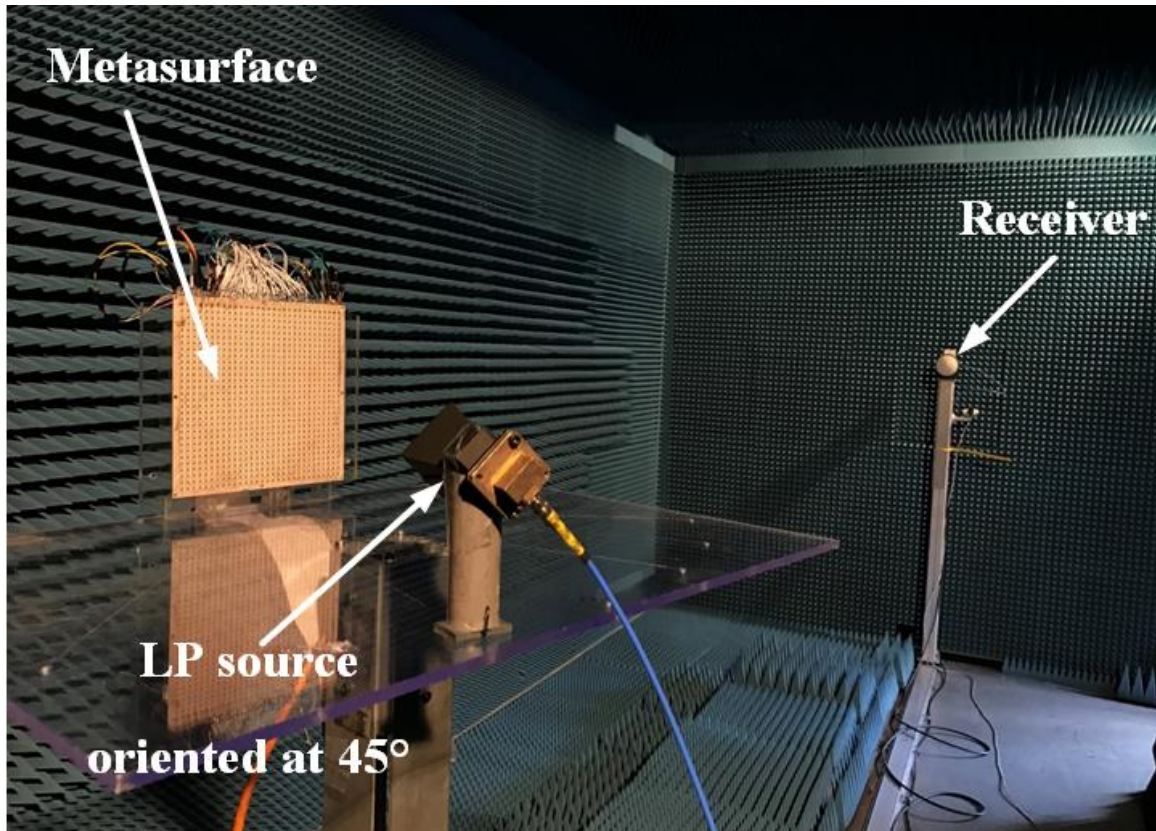


Figure 4-27 : Photographie illustrant la configuration établie pour mesurer le polariseur en chambre anéchoïque.

Dans le but de valider le fonctionnement de ce polariseur, nous appliquons 4 valeurs de tension 0, 5, 10 et 20 V le long de la métasurface et nous mesurons le diagramme de rayonnement. Les réponses de phase des différentes tensions suivant les deux polarisations du champ sont présentées sur la Figure 4-28. Cette figure montre les fréquences auxquelles nous obtenons des différences de phase de 90° et 270°.

En ce qui concerne les mesures des diagrammes, nous mesurons en champ lointain les deux polarisations verticale et horizontale et ensuite nous traçons les diagrammes des deux polarisations circulaires en appliquant les lois ci-dessous :

$$\begin{aligned} E_{LHCP} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_h - iE_v) \\ E_{RHCP} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_h + iE_v) \end{aligned} \quad (7)$$

Tandis que le rapport axial est calculé par la relation suivante :

$$AR(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{|E_h|^2 + |E_v|^2} + \sqrt{|E_h|^2 + |E_v|^2 + 2|E_h|^2 |E_v|^2 \cos(2\Delta\phi)}}{\sqrt{|E_h|^2 + |E_v|^2} - \sqrt{|E_h|^2 + |E_v|^2 + 2|E_h|^2 |E_v|^2 \cos(2\Delta\phi)}} \right) \quad (8)$$

avec :

$$\Delta\phi = \angle(E_v) - \angle(E_h) \quad (9)$$

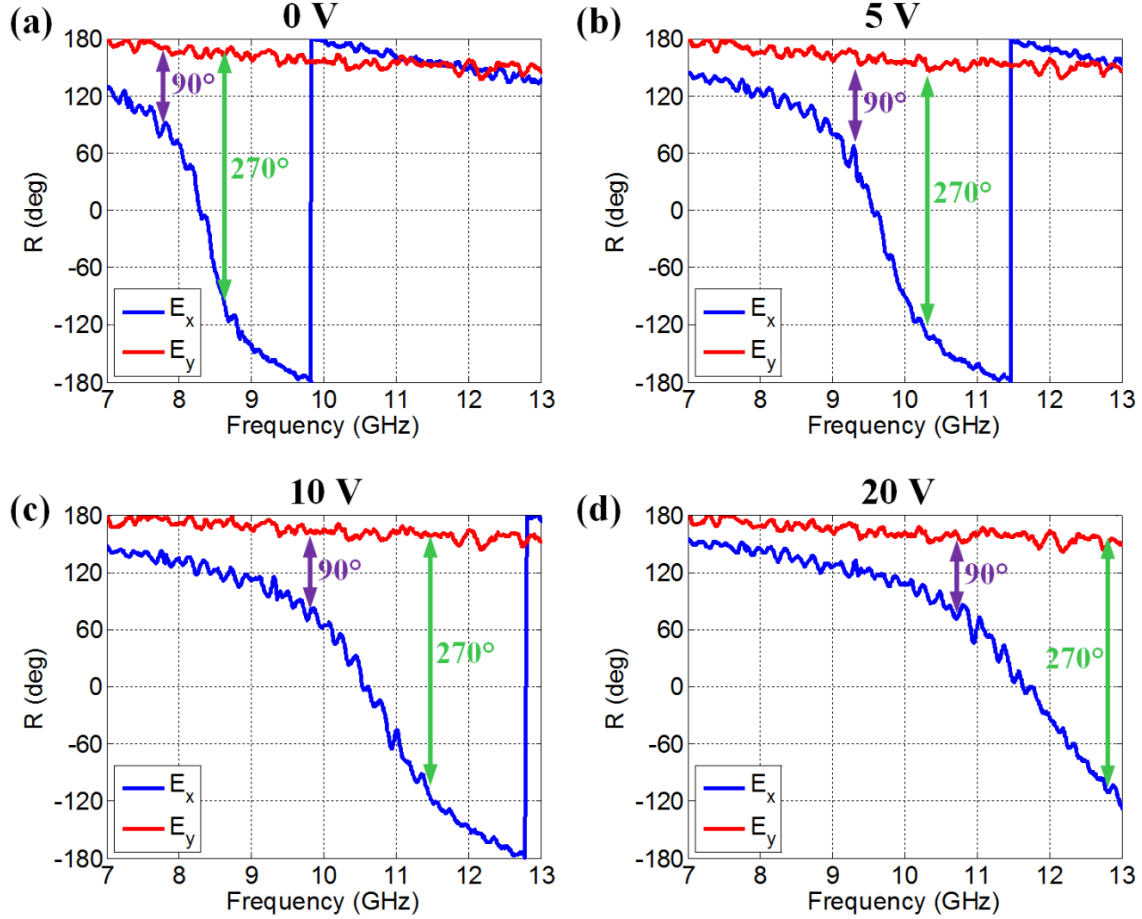


Figure 4-28: Réponse du coefficient de réflexion pour un champ E orienté suivant les axes x et y pour une tension de 0 V.

Les diagrammes de rayonnement obtenus pour chaque valeur de tension sont présentés sur la Figure 4-29. Nous pouvons clairement observer sur ces résultats qu'aux fréquences de 7,67, 9,3, 9,8 et 10,7 GHz que la polarisation circulaire droite (PCD) est prédominante par rapport à la polarisation circulaire gauche (PCG). Des différences de niveau de 22 dB en moyenne sont obtenues à l'angle d'observation de 15°. Par ailleurs, aux fréquences de 8,6, 10,37, 11,7 et 12,92 GHz, nous observons que la polarisation de l'onde est inversée. Ainsi le niveau de la PCG devient prédominant par rapport à celui de la PCD. Ces résultats sont validés par des simulations montrant le même effet, ce qui nous permet de valider le concept du polariseur.

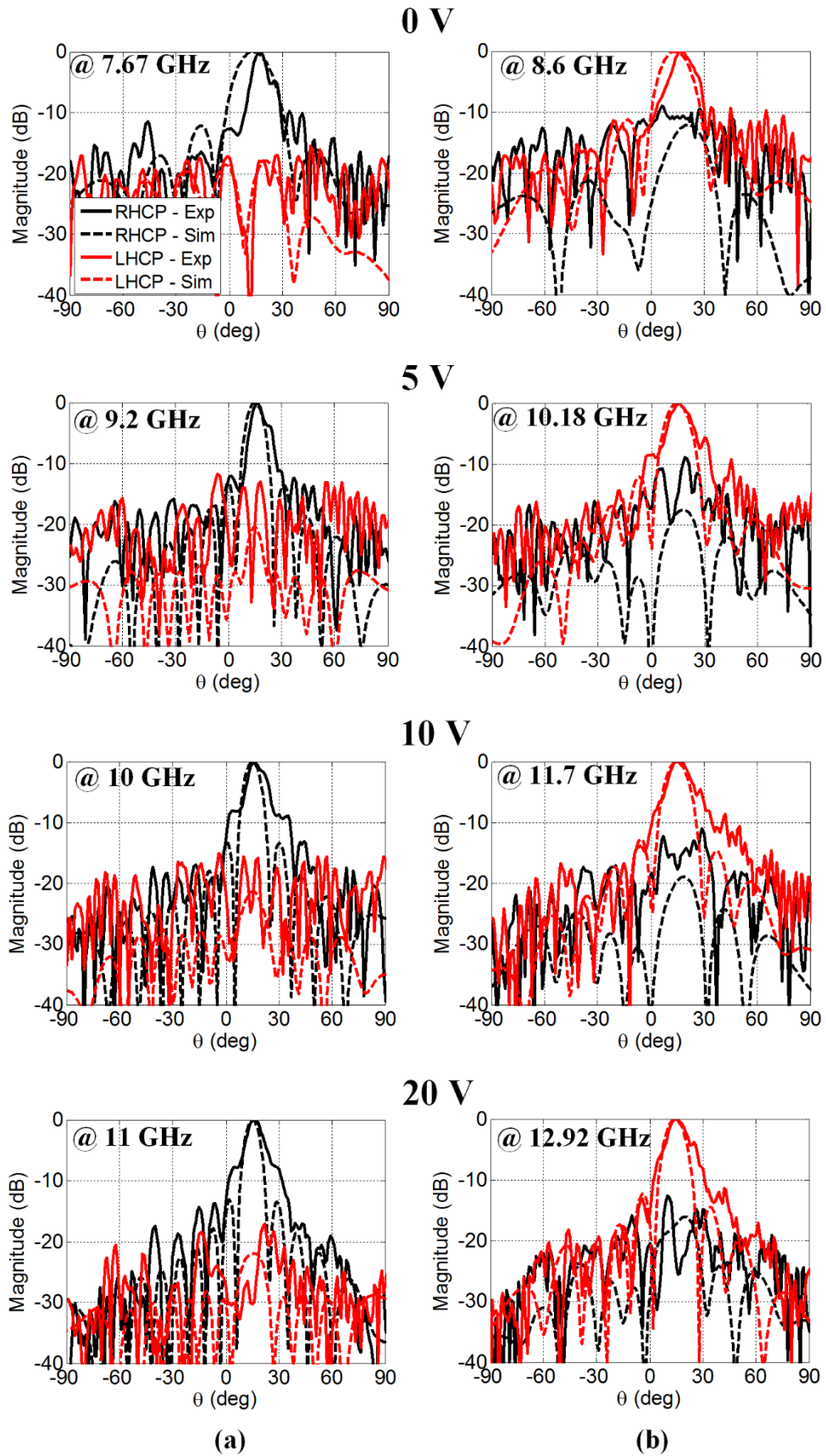


Figure 4-29: Diagrammes de rayonnement en dB simulé et mesuré pour les différentes valeurs de tensions de polarisation (0, 5, 10 et 20V) permettant d'obtenir une (a) PCD et (b) une PCG.

Le rapport axial obtenu pour chaque valeur de tension est présenté sur la Figure 4-30. Nous pouvons observer pour toutes les tensions appliquées nous obtenons des niveaux de rapport axial inférieur à 3 dB aux fréquences des diagrammes présentés précédemment. Uniquement, pour la valeur de tension de 0 V, un rapport axial minimum de 4 dB a été obtenu autour de 8,6 GHz. Ceci est due au fait que l'absorption à cette fréquence est très élevée, ce qui fait que la polarisation circulaire n'est pas parfaitement visible. Ces résultats nous permettent de conclure que nous obtenons une polarisation circulaire.

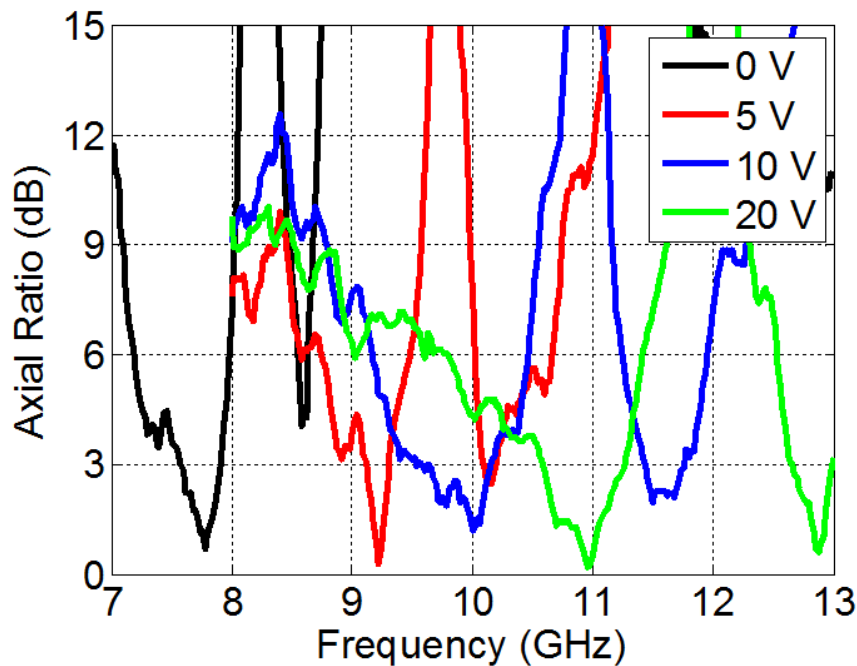


Figure 4-30: Rapport axial obtenu pour différentes valeurs de tensions 0, 5, 10 et 20V.

Par conséquent, dans cette étude nous avons démontré que la métasurface conçue peut également être utilisée comme polariseur. Ce polariseur étant reconfigurable permet d'avoir une agilité en fréquence de 7,67 GHz à 10,7 GHz pour une PCD, ce qui représente une bande de fonctionnement de 47 % autour de la fréquence centrale de 8,5 GHz. Pour la PCG, nous avons réalisé une reconfigurabilité sur une bande de fréquence allant de 8,6 GHz à 12,92 GHz, soit un recouvrement de 40 % autour de la fréquence de 10,7 GHz. Nous pouvons éventuellement inverser la PCD en PCG pour les basses fréquences et inversement pour les hautes fréquences en orientant la source à -45° au lieu de 45° actuellement.

	<i>Bande de fréquences de la PCD</i>	<i>Bande de fréquences de la PCG</i>
<i>Tension 0 V</i>	[7,56 – 7,9] GHz	X
<i>Tension 5 V</i>	[9,12 – 9,31] GHz	[10,1 – 10,2] GHz
<i>Tension 10 V</i>	[9,54 – 10,16] GHz	[11,44 - 11,76] GHz
<i>Tension 20 V</i>	[10,6 - 11,26] GHz	[12,66 – 13] GHz

Tableau 4.1 : Résumé des bandes de fréquences dans lesquelles nous obtenons un rapport axial inférieur à 3 dB aux tensions de polarisation de 0, 5, 10 et 20 V.

4.7. Conclusions et perspectives

Dans ce chapitre, j'ai présenté une métasurface active fonctionnant en bande X. Cette métasurface est utilisée dans un premier temps pour étudier la réflexion anormale produite lorsqu'un gradient de phase est appliqué. La métasurface est totalement reconfigurable et a donc permis de démontrer 3 fonctionnalités. En premier, nous avons démontré que l'angle de dépointage pouvait être contrôlé en faisant varier la tension appliquée pour chaque cellule. Ensuite, nous avons démontré que cette métasurface pouvait produire le même angle dépointage sur une bande de fréquences de 30% autour de 10 GHz. Enfin, nous avons étudié le dépointage produit sous incidence oblique. La réflexion spéculaire obtenue dans tous les cas étudiés avait un niveau très bas comparé aux niveaux des réflexions anormales. La métasurface a été comparée à une plaque métallique. Cette comparaison nous a permis de conclure qu'elle présente une efficacité de l'ordre de 50%.

Dans un second temps, nous avons démontré que cette métasurface pouvait être utilisée comme polariseur actif. Cette étude nous a permis de montrer qu'avec une seule métasurface, nous pouvons émettre à une fréquence en PCD et à une autre fréquence en PCG. Une agilité en fréquence peut également être obtenue en changeant la valeur de la tension appliquée à la métasurface.

En conclusion, cette étude nous a permis de démontrer que cette métasurface active permet de réaliser plusieurs fonctionnalités, ce qui ouvre la voie vers plusieurs applications possibles. Parmi ces applications, nous pouvons citer les communications spatiales. En perspective de ces travaux, il serait plus intéressant de combiner les deux fonctionnalités de dépointage et de polariseur.

Chapitre 5

Métasurface active utilisée comme réflecteur parabolique et dièdre reconfigurable

5.1 Introduction

Les besoins en matière de systèmes antennaires plus performants, avec un gain élevé, ne cessent d'accroître ces dernières années. Aujourd'hui, des antennes à gain élevé sont nécessaires pour les applications telles que les liaisons à longue distance (liaisons satellitaires), les radars à haute résolution, la radioastronomie, etc. Les antennes à réflecteurs sont les systèmes les plus répandus. Ces antennes permettent d'atteindre facilement des gains très élevés, parfois supérieurs à 30 dBi. Historiquement, la première antenne à réflecteur a été réalisée par le physicien Hertz en 1888. Cette antenne était constituée d'un réflecteur cylindrique et d'un dipôle comme source d'excitation, tel que illustré sur la **Figure 5-1** [241, 242]. Cependant, le rendement de cette antenne ne dépassait pas les 10%. Il aura fallu attendre la seconde guerre mondiale, lorsque de nombreuses applications radar sont apparues, pour que l'art de concevoir avec précision des antennes à réflecteur se développe réellement.

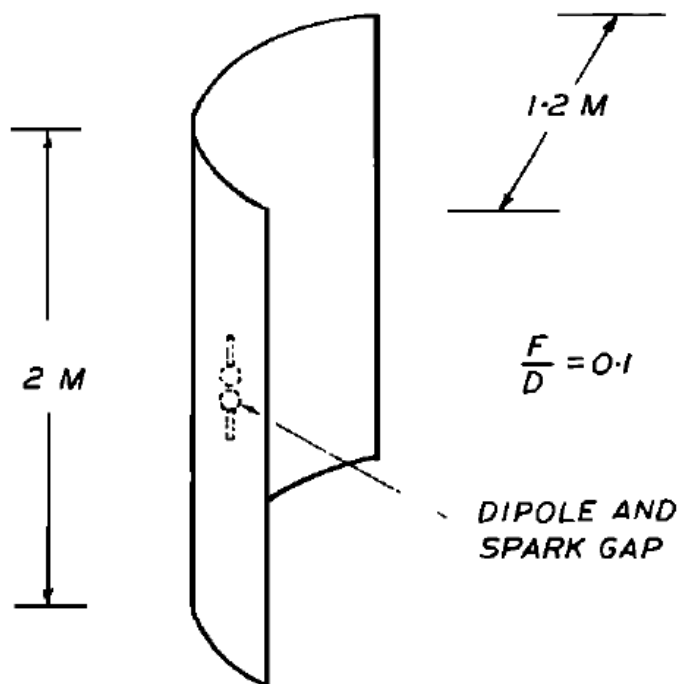


Figure 5-1: Première antenne à réflecteur réalisée par Hertz en 1888 [241].

Aujourd'hui, les antennes à réflecteurs les plus utilisées sont les antennes à réflecteurs dièdre et parabolique. Dans ce chapitre, je commencerai par décrire le principe de fonctionnement de ces deux antennes à réflecteur. Ensuite, je proposerai un réflecteur à métasurface plan qui présente l'avantage d'être reconfigurable électroniquement et qui peut être utilisé à la fois comme réflecteur dièdre et cylindro-parabolique.

5.2 Principe de fonctionnement des antennes à réflecteurs

L'antenne à réflecteur dièdre est une antenne composée d'un dipôle placé à proximité d'un réflecteur. Ce réflecteur est constitué de deux plans métalliques disposés en forme de V dont l'angle le plus utilisé est de 90° [243]. Le but principal de cette antenne est d'augmenter le gain d'un dipôle en orientant le rayonnement omnidirectionnel suivant une seule direction. Ces antennes ont été proposées dans le début des années 40 par D. Kraus [244]. De nos jours, nous les trouvons plus généralement dans les antennes type « Yagi » pour la réception de la télévision terrestre (470 – 606 MHz), comme illustré sur la **Figure 5-2**.

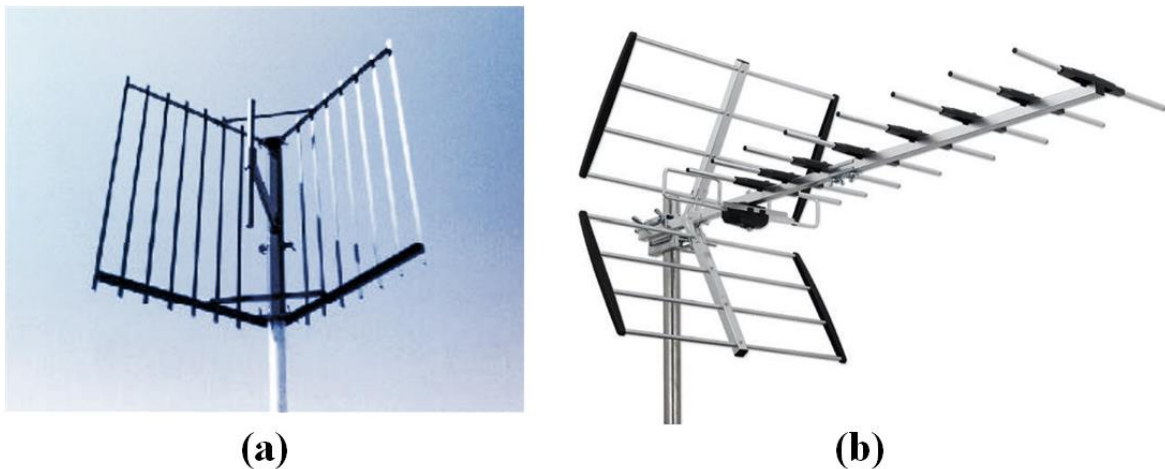


Figure 5-2: (a) Photographie d'une antenne à réflecteur dièdre. (b) Photographie d'une antenne type « Yagi » constitué d'un réflecteur dièdre permettant de diriger le faisceau suivant une direction.

Une vue schématique de cette antenne est présentée sur la **Figure 5-3**, dans laquelle nous pouvons observer que le dipôle est positionné à une distance s du réflecteur. Cette distance joue un rôle important sur le diagramme de rayonnement et sur le gain de l'antenne. Concernant la dimension des réflecteur L , il est vrai que dans l'idéal serait que les deux réflecteurs soient infiniment grands, ce qui permettrait de diriger totalement le rayonnement suivant une seule direction. Cependant, cela n'étant pas possible, il faut donc optimiser ces dimensions en fonction de la position de la source. Pour le cas le plus classique d'un réflecteur dièdre avec une ouverture de 90° , la distance s doit être comprise entre $0,1 \lambda$ et $0,7 \lambda$, tandis que $L = 2s$.

D'autre part, l'antenne dite parabolique est constituée d'un réflecteur dont la forme est un paraboloïde sectionné par un cercle. Cette antenne est constituée d'une source d'alimentation placée au foyer de ce paraboloïde. Elle se caractérise par le fait qu'elle permet d'obtenir un gain très élevé de l'ordre de 30 à 70 dBi. De ce fait, ce type d'antenne est très utilisé pour des applications

nécessitant de tels niveaux de gain, comme la réception de la télévision par satellite (**Figure 5-4 (a)**), la réception Internet par satellite ou la radioastronomie (**Figure 5-4 (b)**).

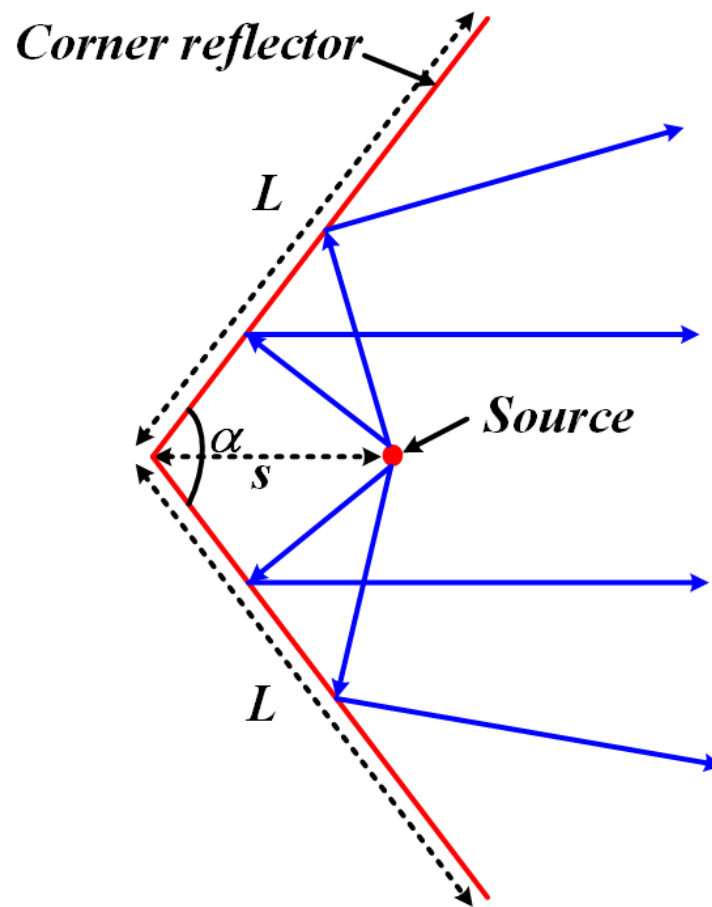


Figure 5-3: Vue schématique d'une antenne à réflecteur dièdre.



(a)



(b)

Figure 5-4: (a) Photographie d'une antenne à réflecteur parabolique pour la réception de la télévision par satellite. (b) Antenne parabolique utilisée pour la radioastronomie.

Son principe de fonctionnement repose principalement sur la géométrie de son réflecteur. En effet, cette géométrie se caractérise par le fait d'avoir deux points de focalisation dont l'un est situé à l'infini. Par conséquent, tous les rayons provenant de son premier point focal sont renvoyés parallèlement à l'axe horizontal tel qu'il est présenté sur la **Figure 5-5**. Ainsi, tous les rayons émis sont équiphases, permettant ainsi d'obtenir une distribution du champ où les ondes rayonnées sont quasi-planes. En pratique, la source d'excitation positionnée en son foyer est généralement une ouverture d'un guide d'onde. Cette source génère des ondes sphériques qui sont réfléchies par le réflecteur. Ces ondes étant sphériques, il est donc important de faire coïncider le centre de phase de la source avec le foyer du réflecteur dans le but d'obtenir un rayonnement proportionnel sur toute la surface du réflecteur.

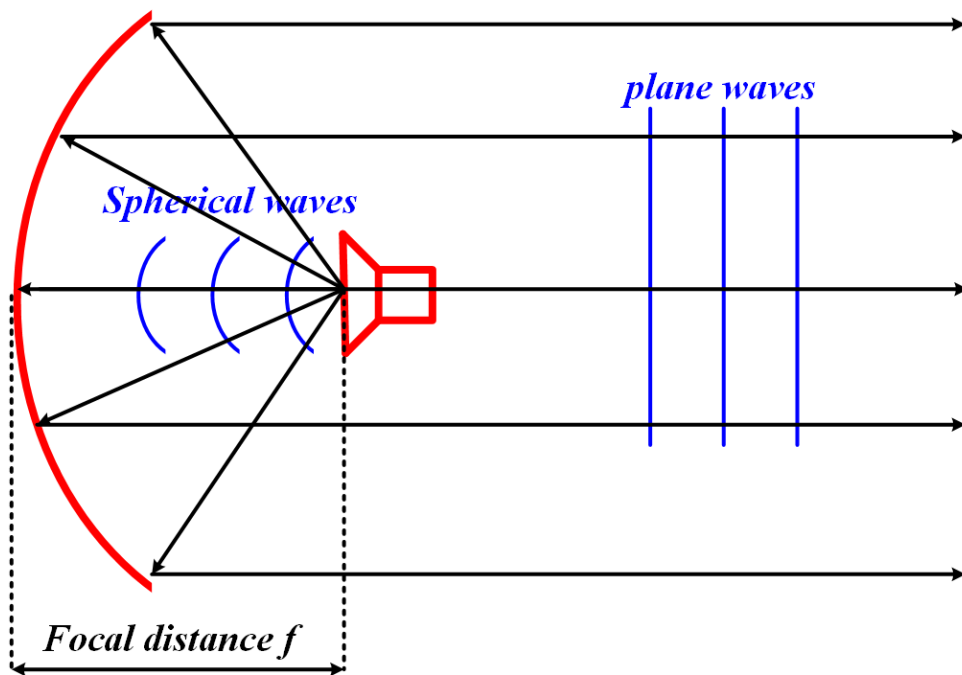


Figure 5-5: Schéma de principe d'une antenne à réflecteur parabolique.

Ces antennes permettent d'obtenir des gains très élevés dont la valeur théorique est décrite par la relation suivante :

$$G = 10 \log \left(k \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \right) \quad (1)$$

où k est le rendement de la source (en moyenne il est égale à 0,55), D est le diamètre du réflecteur parabolique et λ la longueur d'onde. Quant à l'angle d'ouverture à -3 dB, il est décrit par la formule suivante :

$$\theta_{-3dB} = \frac{70.\lambda}{D} \quad (2)$$

Ainsi, nous pouvons conclure que le gain de l'antenne parabolique dépend principalement de son diamètre, de la fréquence d'utilisation et de l'efficacité de la source. Par conséquent, il est possible d'atteindre des niveaux de gains très élevés en utilisant des réflecteurs de très grandes tailles. Nous pouvons observer cela pour le cas des radiotélescopes au sol. Cependant, pour des applications où l'antenne doit être embarquée sur une plateforme mobile, une contrainte se situe au niveau de l'encombrement et du poids. Dès lors, il n'est pas possible de sur dimensionner les réflecteurs pour améliorer le gain.

Dans le tableau 5.1, nous pouvons clairement observer que les deux antennes à réflecteurs partagent le même inconvénient qui est l'encombrement de la structure. Ainsi, concevoir des antennes à faible profil permettrait de réduire considérablement l'encombrement de ces réflecteurs. Les métasurfaces peuvent être une des solutions prometteuses permettant de réduire ce problème d'encombrement. De ce fait, je décrirai dans la partie suivante les récentes avancées sur les travaux dans ce domaine.

	Antennes à réflecteur parabolique	Antennes à réflecteur dièdre
Avantages	➤ Gain très élevée pouvant atteindre les 70 dBi. ➤ Cout de fabrication pas très élevé.	➤ Simplicité de conception. ➤ Cout de conception très bas. ➤ Gain de 10 à 15 dBi très facilement atteignable.
Inconvénients	➤ Complexité de conception ➤ Gain dépend de la taille du réflecteur. ➤ Structure encombrante.	➤ Gain maximum de 15 dBi ➤ Structure encombrante.

Tableau 5.1 : Listes des avantages et des inconvénients des antennes à réflecteur dièdre et parabolique.

5.3 Métasurface utilisée comme réflecteur

Comme les métasurfaces offrent la possibilité de contrôler la phase de chaque cellule unitaire, cela nous permettrait de mettre en œuvre n'importe quel profil de phase. L'idée est donc d'appliquer un profil de phase égale à celui obtenu par la géométrie du réflecteur que nous désirons concevoir. Ainsi, nous pourrions réduire le volume du réflecteur. De ce fait, elles peuvent être une nouvelle alternative à ces antennes à réflecteur classiques. Notamment par le fait que les cellules unitaires

soient très petites par rapport à la longueur d'onde permettant de réaliser de meilleures performances avec des dimensions plus réduites. De ce fait, de nombreux travaux sur ce sujet ont été présentés récemment [245, 246, 150, 247]. Parmi ces travaux, je citerai une étude intéressante dans laquelle une métasurface ayant un profil de phase parabolique a été conçue [245]. Cette métasurface fonctionnant en bande X a permis de concevoir une antenne parabolique à très faible profil. Une vue schématique de cette structure est présentée sur la **Figure 5-6**.

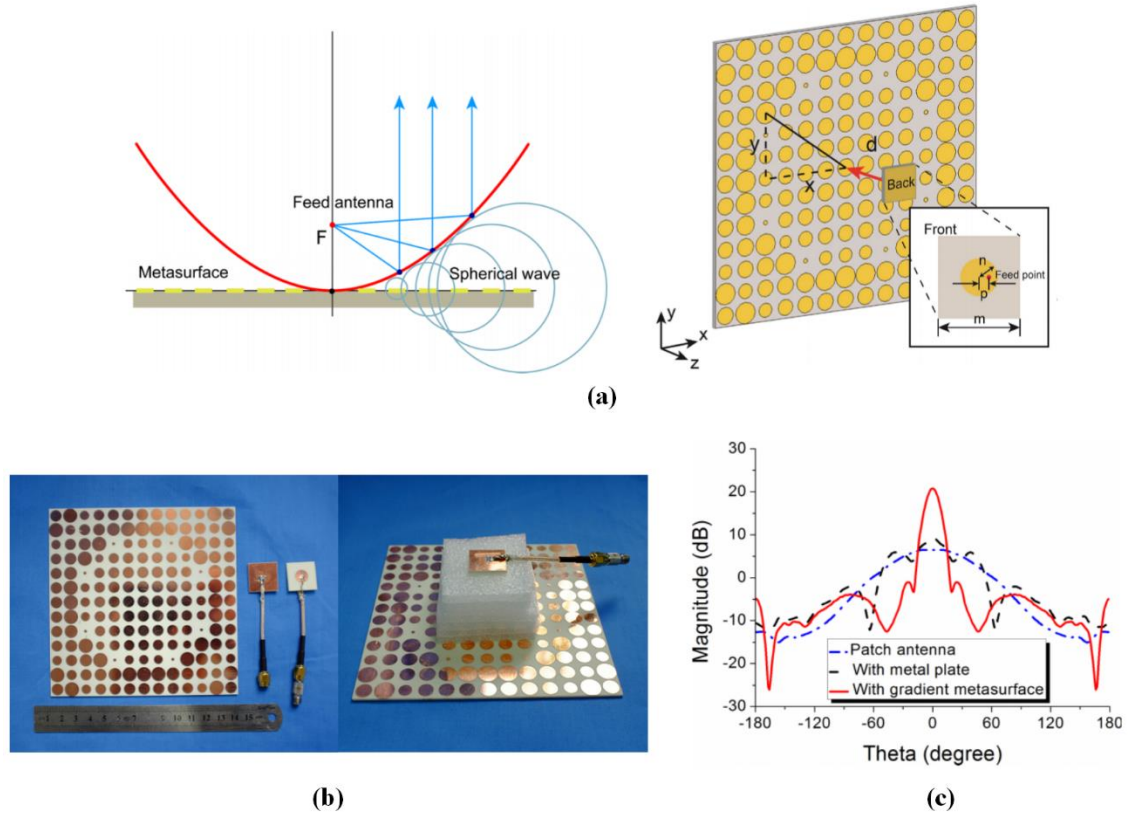


Figure 5-6: (a) Vue schématique de la métasurface utilisée comme réflecteur parabolique. (b) Photographie du prototype réalisé. (c) Diagramme de rayonnement obtenu comparé à celui d'une antenne patch et d'un réflecteur métallique plan [245].

Le profil de phase parabolique appliquée le long de cette métasurface a été calculé par la relation suivante :

$$\varphi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{x^2 + y^2}{4f} \right) + \varphi_0 \quad (3)$$

Ces réponses de phase ont été obtenues en faisant varier les rayons des patches circulaires qui constituent chaque cellule unitaire. Cette métasurface a permis d'obtenir un gain de 20 dB avec un angle d'ouverture de 13° et des niveaux de lobes secondaire inférieur à -22 dB. Ces performances ne sont nullement négligeables, car la structure conçue est très compacte. La métasurface fait 130

$\times 130 \text{ mm}^2$ et la source est placée à une distance de 30 mm ce qui donne un rapport $F/D = 0,23$. Cependant, l'inconvénient majeur de cette structure est sa faible bande de fonctionnement. Cette problématique nous a amené à utiliser la métasurface active que nous avons conçue pour réaliser une antenne parabolique reconfigurable. Le fait de contrôler la phase de chaque cellule indépendamment et de manière dynamique donne la possibilité d'appliquer le profil de phase que nous désirons. Ensuite, la métasurface sera utilisée comme réflecteur dièdre ce qui est totalement nouveau, car aucune métasurface au préalable n'a été conçue pour réaliser un réflecteur dièdre.

5.4 Métasurface utilisée comme réflecteur parabolique

Pour utiliser la métasurface comme réflecteur parabolique, il faut tout de même mentionner que la configuration de la métasurface ne permet pas de concevoir une parabole mais une forme cylindro-parabolique. Ceci est dû au fait que la variation de la phase ne peut être appliqué que suivant un seul plan (le plan xOz). Ainsi, pour concevoir cette antenne, il faut tout d'abord concevoir la source primaire. Pour cela, nous avons choisi une antenne patch carrée dont les dimensions sont $6 \times 6 \text{ mm}^2$ imprimées sur un substrat FR4 Epoxy ($\epsilon_r = 3,9$ et $\tan \delta = 0,02$) de dimensions latérales $20 \times 20 \text{ mm}^2$.

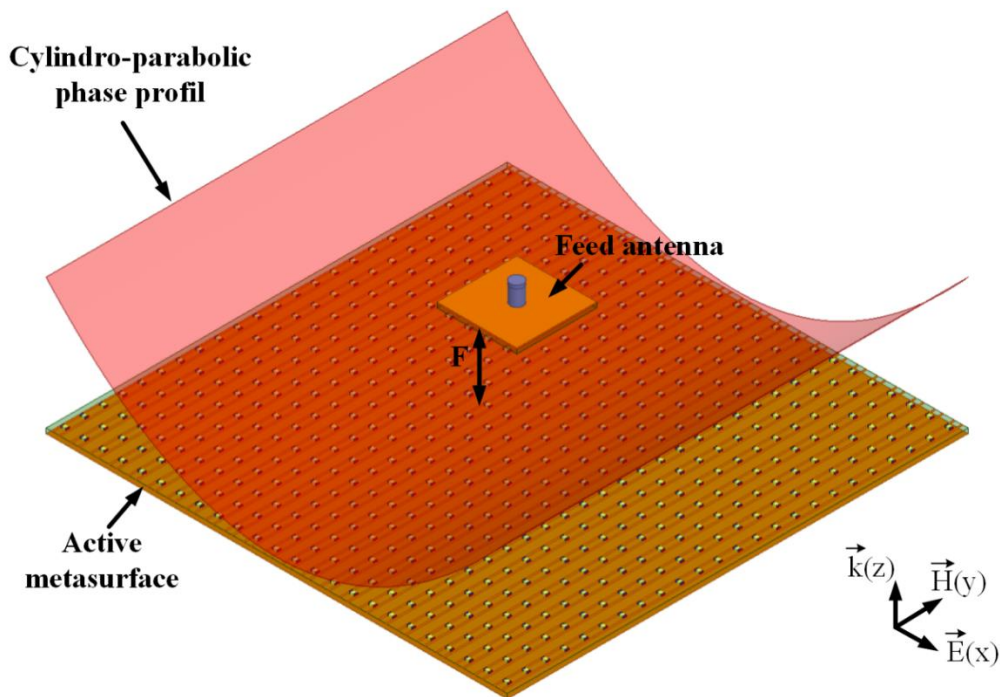


Figure 5-7: Vue schématique du réflecteur parabolique constitué d'une métasurface active et d'une antenne patch comme source primaire.

Ces dimensions ont été réduites au maximum de façon à ce que le plan de masse de cette source ne masque pas, voire très peu le rayonnement réfléchi par la métasurface. Nous nous sommes plus au

moins inspiré de la même structure réalisée dans les travaux présentés dans la partie précédente [245]. La source est placée à une distance focale $f = \lambda = 30$ mm. Ensuite, nous appliquons le profil de phase cylindro-parabolique calculé par la relation suivante :

$$\varphi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{(x - x_0)^2}{4F} \right) + \varphi_0 \quad (4)$$

où λ est la longueur d'onde, F la distance focale et φ_0 la phase de réflexion de cellule situé à x_0 fixé à -180° pour ce cas.

Une vue schématique de la structure finale est présentée sur la **Figure 5-7**. A présent, nous allons étudier deux mécanismes différents, en premier l'agilité en fréquence et ensuite le dépointage du faisceau principal.

5.4.1 Agilité en fréquence

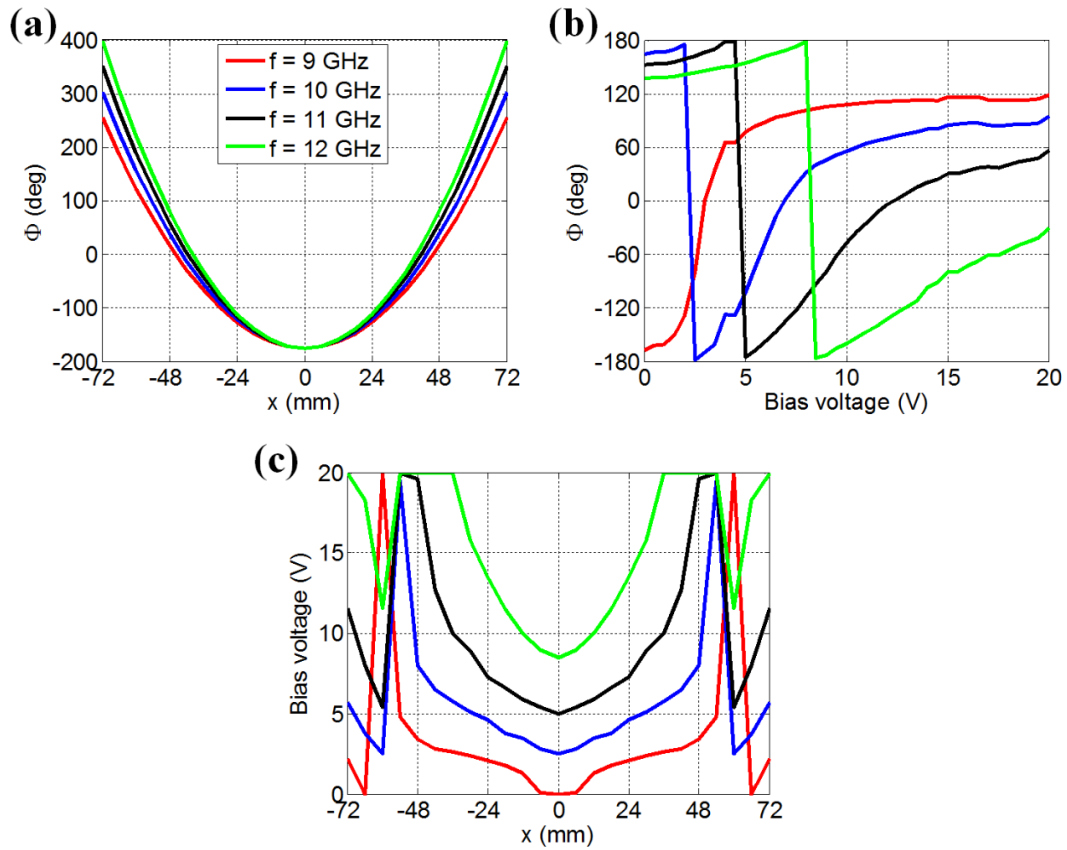


Figure 5-8: (a) Profils de phase de forme parabolique calculées pour les fréquences de 9, 10, 11 et 12 GHz. (b) Variation de la phase en fonction des tensions aux fréquences de 9, 10, 11 et 12 GHz. (c) Les tensions appliquées le long de la métasurface correspondant au profil de phase pour chaque fréquence étudiée.

Pour réaliser l'agilité en fréquence et tester le fonctionnement de cette métasurface en tant que réflecteur cylindro-parabolique, nous calculons à partir de la relation (3) les profils de phase nécessaires pour les quatre fréquences 9 GHz, 10 GHz, 11 GHz et 12 GHz. Les profils sont centrés à $x_0 = 0$ mm donnant ainsi les courbes présentées sur la **Figure 5-8** (a). Comme la réponse de phase de la métasurface ne fournit qu'une variation maximale entre -180° et 180° les valeurs de ϕ qui sont supérieures à 180° sont ramenées dans cette plage de variation en déduisant $\pm 360^\circ$.

Aux fréquences de 9 GHz, 10 GHz et 11 GHz, la métasurface nous permet d'obtenir les valeurs de phase requises. Cependant à 12 GHz, 4 valeurs de phases ne sont pas atteignables, car elles dépassent la valeur de phase maximale à cette fréquence, comme nous pouvons l'observer sur la **Figure 5-8** (b). Nous avons tout de même testé cette fréquence en fixant ces quatre valeurs à celle maximum atteignable. Ainsi, les tensions appliquées pour chaque valeur de phase à différentes fréquences sont présentées sur la **Figure 5-8** (c).

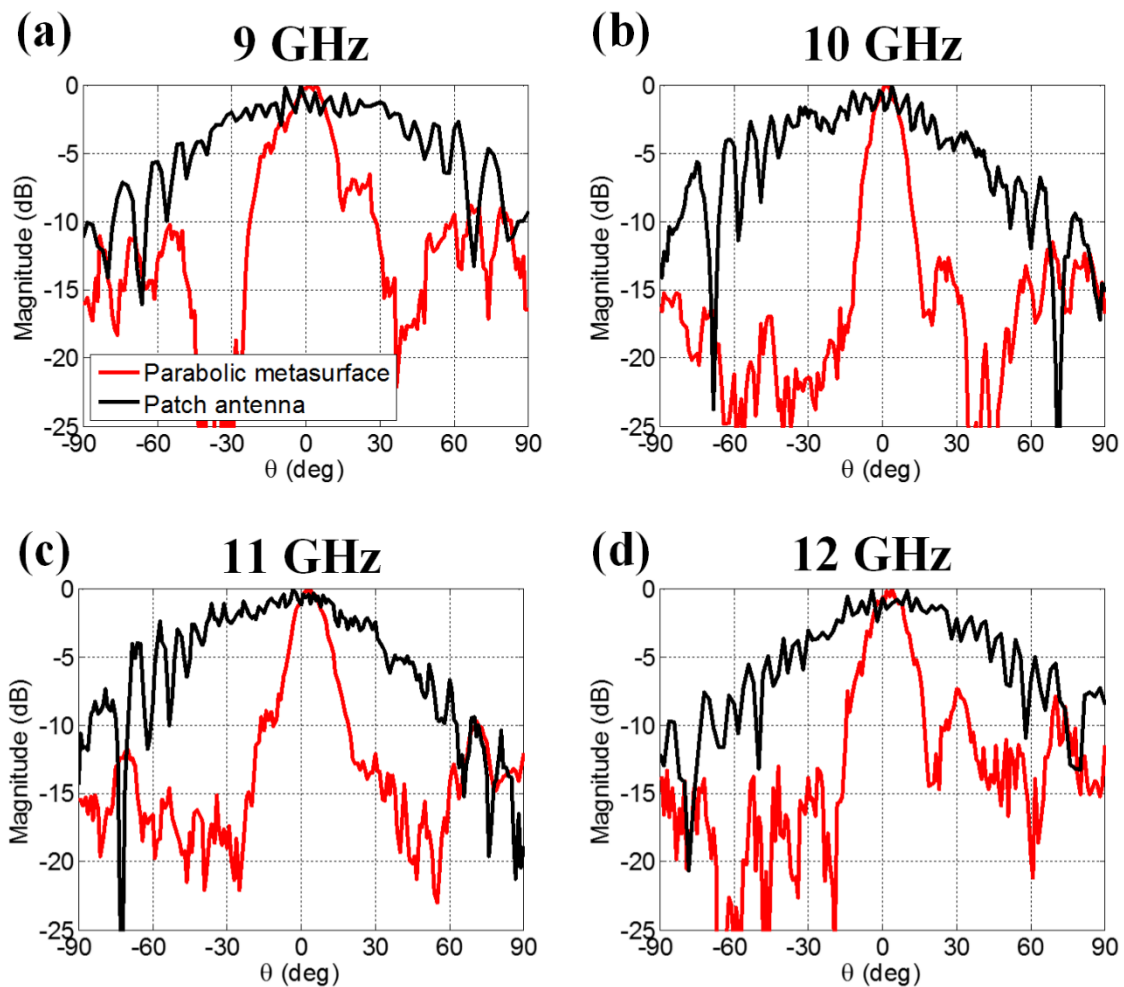


Figure 5-9: Diagrammes de rayonnement mesuré de la métasurface en configuration parabolique aux fréquences de (a) 9 GHz, (b) 10 GHz, (c) 11 GHz et (d) 12 GHz.

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain mesurés sont présentés sur la **Figure 5-9**. Les résultats obtenus montrent des rayonnements directifs avec des angles d'ouvertures $\theta_{-3dB} = 10^\circ$ en moyenne pour les 4 fréquences. Nous observons qu'aux fréquences de 10 et 11 GHz les diagrammes sont plus directifs avec des niveaux de lobes secondaires assez bas de l'ordre de -13 dB. Pour le cas de 12 GHz, même si nous n'avons pas appliqué toutes les valeurs de phase nécessaires, nous obtenons un rayonnement directif. Cette discontinuité de la phase a tout de même une influence que nous observons sur le niveau des lobes secondaires qui sont de l'ordre de -7 dB. Par conséquent, le diagramme n'est pas aussi parfait que pour les cas de 10 et 11 GHz. Concernant le cas de 9 GHz la variation de la phase est beaucoup plus grande et nous permet d'appliquer toutes les valeurs de phase souhaitées. Cependant, le diagramme n'est pas autant directif que pour les cas de 10 et 11 GHz. Il présente également des niveaux de lobes secondaires de l'ordre de -7 dB. Il faut dire qu'à cette fréquence le problème est autre que la discontinuité de la phase rencontrée à 12 GHz. Il est très probablement dû aux fortes valeurs d'absorption à cette fréquence. En effet, sur la Figure 5-10, nous pouvons clairement observer qu'à cette fréquence la réflexion atteint un niveau de -15 dB, ce qui sous-entend qu'il y a une forte absorption.

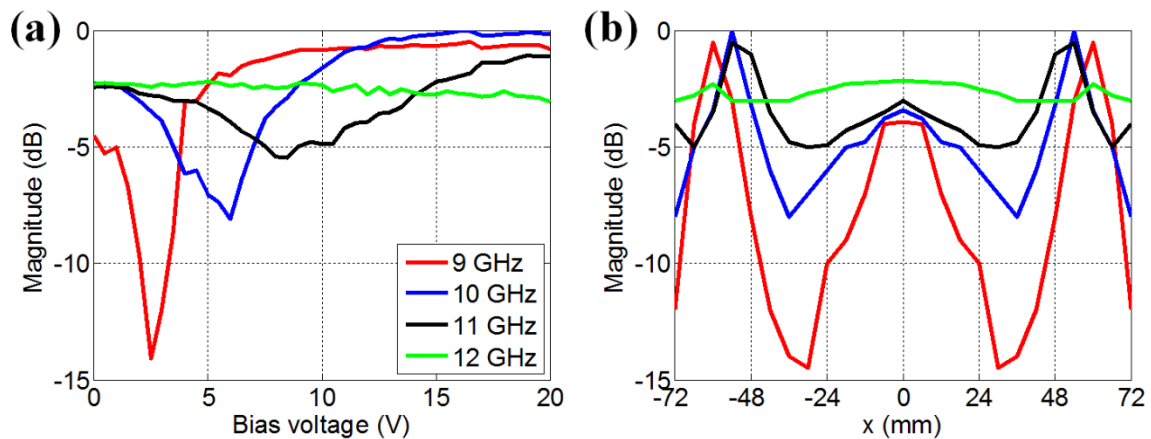


Figure 5-10: (a) Variation de l'amplitude du coefficient de réflexion en fonction de la tension pour les fréquences de 9, 10, 11 et 12 GHz. (b) Amplitude de chaque valeur de tensions appliquée permettant d'obtenir les profils de phase parabolique.

La métasurface active que nous avons conçue permet de réaliser une antenne à réflecteur parabolique reconfigurable en appliquant le profil de phase approprié. Le fait de pouvoir contrôler électroniquement les réponses de chaque cellule unitaire et une reconfigurabilité en fréquence sur une bande de 28 % autour de 10,5 GHz. Les performances obtenues sont résumées dans le tableau 5.2, dans lequel nous pouvons observer que les angles d'ouverture obtenus sont très proches de ceux calculés théoriquement par la relation (2).

Fréquences	θ_{-3dB} (théorique)	θ_{-3dB} (mesuré)	SLL
9 GHz	16°	17°	-7 dB
10 GHz	14,5°	13°	-12 dB
11 GHz	13,25°	14°	-10 dB
12 GHz	12,15°	15°	-7 dB

Tableau 5.2 : Performances de l'antenne à réflecteur parabolique obtenues aux fréquences 9, 10, 11 et 12 GHz.

5.4.2 Dépointage actif

La deuxième fonctionnalité testée consiste à réaliser le dépointage du faisceau principal. Dans les antennes à réflecteurs paraboliques classiques, le dépointage du faisceau est généralement réalisé en déplaçant latéralement la source primaire dans le plan focal [248, 249, 250]. Dans notre cas, comme la métasurface, est active et le profil de phase peut être contrôlé de manière dynamique. Nous déplaçons latéralement le profil de phase dans le plan focal. Pour cela, nous testons trois profils de phase différents, dans lesquelles nous déplacerons la source à $x_0 = 6$ mm, 12 mm et 48 mm à la fréquence de 10 GHz.

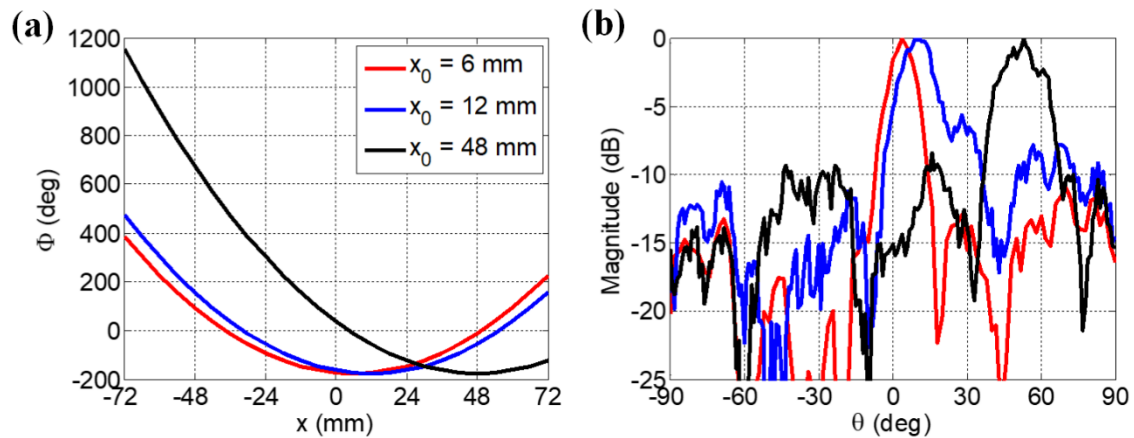


Figure 5-11: (a) Profils de phase appliqués pour les trois configurations où $x_0 = 6$ mm, 12 mm et 48 mm. (b) Diagrammes de rayonnement obtenus pour chaque configuration.

Les diagrammes de rayonnement correspondants à chaque configuration sont présentés sur la **Figure 5-11**. Ces résultats montrent clairement qu'un dépointage du faisceau est observé lorsque nous décalons le centre du profil de phase. Nous pouvons observer que pour un décalage de 48 mm un angle de déviation de 55° peut être obtenu. Cet angle correspond au maximum de dépointage atteint avec cette métasurface. Néanmoins, il faut noter que dans notre cas, le changement de profil

de phase est limité par les dimensions latérales de la métasurface. Une métasurface plus grande nous permettrait d'augmenter le décalage pour atteindre un plus grand angle de dépointage.

En résumé, cette étude nous a mené à concevoir une antenne à réflecteur cylindro-parabolique reconfigurable. Nous avons pu montrer que cette structure active nous a permis de réaliser une reconfigurabilité en fréquence sur plus de 28% de bande autour de la fréquence centrale de 10,5 GHz. Ensuite, nous avons pu démontrer qu'en décalant le profil de phase nous pouvons obtenir un dépointage du faisceau. Un fort dépointage de l'ordre de 55° a été démontré. Dans la suite, cette métasurface va être utilisée pour concevoir une autre configuration d'antenne à réflecteur.

5.5 Métasurface utilisée comme réflecteur dièdre actif

Dans cette partie, nous allons utiliser notre métasurface active dans le but de réaliser une antenne à réflecteur dièdre. Pour cela, nous avons réalisé un dipôle qui sera utilisé comme source primaire. Ce dipôle a pour longueur 1,5 cm et fonctionne à 10 GHz. Rappelons que, dans les antennes à réflecteur dièdre conventionnel le dipôle est orienté verticalement au réflecteur. Cependant, dans notre configuration le dipôle sera orienté horizontalement au réflecteur. Cette orientation est imposée par la géométrie de la métasurface. En effet, comme le champ E doit être orienté perpendiculairement aux lignes, par conséquent le dipôle doit être placé horizontalement, comme indiqué la Figure 5-12. Il faut dire que la métasurface n'a pas été conçue spécialement pour concevoir ce réflecteur dièdre, sinon la géométrie aurait été orientée autrement. Cependant, le but de cette étude est de montrer le concept.

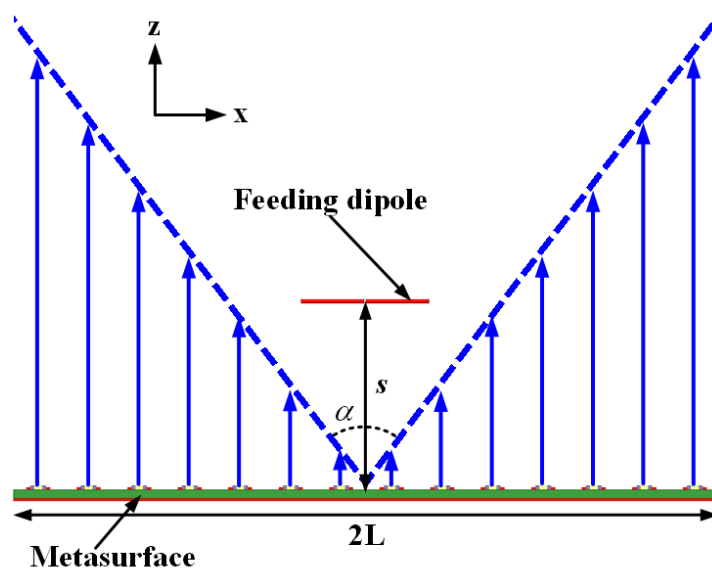


Figure 5-12: Vue schématique de la métasurface utilisée comme réflecteur dièdre.

En se référant à l'ouvrage de Balanis [243] la distance idéale s pour un réflecteur dièdre serait de $0,7 \lambda$, c'est pourquoi, la source est placée à 21 mm du réflecteur. Quant à la dimension L du réflecteur dièdre, elle est égale au double de la distance s . Par conséquent, la taille de la métasurface a été réduite à 82 mm x 190 mm en positionnant des absorbants sur les colonnes non utilisées. Ainsi, pour obtenir la réponse d'un réflecteur dièdre nous appliquons le profil de phase qui est calculé par la relation suivante :

$$\varphi(x) = \frac{2\pi}{\lambda_0} \left(\cot\left(\frac{\alpha}{2}\right) |x| \right) + \varphi_0 \quad (4)$$

où λ_0 est la longueur d'onde, α l'angle du réflecteur dièdre et φ_0 la phase de la cellule se situant au centre du réflecteur.

Dans le cas de ce réflecteur, la reconfigurabilité est faite uniquement sur l'angle α , car les valeurs de s et L dépendent de la longueur d'onde. Par conséquent, nous ne pourrions pas tester d'autres fréquences sans pour autant changer ces dimensions. Nous étudions donc la reconfigurabilité suivant l'angle d'ouverture α . Pour cela, nous commencerons par tester le réflecteur dièdre le plus commun dont l'angle α est de 90° . Ensuite, nous ferons des tests avec $\alpha = 120^\circ$. Les profils de phase correspondants aux deux configurations sont présentés sur la Figure 5-13.

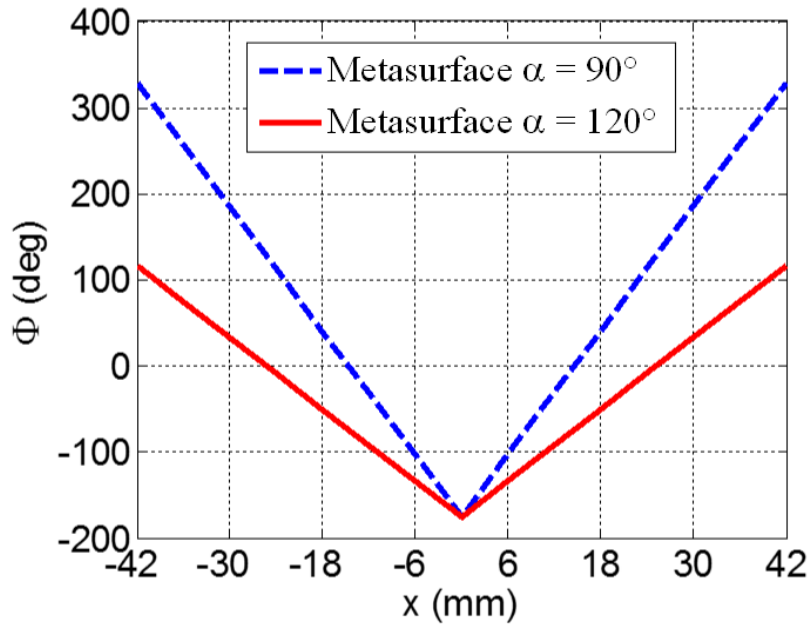


Figure 5-13: Profils de phase calculés permettant d'obtenir les réponses d'un réflecteur dièdre d'un angle $\alpha = 90^\circ$ et 120° .

Les diagrammes de rayonnement mesurés suivant les plans E et H sont présentés sur la **Figure 5-14**. Ces diagrammes sont normalisés par rapport à celui du dipôle seul. Les résultats nous montrent que suivant le plan E le profil de la phase est appliqué, nous obtenons un diagramme plus directif que celui du dipôle seul. L'angle d'ouverture du diagramme de rayonnement obtenu est de 40° , ce qui s'approche de l'angle obtenu avec ce type d'antenne (environ 30° à 60°). Nous pouvons observer que cette configuration nous a permis d'augmenter le gain de 3 dB par rapport au dipôle seul car le rayonnement arrière est supprimé. Suivant le plan H la métasurface agit comme un réflecteur métallique plan permettant uniquement de supprimer le rayonnement arrière, ce qui fait que le diagramme n'est pas aussi directif que suivant le plan E. Au final, cette étude nous amène à conclure que la métasurface peut également être utilisée pour la conception d'une antenne à réflecteur dièdre.

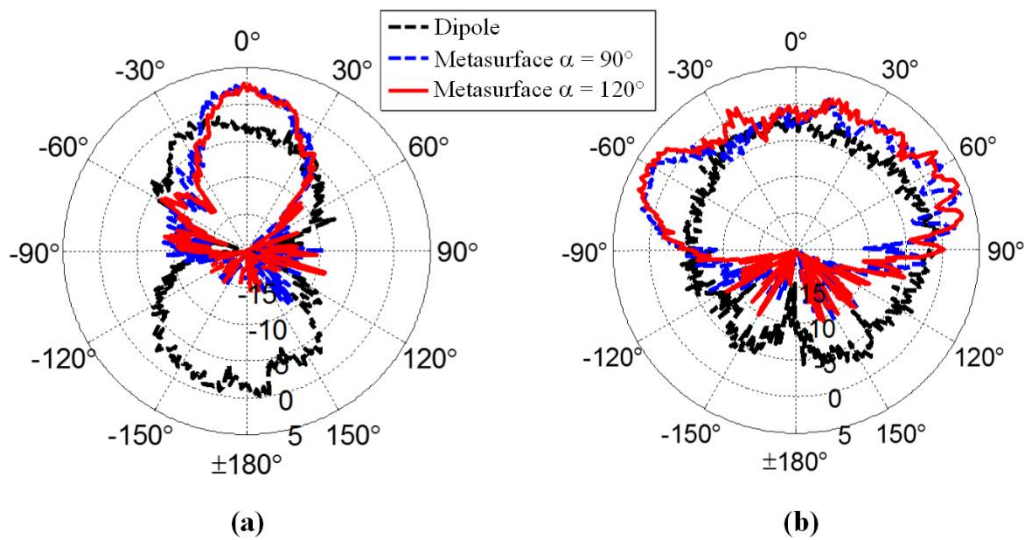


Figure 5-14: Diagrammes de rayonnement des deux configurations de réflecteurs dièdre 90° et 120° suivant les plans E et H.

5.5 Conclusions et perspectives

Dans ce chapitre, nous avons utilisé la métasurface active pour concevoir deux types d'antennes à réflecteur. Dans un premier temps, nous avons utilisé la métasurface pour réaliser une antenne à réflecteur cylindro-parabolique active. Cette structure nous a permis de démontrer la reconfigurabilité en fréquence sur plus de 28% de bande autour de 10,5 GHz. Ensuite, nous avons pu démontrer qu'en décalant le profil de phase du centre, nous arrivons à dépointer le lobe principal jusqu'à un angle maximum de 55° . Dans un deuxième temps, nous avons testé cette métasurface comme réflecteur dièdre reconfigurable à 10 GHz.

En résumé, nous pouvons concevoir plusieurs configurations d'antenne à réflecteur avec cette seule métasurface active. Ces configurations peuvent être obtenues en appliquant le profil de phase permettant d'obtenir la géométrie souhaitée.

Il faut souligner que ce chapitre ne présente qu'une étude préliminaire démontrant la faisabilité des concepts étudiés. La métasurface active n'a pas du tout été conçue spécifiquement pour une des applications mentionnées. Les performances peuvent très bien être améliorées en concevant des métasurfaces plus adaptées. En perspective de ce travail, il serait plus intéressant de réaliser une métasurface contrôlable sur les deux plans. Pour cela, il faudrait réaliser un système de commande matriciel permettant de contrôler chaque cellule unitaire indépendamment.

Conclusions générales et perspectives

Cette thèse a été l'occasion d'étudier différents concepts d'antennes à base de métasurfaces. Pour cela, j'ai présenté dans le chapitre 1 un état de l'art non exhaustif sur les métamatériaux et les métasurfaces en rappelant les récentes avancées à partir des travaux des groupes les plus actifs dans ce domaine.

Ensuite dans le chapitre 2 traitant les antennes à cavité Fabry-Perot utilisant une métasurface comme surface partiellement réfléchissante (SPR), j'ai présenté un modèle analytique simplifié basé sur l'optique géométrique qui permet de calculer la modulation requise de la phase sur la SPR afin de produire un dépointage de faisceau d'antenne. Ce modèle nous permet de calculer les valeurs de phase de transmission nécessaires en prenant en compte les réflexions successives de l'onde à l'intérieur de la cavité entre les deux réflecteurs. Dans ce chapitre, nous avons pu démontrer que dans le cas d'une cavité sub-longueur d'onde, la modulation des quatre cellules centrales de la SPR est suffisante pour produire un dépointage. Cependant, nous avons montré également que la modulation de phase appliquée aux cellules restantes influait sur le niveau des lobes secondaires. Le modèle a été validé numériquement et expérimentalement autour de 2 GHz. Dans le chapitre 3, j'ai présenté un nouveau concept de métasurface permettant de réaliser un dépointage de faisceau dans une antenne à cavité FP, basé sur la modulation d'indice du substrat. Ce concept consiste à appliquer un gradient de phase en faisant varier la permittivité du substrat constituant la SPR. Ensuite, nous avons étudié l'effet de l'accumulation de la phase en combinant ce substrat GRIN avec des grilles inductive et capacitive non uniformes. Cette combinaison nous a permis d'atteindre de forts dépointages, jusqu'à 70° . Un tel angle de dépointage n'avait jamais été atteint auparavant avec une antenne à cavité FP. Enfin, nous avons démontré que le gradient de phase introduit par le substrat GRIN peut également être supprimé en introduisant un autre gradient via des grilles non uniformes dans le sens inverse.

Dans les deux derniers chapitres, j'ai présenté une métasurface active fonctionnant en bande X (8,2 GHz - 12,4 GHz). Cette métasurface a permis d'émuler plusieurs fonctions.

Dans le chapitre 4, j'ai utilisé cette métasurface active comme un réflecteur contrôlable illuminé par une source externe. Cette métasurface a permis d'étudier le phénomène de réflexion anormale produite lorsqu'un gradient de phase est appliqué en surface. Cela a permis de démontrer que l'angle de dépointage pouvait être contrôlé en faisant varier la phase en surface en modifiant la tension appliquée aux varactors de chaque cellule. Ensuite, nous avons démontré que cette métasurface pouvait produire le même angle dépointage sur une bande de fréquences de 30% autour de 10 GHz. Enfin, nous avons démontré que cette métasurface pouvait également être utilisée comme polariseur reconfigurable pour convertir de la polarisation linéaire en circulaire.

Dans le chapitre 5, cette même métasurface plane a été utilisée pour réaliser une antenne à réflecteur cylindro-parabolique. Cette antenne fonctionne sur une bande de fréquences de plus de 28% autour

de 10,5 GHz. Ensuite, nous avons démontré qu'un dépointage du lobe principal atteignant les 55° pouvait être obtenu en décalant le profil de phase. Ensuite, nous avons reconfiguré cette métasurface comme un réflecteur dièdre reconfigurable à 10 GHz. C'est à notre connaissance la première fois qu'on démontrait ce type de reconfiguration à la volée sur une métasurface réfléchissante plane. Dans les deux exemples présentés, la reconfigurabilité se fait dans un seul plan. Nous travaillons actuellement sur une structure reconfigurable dans les deux plans orthogonaux. Il faut souligner que ce chapitre ne présente qu'une étude préliminaire démontrant la faisabilité des concepts étudiés. La métasurface active n'a pas du tout été conçue spécifiquement pour une des applications mentionnées. Les performances peuvent très bien être améliorées en concevant des métasurfaces optimisées.

De manière générale, les études menées tout au long de cette thèse ont produit des résultats originaux qui ouvrent des perspectives intéressantes. En ce qui concerne les travaux présentés dans la première partie sur les antennes à cavité FP, il serait très nécessaire d'approfondir l'étude menée sur le modèle analytique. Cette étude devra permettre de prendre en compte d'autres paramètres négligés lors du développement de ce modèle simplifié. Il serait également intéressant de pouvoir réaliser des dépointages suivant les deux plans en contrôlant indépendamment la réponse de chaque cellule unitaire. Cette étude est en cours dans le cadre d'un nouveau projet en partenariat avec le CNES et ArianeGroup (ex Airbus Safran Launchers).

Dans la deuxième partie du manuscrit, ce qui est intéressant à retenir est qu'avec une seule métasurface reconfigurable nous avons pu tester différentes configurations d'antennes fonctionnant en tant que réflecteur. A partir de la démonstration de ce concept, il est facile d'imaginer des applications liées à différents domaines telles que l'aéronautique, le spatial, la défense ...etc. Par exemple, la métasurface utilisée comme réflecteur reconfigurable peut très bien être utilisée pour concevoir de nouveaux systèmes de radar aéroportés [251] [252]. De plus, contrôler la polarisation de manière électronique est également très intéressant pour les systèmes radar. En effet, cela permet d'améliorer la signature radar de la cible en émettant dans différentes polarisations, et également à différentes fréquences. Ce type de radar complique la furtivité de la cible [253]. Aujourd'hui, des solutions existent, mais qui utilisent des systèmes mécaniques [254]. La polarisation circulaire est également très intéressante pour les communications spatiales.

D'autre part, l'utilisation des métasurfaces pour concevoir des antennes à réflecteurs présentent également de nombreuses potentialités. L'antenne à réflecteur parabolique reconfigurable par exemple permet d'atteindre des niveaux de gain assez élevés. Ce type d'antenne peut très bien être embarqué sur des porteurs mobiles tels que les avions pour établir des liaisons SATCOM. Les niveaux de gain atteints jusqu'à présent, de l'ordre de 20 dBi, correspondent aux niveaux de gain des antennes embarquées sur les satellites permettant de couvrir une large surface sur Terre. La

possibilité d'orienter virtuellement la parabole en agissant sur la commande des cellules sans changer la géométrie physique de l'ensemble est assez intéressante. Plus prosaïquement, et en version passive, elle pourrait remplacer les antennes paraboliques classiques, y compris des antennes de radiotélescope de grande taille.

Le fait de pouvoir reconfigurer la forme du réflecteur facilement permet également d'obtenir des formes assez complexes. Par exemple, les antennes satellitaires nécessitent parfois de couvrir une zone géographique bien définie. Pour cela, il faut établir des géométries de réflecteurs très complexes à mettre en œuvre [255] [256] [257] [258]. Les métasurfaces le permettent donc assez facilement en appliquant le profil de phase qui correspond à la géométrie souhaitée.

Par conséquent, les applications envisageables restent multiples. Il est certain qu'il reste à améliorer plusieurs autres paramètres, par exemple l'efficacité des réflecteurs. En effet, les pertes ne sont pas négligeables pour les structures actives utilisant des diodes varactors par exemple. Pour diminuer ces pertes, il faut concevoir des diodes varactors ayant le moins d'éléments parasites possibles, par exemple en supprimant le boîtier. Un projet financé par la SATT de Paris Saclay pourrait démarrer bientôt sur ce sujet.

Pour ma part, je reste très optimiste car aujourd'hui les métasurfaces permettent de contrôler à volonté la propagation des ondes électromagnétiques et permettront donc dans un avenir proche de mettre en œuvre de futurs concepts d'antennes destinées à différentes applications.

Bibliographie

- [1] Kymeta Corporation, kymetacorp.com.
- [2] PARC a Xerox company, parc.com/services/focus-area/metamaterials.
- [3] Metamaterial Technologies Inc. (MTI), metamaterial.com.
- [4] Z. Liu, X. Zhang, Y. Mao, Y. Y. Zhu, Z. Yang, C. T. Chan et P. Sheng, «Locally resonant sonic materials», *Science*, vol. 289, pp. 1734-1736, 2000.
- [5] S. A. Cummer, J. Christensen et A. Alù, «Controlling sound with acoustic metamaterials», *Nature Reviews Materials*, vol. 1, p. 16001, 2016.
- [6] T. Brunet, A. Merlin, B. Mascaró, K. Zimny, J. Leng, O. Poncelet, C. Aristégui et O. Mondain-Monval, «Soft 3D acoustic metamaterial with negative index», *Nature Materials*, vol. 14, pp. 384-388, 2015.
- [7] J. Christensen et F. J. de Abajo and García, «Anisotropic metamaterials for full control of acoustic waves», *Physical Review Letters*, vol. 108, p. 124301, 2012.
- [8] Y. Li, B. Liang, Z.-m. Gu, X.-y. Zou et J.-c. Cheng, «Reflected wavefront manipulation based on ultrathin planar acoustic metasurfaces», *Scientific Reports*, vol. 3, p. 2546, 2013.
- [9] P. Wang, L. Lu et K. Bertoldi, «Topological phononic crystals with one-way elastic edge waves», *Physical Review Letters*, vol. 115, p. 104302, 2015.
- [10] A. Colombi, D. Colquitt, P. Roux, S. Guenneau et R. V. Craster, «A seismic metamaterial: The resonant metawedge», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [11] A. Colombi, P. Roux, S. Guenneau, P. Gueguen et R. V. Craster, «Forests as a natural seismic metamaterial: Rayleigh wave bandgaps induced by local resonances», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [12] T. Han, X. Bai, J. T. L. Thong, B. Li et C.-W. Qiu, «Full control and manipulation of heat signatures: Cloaking, camouflage and thermal metamaterials», *Advanced Materials*, vol. 26, pp. 1731-1734, 2014.
- [13] D. Petiteau, S. Guenneau, M. Bellieud, M. Zerrad et C. Amra, «Spectral effectiveness of engineered thermal cloaks in the frequency regime», *Scientific Reports*, vol. 4, p. 7386, 2014.

- [14] P. R. Bandaru, K. P. Vemuri, F. M. Canbazoglu et R. S. Kapadia, «Layered thermal metamaterials for the directing and harvesting of conductive heat», *AIP Advances*, vol. 5, p. 053403, 2015.
- [15] D. Monroe, «Focus: Invisibility Cloak for Heat», *Physics*, vol. 6, p. 54, 2013.
- [16] V. G. Veselago, «The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ », *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, p. 509, 1968.
- [17] R. A. Shelby, D. R. Smith et S. Schultz, «Experimental verification of a negative index of refraction», *Science*, vol. 292, pp. 77-79, 2001.
- [18] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart et I. Youngs, «Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures», *Physical Review Letters*, vol. 76, p. 4773, 1996.
- [19] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins et W. J. Stewart, «Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena», *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.
- [20] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser et S. Schultz, «Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity», *Physical Review Letters*, vol. 84, p. 4184, 2000.
- [21] J. B. Pendry et D. R. Smith, «Reversing light with negative refraction», *Physics Today*, vol. 57, pp. 37-43, 2004.
- [22] J. B. Pendry, «Negative refraction makes a perfect lens», *Physical Review Letters*, vol. 85, p. 3966, 2000.
- [23] J. B. Pendry et D. R. Smith, «The quest for the superlens», *Scientific American*, vol. 295, pp. 60-67, 2006.
- [24] M. J. Freire, R. Marques et L. Jelinek, «Experimental demonstration of a $\mu = -1$ metamaterial lens for magnetic resonance imaging», *Applied Physics Letters*, vol. 93, p. 231108, 2008.
- [25] M. A. Lopez, M. J. Freire, J. M. Algarin, V. C. Behr, P. M. Jakob et R. Marqués, «Nonlinear split-ring metamaterial slabs for magnetic resonance imaging», *Applied Physics Letters*, vol. 98, p. 133508, 2011.
- [26] A. Grbic et G. V. Eleftheriades, «Overcoming the diffraction limit with a planar left-handed transmission-line lens», *Physical Review Letters*, vol. 92, p. 117403, 2004.
- [27] N. Fang, H. Lee, C. Sun et X. Zhang, «Sub-diffraction-limited optical imaging with a silver superlens», *Science*, vol. 308, pp. 534-537, 2005.

- [28] D. Schurig, J. J. Mock, B. J. Justice, S. A. Cummer, J. B. Pendry, A. F. Starr et D. R. Smith, «Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies», *Science*, vol. 314, pp. 977-980, 2006.
- [29] W. Cai, U. K. Chettiar, A. V. Kildishev et V. M. Shalaev, «Optical cloaking with metamaterials», *Nature Photonics*, vol. 1, pp. 224-227, 2007.
- [30] T. Ergin, N. Stenger, P. Brenner, J. B. Pendry et M. Wegener, «Three-dimensional invisibility cloak at optical wavelengths», *Science*, vol. 328, pp. 337-339, 2010.
- [31] J. Hao, W. Yan et M. Qiu, «Super-reflection and cloaking based on zero index metamaterial», *Applied Physics Letters*, vol. 96, p. 101109, 2010.
- [32] J. Valentine, J. Li, T. Zentgraf, G. Bartal et X. Zhang, «An optical cloak made of dielectrics», *Nature Materials*, vol. 8, pp. 568-571, 2009.
- [33] R. Liu, C. Ji, J. J. Mock, J. Y. Chin, T. J. Cui et D. R. Smith, «Broadband ground-plane cloak», *Science*, vol. 323, pp. 366-369, 2009.
- [34] B. Kanté, D. Germain et A. de Lustrac, «Experimental demonstration of a nonmagnetic metamaterial cloak at microwave frequencies», *Physical Review B*, vol. 80, p. 201104, 2009.
- [35] J. B. Pendry, D. Schurig et D. R. Smith, «Controlling electromagnetic fields», *Science*, vol. 312, pp. 1780-1782, 2006.
- [36] U. Leonhardt, «Optical conformal mapping», *Science*, vol. 312, pp. 1777-1780, 2006.
- [37] Y. Lai, J. Ng, H. Chen, D. Han, J. Xiao, Z.-Q. Zhang et C. T. Chan, «Illusion optics: the optical transformation of an object into another object», *Physical Review Letters*, vol. 102, p. 253902, 2009.
- [38] C. Li, X. Meng, X. Liu, F. Li, G. Fang, H. Chen et C. T. Chan, «Experimental realization of a circuit-based broadband illusion-optics analogue», *Physical Review Letters*, vol. 105, p. 233906, 2010.
- [39] Y. Xu, S. Du, L. Gao et H. Chen, «Overlapped illusion optics: a perfect lens brings a brighter feature», *New Journal of Physics*, vol. 13, p. 023010, 2011.
- [40] C. Li, X. Liu, G. Liu, F. Li et G. Fang, «Experimental demonstration of illusion optics with “external cloaking” effects», *Applied Physics Letters*, vol. 99, p. 084104, 2011.
- [41] Y. Lai, J. Ng, H.-Y. Chen, Z.-Q. Zhang et C. T. Chan, «Illusion optics», *Frontiers of Physics in China*, vol. 5, pp. 308-318, 2010.

- [42] J. Yi, P.-H. Tichit, S. N. Burokur et A. de Lustrac, «Illusion optics: Optically transforming the nature and the location of electromagnetic emissions», *Journal of Applied Physics*, vol. 117, p. 084903, 2015.
- [43] D.-H. Kwon et D. H. Werner, «Flat focusing lens designs having minimized reflection based on coordinate transformation techniques», *Optics Express*, vol. 17, pp. 7807-7817, 2009.
- [44] D. A. Roberts, N. Kundtz et D. R. Smith, «Optical lens compression via transformation optics», *Optics Express*, vol. 17, pp. 16535-16542, 2009.
- [45] N. Kundtz et D. R. Smith, «Extreme-angle broadband metamaterial lens», *Nature Materials*, vol. 9, pp. 129-132, 2010.
- [46] R. Yang, W. Tang et Y. Hao, «A broadband zone plate lens from transformation optics», *Optics Express*, vol. 19, pp. 12348-12355, 2011.
- [47] O. Quevedo-Teruel et Y. Hao, «Directive radiation from a diffuse Luneburg lens», *Optics Letters*, vol. 38, pp. 392-394, 2013.
- [48] J. Yi, S. N. Burokur et A. de Lustrac, «Conceptual design of a beam steering lens through transformation electromagnetics», *Optics Express*, vol. 23, pp. 12942-12951, 2015.
- [49] J. Yi, S. N. Burokur, G.-P. Piau et A. de Lustrac, «Restoring in-phase emissions from non-planar radiating elements using a transformation optics based lens», *Applied Physics Letters*, vol. 107, p. 024101, 2015.
- [50] P.-H. Tichit, S. N. Burokur, D. Germain et A. De Lustrac, «Design and experimental demonstration of a high-directive emission with transformation optics», *Physical Review B*, vol. 83, p. 155108, 2011.
- [51] H. Chen, R.-X. Miao et M. Li, «Transformation optics that mimics the system outside a Schwarzschild black hole», *Optics Express*, vol. 18, pp. 15183-15188, 2010.
- [52] D. A. Genov, S. Zhang et X. Zhang, «Mimicking celestial mechanics in metamaterials», *Nature Physics*, vol. 5, pp. 687-692, 2009.
- [53] A. Greenleaf, Y. Kurylev, M. Lassas et G. Uhlmann, «Electromagnetic wormholes and virtual magnetic monopoles from metamaterials», *Physical Review Letters*, vol. 99, p. 183901, 2007.
- [54] A. Greenleaf, Y. Kurylev, M. Lassas et G. Uhlmann, «Cloaking devices, electromagnetic wormholes, and transformation optics», *SIAM Review*, vol. 51, pp. 3-33, 2009.
- [55] M. Rahm, D. Schurig, D. A. Roberts, S. A. Cummer, D. R. Smith et J. B. Pendry, «Design of electromagnetic cloaks and concentrators using form-invariant coordinate

- transformations of Maxwell's equations», *Photonics and Nanostructures-fundamentals and Applications*, vol. 6, pp. 87-95, 2008.
- [56] K. Zhang, Q. Wu, J.-H. Fu et L.-W. Li, «Cylindrical electromagnetic concentrator with only axial constitutive parameter spatially variant», *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 28, pp. 1573-1577, 2011.
- [57] T. Li, M. Huang, J. Yang, S. Mu et Y. Lan, «Three dimensional electromagnetic concentrators with homogeneous material parameters», *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 18, pp. 119-130, 2011.
- [58] H. Chen, B. Hou, S. Chen, X. Ao, W. Wen et C. T. Chan, «Design and experimental realization of a broadband transformation media field rotator at microwave frequencies», *Physical Review Letters*, vol. 102, p. 183903, 2009.
- [59] H. Chen et C. T. Chan, «Transformation media that rotate electromagnetic fields», *Applied Physics Letters*, vol. 90, p. 241105, 2007.
- [60] M. Rahm, S. A. Cummer, D. Schurig, J. B. Pendry et D. R. Smith, «Optical design of reflectionless complex media by finite embedded coordinate transformations», *Physical Review Letters*, vol. 100, p. 063903, 2008.
- [61] P.-H. Tichit, S. N. Burokur et A. de Lustrac, «Waveguide taper engineering using coordinate transformation technology», *Optics Express*, vol. 18, pp. 767-772, 2010.
- [62] J. Yi, G.-P. Piau, A. De Lustrac et S. N. Burokur, «Electromagnetic field tapering using all-dielectric gradient index materials», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [63] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. A. Gordon, J. O'Hara, J. Booth et D. R. Smith, «An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials», *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, pp. 10-35, 2012.
- [64] R. Descartes, «La Dioptrique (1637)», *Œuvres et Lettres*, 1987.
- [65] N. Yu, P. Genevet, M. A. Kats, F. Aieta, J.-P. Tetienne, F. Capasso et Z. Gaburro, «Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction», *Science*, vol. 334, pp. 333-337, 2011.
- [66] N. Yu, F. Aieta, P. Genevet, M. A. Kats, Z. Gaburro et F. Capasso, «A broadband, background-free quarter-wave plate based on plasmonic metasurfaces», *Nano Letters*, vol. 12, pp. 6328-6333, 2012.
- [67] J. Hao, Y. Yuan, L. Ran, T. Jiang, J. A. Kong, C. T. Chan et L. Zhou, «Manipulating electromagnetic wave polarizations by anisotropic metamaterials», *Physical Review Letters*, vol. 99, p. 063908, 2007.

- [68] A. Pors, M. G. Nielsen, G. Della Valle, M. Willatzén, O. Albrechtsen et S. I. Bozhevolnyi, «Plasmonic metamaterial wave retarders in reflection by orthogonally oriented detuned electrical dipoles», *Optics Letters*, vol. 36, pp. 1626-1628, 2011.
- [69] F. Wang, A. Chakrabarty, F. Minkowski, K. Sun et Q.-H. Wei, «Polarization conversion with elliptical patch nanoantennas», *Applied Physics Letters*, vol. 101, p. 023101, 2012.
- [70] M. Tymchenko, J. S. Gomez-Diaz, J. Lee, N. Nookala, M. A. Belkin et A. Alù, «Gradient nonlinear Pancharatnam-Berry metasurfaces», *Physical Review Letters*, vol. 115, p. 207403, 2015.
- [71] H. Chen, J. Wang, H. Ma, S. Qu, Z. Xu, A. Zhang, M. Yan et Y. Li, «Ultra-wideband polarization conversion metasurfaces based on multiple plasmon resonances», *Journal of Applied Physics*, vol. 115, p. 154504, 2014.
- [72] Y. Yang, W. Wang, P. Moitra, I. I. Kravchenko, D. P. Briggs et J. Valentine, «Dielectric meta-reflectarray for broadband linear polarization conversion and optical vortex generation», *Nano Letters*, vol. 14, pp. 1394-1399, 2014.
- [73] C. Huygens, «1690», *Traité de La Lumière*, 1912.
- [74] S. A. Schelkunoff, «Some equivalence theorems of electromagnetics and their application to radiation problems», *The Bell System Technical Journal*, vol. 15, pp. 92-112, 1936.
- [75] C. Pfeiffer, N. K. Emani, A. M. Shaltout, A. Boltasseva, V. M. Shalaev et A. Grbic, «Efficient light bending with isotropic metamaterial Huygens' surfaces», *Nano letters*, vol. 14, pp. 2491-2497, 2014.
- [76] C. Pfeiffer et A. Grbic, «Metamaterial Huygens' surfaces: tailoring wave fronts with reflectionless sheets», *Physical Review Letters*, vol. 110, p. 197401, 2013.
- [77] X. Ni, S. Ishii, A. V. Kildishev et V. M. Shalaev, «Ultra-thin, planar, Babinet-inverted plasmonic metalenses», *Light: Science & Applications*, vol. 2, p. e72, 2013.
- [78] E. Karimi, S. A. Schulz, I. De Leon, H. Qassim, J. Upham et R. W. Boyd, «Generating optical orbital angular momentum at visible wavelengths using a plasmonic metasurface», *Light: Science & Applications*, vol. 3, p. e167, 2014.
- [79] L. Huang, X. Chen, H. Mühlenbernd, G. Li, B. Bai, Q. Tan, G. Jin, T. Zentgraf et S. Zhang, «Dispersionless phase discontinuities for controlling light propagation», *Nano Letters*, vol. 12, pp. 5750-5755, 2012.
- [80] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous et E. Yablonovitch, «High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059-2074, 1999.

- [81] D. F. Sievenpiper, J. H. Schaffner, H. J. Song, R. Y. Loo et G. Tandonan, «Two-dimensional beam steering using an electrically tunable impedance surface», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2713-2722, 2003.
- [82] M. Huang, S. Yang, F. Gao, R. Quarfoth et D. Sievenpiper, «A 2-D multibeam half Maxwell fish-eye lens antenna using high impedance surfaces», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 365-368, 2014.
- [83] H. Wakatsuchi, S. Kim, J. J. Rushton et D. F. Sievenpiper, «Waveform-dependent absorbing metasurfaces», *Physical Review Letters*, vol. 111, p. 245501, 2013.
- [84] H. Wakatsuchi, S. Kim, J. J. Rushton et D. F. Sievenpiper, «Circuit-based nonlinear metasurface absorbers for high power surface currents», *Applied Physics Letters*, vol. 102, p. 214103, 2013.
- [85] H. Wakatsuchi, F. Gao, S. Yagitani et D. F. Sievenpiper, «Responses of Waveform-Selective Absorbing Metasurfaces to Oblique Waves at the Same Frequency», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [86] B. H. Fong, J. S. Colburn, J. J. Ottusch, J. L. Visher et D. F. Sievenpiper, «Scalar and tensor holographic artificial impedance surfaces», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 3212-3221, 2010.
- [87] M. Li, S.-Q. Xiao et D. F. Sievenpiper, «Polarization-Insensitive Holographic Surfaces With Broadside Radiation», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 5272-5280, 2016.
- [88] Z. Luo, X. Chen, J. Long, R. Quarfoth et D. Sievenpiper, «Self-focusing of electromagnetic surface waves on a nonlinear impedance surface», *Applied Physics Letters*, vol. 106, p. 211102, 2015.
- [89] E. Forati, G. W. Hanson et D. F. Sievenpiper, «An epsilon-near-zero total-internal-reflection metamaterial antenna», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 1909-1916, 2015.
- [90] G. Minatti, M. Faenzi, E. Martini, F. Caminita, P. De Vita, D. González-Ovejero, M. Sabbadini et S. Maci, «Modulated metasurface antennas for space: Synthesis, analysis and realizations», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 1288-1300, 2015.
- [91] G. Minatti, F. Caminita, M. Casaletti et S. Maci, «Spiral leaky-wave antennas based on modulated surface impedance», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 4436-4444, 2011.

- [92] S. Maci, G. Minatti, M. Casaletti et M. Bosiljevac, «Metasurfing: Addressing waves on impenetrable metasurfaces», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1499-1502, 2011.
- [93] D. González-Ovejero et S. Maci, «Gaussian ring basis functions for the analysis of modulated metasurface antennas», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 3982-3993, 2015.
- [94] G. Minatti, S. Maci, P. De Vita, A. Freni et M. Sabbadini, «A circularly-polarized isoflux antenna based on anisotropic metasurface», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 4998-5009, 2012.
- [95] C. Pfeiffer et A. Grbic, «Bianisotropic metasurfaces for optimal polarization control: Analysis and synthesis», *Physical Review Applied*, vol. 2, p. 044011, 2014.
- [96] M. Ettore et A. Grbic, «Generation of propagating Bessel beams using leaky-wave modes», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 3605-3613, 2012.
- [97] D. Zaluški, A. Grbic et S. Hrabar, «Analytical and experimental characterization of metasurfaces with normal polarizability», *Physical Review B*, vol. 93, p. 155156, 2016.
- [98] A. M. Patel et A. Grbic, «A printed leaky-wave antenna based on a sinusoidally-modulated reactance surface», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 2087-2096, 2011.
- [99] B. B. Tierney et A. Grbic, «Arbitrary beam shaping using 1-d impedance surfaces supporting leaky waves», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 2439-2448, 2015.
- [100] C. Pfeiffer et A. Grbic, «A printed, broadband Luneburg lens antenna», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 3055-3059, 2010.
- [101] A. Epstein, J. P. S. Wong et G. V. Eleftheriades, «Cavity-excited Huygens'/metasurface antennas for near-unity aperture illumination efficiency from arbitrarily large apertures», *Nature Communications*, vol. 7, 2016.
- [102] M. Selvanayagam et G. V. Eleftheriades, «Experimental demonstration of active electromagnetic cloaking», *Physical Review X*, vol. 3, p. 041011, 2013.
- [103] M. Selvanayagam et G. V. Eleftheriades, «Polarization control using tensor Huygens surfaces», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 6155-6168, 2014.
- [104] A. Mehdipour et G. V. Eleftheriades, «Leaky-wave antennas using negative-refractive-index transmission-line metamaterial supercells», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 3929-3942, 2014.

- [105] A. Mehdipour, J. W. Wong et G. V. Eleftheriades, «Beam-squinting reduction of leaky-wave antennas using Huygens metasurfaces», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 978-992, 2015.
- [106] M. Memarian et G. V. Eleftheriades, «Dirac leaky-wave antennas for continuous beam scanning from photonic crystals», *Nature Communications*, vol. 6, 2015.
- [107] M. Selvanayagam et G. V. Eleftheriades, «A compact printed antenna with an embedded double-tuned metamaterial matching network», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 2354-2361, 2010.
- [108] C. G. M. Ryan et G. V. Eleftheriades, «Single-and Dual-Band transparent circularly polarized patch antennas with metamaterial loading», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 470-473, 2015.
- [109] H. Mirzaei et G. V. Eleftheriades, «A compact frequency-reconfigurable metamaterial-inspired antenna», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1154-1157, 2011.
- [110] M. A. Antoniadou et G. V. Eleftheriades, «A multiband monopole antenna with an embedded reactance-cancelling transmission-line matching network», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 1107-1110, 2010.
- [111] M. A. Antoniadou et G. V. Eleftheriades, «Multiband compact printed dipole antennas using NRI-TL metamaterial loading», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 5613-5626, 2012.
- [112] J. Zhu et G. V. Eleftheriades, «A simple approach for reducing mutual coupling in two closely spaced metamaterial-inspired monopole antennas», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 379-382, 2010.
- [113] T. J. Cui, M. Q. Qi, X. Wan, J. Zhao et Q. Cheng, «Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials», *Light: Science & Applications*, vol. 3, p. e218, 2014.
- [114] X. Wan, M. Q. Qi, T. Y. Chen et T. J. Cui, «Field-programmable beam reconfiguring based on digitally-controlled coding metasurface», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [115] Y. B. Li, L. L. Li, B. B. Xu, W. Wu, R. Y. Wu, X. Wan, Q. Cheng et T. J. Cui, «Transmission-type 2-bit programmable metasurface for single-sensor and single-frequency microwave imaging», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [116] Q. Cheng, H. F. Ma et T. J. Cui, «Broadband planar Luneburg lens based on complementary metamaterials», *Applied Physics Letters*, vol. 95, p. 181901, 2009.

- [117] H. F. Ma, X. Chen, H. S. Xu, X. M. Yang, W. X. Jiang et T. J. Cui, «Experiments on high-performance beam-scanning antennas made of gradient-index metamaterials», *Applied Physics Letters*, vol. 95, p. 094107, 2009.
- [118] S. L. Jia, X. Wan, D. Bao, Y. J. Zhao et T. J. Cui, «Independent controls of orthogonally polarized transmitted waves using a Huygens metasurface», *Laser & Photonics Reviews*, vol. 9, pp. 545-553, 2015.
- [119] H. F. Ma, Y. Q. Liu, K. Luan et T. J. Cui, «Multi-beam reflections with flexible control of polarizations by using anisotropic metasurfaces», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [120] B. G. Cai, Y. B. Li, W. X. Jiang, Q. Cheng et T. J. Cui, «Generation of spatial Bessel beams using holographic metasurface», *Optics Express*, vol. 23, pp. 7593-7601, 2015.
- [121] X. Wan, W. Xiang Jiang, H. Feng Ma et T. Jun Cui, «A broadband transformation-optics metasurface lens», *Applied Physics Letters*, vol. 104, p. 151601, 2014.
- [122] B. Zhou, Y. Yang, H. Li et T. J. Cui, «Beam-steering Vivaldi antenna based on partial Luneburg lens constructed with composite materials», *Journal of Applied Physics*, vol. 110, p. 084908, 2011.
- [123] Y. B. Li, B. G. Cai, Q. Cheng et T. J. Cui, «Isotropic Holographic Metasurfaces for Dual-Functional Radiations without Mutual Interferences», *Advanced Functional Materials*, vol. 26, pp. 29-35, 2016.
- [124] Z. H. Jiang, M. D. Gregory et D. H. Werner, «A broadband monopole antenna enabled by an ultrathin anisotropic metamaterial coating», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1543-1546, 2011.
- [125] E. Lier, D. H. Werner, C. P. Scarborough, Q. Wu et J. A. Bossard, «An octave-bandwidth negligible-loss radiofrequency metamaterial», *Nature Materials*, vol. 10, pp. 216-222, 2011.
- [126] Q. Wu, C. P. Scarborough, D. H. Werner, E. Lier et X. Wang, «Design synthesis of metasurfaces for broadband hybrid-mode horn antennas with enhanced radiation pattern and polarization characteristics», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 3594-3604, 2012.
- [127] Z. H. Jiang, M. D. Gregory et D. H. Werner, «Broadband high directivity multibeam emission through transformation optics-enabled metamaterial lenses», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 5063-5074, 2012.
- [128] J. P. Turpin, Q. Wu, D. H. Werner, B. Martin, M. Bray et E. Lier, «Near-zero-index metamaterial lens combined with AMC metasurface for high-directivity low-profile

- antennas», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 1928-1936, 2014.
- [129] Q. Wu, Z. H. Jiang, O. Quevedo-Teruel, J. P. Turpin, W. Tang, Y. Hao et D. H. Werner, «Transformation optics inspired multibeam lens antennas for broadband directive radiation», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 5910-5922, 2013.
- [130] D. E. Brocker, J. P. Turpin, P. L. Werner et D. H. Werner, «Optimization of gradient index lenses using quasi-conformal contour transformations», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1787-1791, 2014.
- [131] Z. H. Jiang, Q. Wu et D. H. Werner, «Demonstration of enhanced broadband unidirectional electromagnetic radiation enabled by a subwavelength profile leaky anisotropic zero-index metamaterial coating», *Physical Review B*, vol. 86, p. 125131, 2012.
- [132] Z. H. Jiang, Q. Wu, D. E. Brocker, P. E. Sieber et D. H. Werner, «A low-profile high-gain substrate-integrated waveguide slot antenna enabled by an ultrathin anisotropic zero-index metamaterial coating», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 1173-1184, 2014.
- [133] D. J. Kern et D. H. Werner, «A genetic algorithm approach to the design of ultra-thin electromagnetic bandgap absorbers», *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, pp. 61-64, 2003.
- [134] I. Martinez, A. H. Panaretos, D. H. Werner, G. Oliveri et A. Massa, «Ultra-thin reconfigurable electromagnetic metasurface absorbers», *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013.
- [135] N. M. Estakhri et A. Alù, «Ultra-thin unidirectional carpet cloak and wavefront reconstruction with graded metasurfaces», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1775-1778, 2014.
- [136] A. Monti, J. Soric, A. Alu, F. Bilotti, A. Toscano et L. Vegni, «Overcoming mutual blockage between neighboring dipole antennas using a low-profile patterned metasurface», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1414-1417, 2012.
- [137] P.-Y. Chen, C. Argyropoulos et A. Alù, «Broadening the cloaking bandwidth with non-foster metasurfaces», *Physical Review Letters*, vol. 111, p. 233001, 2013.
- [138] J. C. Soric, N. Engheta, S. Maci et A. Alu, «Omnidirectional Metamaterial Antennas Based on varepsilon -Near-Zero Channel Matching», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 33-44, 2013.

- [139] Y. Li, A. Alu et H. Ling, «Investigation of leaky-wave propagation and radiation in a metal cut-wire array», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 1630-1634, 2012.
- [140] Y. R. Padooru, A. B. Yakovlev, P.-Y. Chen et A. Alù, «Analytical modeling of conformal mantle cloaks for cylindrical objects using sub-wavelength printed and slotted arrays», *Journal of Applied Physics*, vol. 112, p. 034907, 2012.
- [141] J. C. Soric, A. Monti, A. Toscano, F. Bilotti et A. Alù, «Dual-polarized reduction of dipole antenna blockage using mantle cloaks», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 4827-4834, 2015.
- [142] A. Monti, J. Soric, M. Barbuto, D. Ramaccia, S. Vellucci, F. Trotta, A. Alù, A. Toscano et F. Bilotti, «Mantle cloaking for co-site radio-frequency antennas», *Applied Physics Letters*, vol. 108, p. 113502, 2016.
- [143] Y. Hadad, D. L. Sounas et A. Alu, «Space-time gradient metasurfaces», *Physical Review B*, vol. 92, p. 100304, 2015.
- [144] D. Correas-Serrano, J. S. Gomez-Diaz, A. Alù et A. Á. Melcón, «Electrically and magnetically biased graphene-based cylindrical waveguides: Analysis and applications as reconfigurable antennas», *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 5, pp. 951-960, 2015.
- [145] W. Sun, Q. He, J. Hao et L. Zhou, «A transparent metamaterial to manipulate electromagnetic wave polarizations», *Optics Letters*, vol. 36, pp. 927-929, 2011.
- [146] H.-X. Xu, S. Sun, S. Tang, S. Ma, Q. He, G.-M. Wang, T. Cai, H.-P. Li et L. Zhou, «Dynamical control on helicity of electromagnetic waves by tunable metasurfaces», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [147] T. Cai, S. Tang, G. Wang, H. Xu, S. Sun, Q. He et L. Zhou, «High-Performance Bifunctional Metasurfaces in Transmission and Reflection Geometries», *Advanced Optical Materials*, 2016.
- [148] J. Zhu, Z. Ma, W. Sun, F. Ding, Q. He, L. Zhou et Y. Ma, «Ultra-broadband terahertz metamaterial absorber», *Applied Physics Letters*, vol. 105, p. 021102, 2014.
- [149] G. Wang, Z. Gao, S. Tang, C. Chen, F. Duan, S. Zhao, S. Lin, Y. Feng, L. Zhou et Y. Qin, «Microwave absorption properties of carbon nanocoils coated with highly controlled magnetic materials by atomic layer deposition», *ACS Nano*, vol. 6, pp. 11009-11017, 2012.

- [150] X. Li, S. Xiao, B. Cai, Q. He, T. J. Cui et L. Zhou, «Flat metasurfaces to focus electromagnetic waves in reflection geometry», *Optics Letters*, vol. 37, pp. 4940-4942, 2012.
- [151] L. Zhou, H. Li, Y. Qin, Z. Wei et C. T. Chan, «Directive emissions from subwavelength metamaterial-based cavities», *Applied Physics Letters*, vol. 86, p. 101101, 2005.
- [152] H.-X. Xu, S. Tang, G.-M. Wang, T. Cai, W. Huang, Q. He, S. Sun et L. Zhou, «Multifunctional microstrip array combining a linear polarizer and focusing metasurface», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 3676-3682, 2016.
- [153] H.-X. Xu, S. Tang, S. Ma, W. Luo, T. Cai, S. Sun, Q. He et L. Zhou, «Tunable microwave metasurfaces for high-performance operations: dispersion compensation and dynamical switch», *Scientific Reports*, vol. 6, 2016.
- [154] S. Tang, Q. He, S. Xiao, X. Huang et L. Zhou, «Fractal plasmonic metamaterials: physics and applications», *Nanotechnology Reviews*, vol. 4, pp. 277-288, 2015.
- [155] K. Achouri, G. Lavigne, M. A. Salem et C. Caloz, «Metasurface spatial processor for electromagnetic remote control», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 1759-1767, 2016.
- [156] S. Taravati, B. A. Khan, S. Gupta, K. Achouri et C. Caloz, «Nonreciprocal nongyrotropic magnetless metasurface», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017.
- [157] M. Coulombe, S. F. Koodiani et C. Caloz, «Compact elongated mushroom (EM)-EBG structure for enhancement of patch antenna array performances», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 1076-1086, 2010.
- [158] C. Caloz et T. Itoh, «Array factor approach of leaky-wave antennas and application to 1-D/2-D composite right/left-handed (CRLH) structures», *IEEE Microwave and wireless components letters*, vol. 14, pp. 274-276, 2004.
- [159] S. Lim, C. Caloz et T. Itoh, «Electronically scanned composite right/left handed microstrip leaky-wave antenna», *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 277-279, 2004.
- [160] C. Caloz, T. Itoh et A. Rennings, «CRLH metamaterial leaky-wave and resonant antennas», *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, 2008.
- [161] R. Siragusa, E. Perret, P. Lemaitre-Auger, H. Van Nguyen, S. Tedjini et C. Caloz, «A tapered CRLH interdigital/stub leaky-wave antenna with minimized sidelobe levels», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1214-1217, 2012.

- [162] S. Couture, J. Gauthier, T. Kodera et C. Caloz, «Experimental demonstration and potential applications of a tunable NRI ferrite-wire metamaterial», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 1022-1025, 2010.
- [163] T. Kodera et C. Caloz, «Uniform ferrite-loaded open waveguide structure with CRLH response and its application to a novel backfire-to-endfire leaky-wave antenna», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 784-795, 2009.
- [164] P. Lemaitre-Auger, S. Abielmona et C. Caloz, «Generation of Bessel beams by two-dimensional antenna arrays using sub-sampled distributions», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1838-1849, 2013.
- [165] B. Kanté, A. de Lustrac, J.-M. Lourtioz et S. N. Burokur, «Infrared cloaking based on the electric response of split ring resonators», *Optics Express*, vol. 16, pp. 9191-9198, 2008.
- [166] S. N. Burokur, A. Lupu et A. de Lustrac, «Direct dark mode excitation by symmetry matching of a single-particle-based metasurface», *Physical Review B*, vol. 91, p. 035104, 2015.
- [167] A. Dhouibi, S. N. Burokur, A. Lupu, A. De Lustrac et A. Priou, «Excitation of trapped modes from a metasurface composed of only Z-shaped meta-atoms», *Applied Physics Letters*, vol. 103, n°118, p. 184103, 2013.
- [168] E. Bochkova, S. N. Burokur, A. de Lustrac et A. Lupu, «Direct dark modes excitation in bi-layered enantiomeric atoms-based metasurface through symmetry matching», *Optics Letters*, vol. 41, pp. 412-415, 2016.
- [169] A. Sellier, T. V. Teperik et A. de Lustrac, «Resonant circuit model for efficient metamaterial absorber», *Optics Express*, vol. 21, pp. A997--A1006, 2013.
- [170] A. Sellier, T. V. Teperik, S. N. Burokur, G. Sabanowski, G.-P. Piau et A. de Lustrac, «Design and model of wideband absorber made of ultrathin metamaterial structures», *Applied Physics A*, vol. 117, pp. 739-746, 2014.
- [171] P.-H. Tichit, S. N. Burokur, J. Yi et A. de Lustrac, «Transformation electromagnetics for antennas with an illusion on the radiation pattern», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1796-1799, 2014.
- [172] P.-H. Tichit, S. N. Burokur, D. Germain et A. De Lustrac, «Coordinate-transformation-based ultra-directive emission», *Electronics Letters*, vol. 47, pp. 580-582, 2011.
- [173] P.-H. Tichit, S. N. Burokur, C.-W. Qiu et A. de Lustrac, «Experimental Verification of Isotropic Radiation from a Coherent Dipole Source via Electric-Field-Driven LC Resonator Metamaterials», *Physical Review Letters*, vol. 111, p. 133901, 2013.

- [174] P.-H. Tichit, S. N. Burokur et A. de Lustrac, «Transformation media producing quasi-perfect isotropic emission», *Optics Express*, vol. 19, pp. 20551-20556, 2011.
- [175] Y. I. Jianjia, S. N. Burokur, G.-P. Piau et A. de Lustrac, «Coherent beam control with an all-dielectric transformation optics based lens», *Scientific Reports*, vol. 6, p. 18819, 2016.
- [176] A. Dhouibi, S. N. Burokur, A. de Lustrac et A. Priou, «Compact metamaterial-based substrate-integrated Luneburg lens antenna», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1504-1507, 2012.
- [177] A. Dhouibi, S. Nawaz Burokur, A. de Lustrac et A. Priou, «Metamaterial-based half Maxwell fish-eye lens for broadband directive emissions», *Applied Physics Letters*, vol. 102, p. 024102, 2013.
- [178] G. V. Trentini, «Partially reflecting sheet arrays», *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, pp. 666-671, 1956.
- [179] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang et J. C. Vardaxoglou, «Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 209-215, 2005.
- [180] A. Ourir, A. de Lustrac et J.-M. Lourtioz, «All-metamaterial-based subwavelength cavities ($\lambda/60$) for ultrathin directive antennas», *Applied Physics Letters*, vol. 88, p. 084103, 2006.
- [181] A. P. Feresidis et J. C. Vardaxoglou, «A broadband high-gain resonant cavity antenna with single feed», *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, 2006.
- [182] C. Mateo-Segura, A. P. Feresidis et G. Goussetis, «Bandwidth enhancement of 2-D leaky-wave antennas with double-layer periodic surfaces», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 586-593, 2014.
- [183] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis et P. S. Hall, «Multilayer partially reflective surfaces for broadband Fabry-Perot cavity antennas», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 3474-3481, 2014.
- [184] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis et P. S. Hall, «Dual Subwavelength Fabry-Perot Cavities for Broadband Highly Directive Antennas», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1184-1186, 2014.
- [185] S. N. Burokur, J.-P. Daniel, P. Ratajczak et A. De Lustrac, «Tunable bilayered metasurface for frequency reconfigurable directive emissions», *Applied Physics Letters*, vol. 97, p. 064101, 2010.

- [186] S. N. Burokur, R. Yahiaoui et A. de Lustrac, «Subwavelength metamaterial-based resonant cavities fed by multiple sources for high directivity», *Microwave Opt Technol. Lett*, vol. 51, pp. 1883-1888, 2009.
- [187] F. Scattone, M. Ettorre, B. Fuchs, R. Sauleau et N. J. G. Fonseca, «Synthesis Procedure for Thinned Leaky-Wave-Based Arrays With Reduced Number of Elements», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 582-590, 2016.
- [188] S. N. Burokur, A. Ourir, J.-P. Daniel, P. Ratajczak et A. de Lustrac, «Highly directive ISM band cavity antenna using a bi-layered metasurface reflector», *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, pp. 1393-1396, 2009.
- [189] R. Orr, G. Goussetis et V. Fusco, «Design method for circularly polarized Fabry--Perot cavity antennas», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 19-26, 2014.
- [190] S. A. Muhammad, R. Sauleau, L. Le Coq et H. Legay, «Self-generation of circular polarization using compact Fabry--Perot cavity antennas», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 907-910, 2011.
- [191] S. A. Muhammad, R. Sauleau, G. Valerio, L. Le Coq et H. Legay, «Self-Polarizing Fabry--Perot Antennas Based on Polarization Twisting Element», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1032-1040, 2013.
- [192] J. Ju, D. Kim, W. Lee et J. Choi, «Design method of a circularly-polarized antenna using fabry-perot cavity structure», *ETRI Journal*, vol. 33, pp. 163-168, 2011.
- [193] N. Wang, Q. Liu, C. Wu, L. Talbi, Q. Zeng et J. Xu, «Wideband Fabry-Perot resonator antenna with two complementary FSS layers», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 2463-2471, 2014.
- [194] T. Debogovic et J. Perruisseau-Carrier, «Array-fed partially reflective surface antenna with independent scanning and beamwidth dynamic control», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 446-449, 2014.
- [195] R. Guzman-Quiros, J. L. Gomez-Tornero, A. R. Weily et Y. J. Guo, «Electronically steerable 1-D Fabry-Perot leaky-wave antenna employing a tunable high impedance surface», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 5046-5055, 2012.
- [196] R. Guzmán-Quirós, A. R. Weily, J. L. Gómez-Tornero et Y. J. Guo, «A Fabry--Pérot antenna with two-dimensional electronic beam scanning», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 1536-1541, 2016.

- [197] L.-Y. Ji, Y. J. Guo, P.-Y. Qin, S.-X. Gong et R. Mittra, «A reconfigurable partially reflective surface (PRS) antenna for beam steering», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 2387-2395, 2015.
- [198] H. Moghadas, M. Daneshmand et P. Mousavi, «MEMS-tunable half phase gradient partially reflective surface for beam-shaping», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 369-373, 2015.
- [199] A. A. Oliner et D. R. Jackson, «Leaky-wave antennas», *Antenna engineering handbook*, vol. 4, p. 12, 1993.
- [200] G. Lovat, P. Burghignoli et D. R. Jackson, «Fundamental properties and optimization of broadside radiation from uniform leaky-wave antennas», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 1442-1452, 2006.
- [201] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, H.-Y. D. Yang et A. A. Oliner, «2-D periodic leaky-wave antennas-part I: metal patch design», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 3505-3514, 2005.
- [202] T. Zhao, D. R. Jackson et J. T. Williams, «2-D periodic leaky-wave antennas-Part II: Slot design», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 3515-3524, 2005.
- [203] P. Burghignoli, G. Lovat et D. R. Jackson, «Analysis and optimization of leaky-wave radiation at broadside from a class of 1-D periodic structures», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 2593-2604, 2006.
- [204] H. Moghadas, M. Daneshmand et P. Mousavi, «Analysis of radiation of antennas with a phase-gradient partially reflective surface», *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 9, pp. 1323-1330, 2015.
- [205] A. Ourir, S. N. Burokur, R. Yahiaoui et A. de Lustrac, «Directive metamaterial-based subwavelength resonant cavity antennas-Applications for beam steering», *Comptes Rendus Physique*, vol. 10, pp. 414-422, 2009.
- [206] A. Ghasemi, S. N. Burokur, A. Dhouibi et A. de Lustrac, «High beam steering in Fabry--Pérot leaky-wave antennas», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 261-264, 2013.
- [207] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, John Wiley & Sons, 2016.
- [208] ANSYS Electromagnetics Suite, HFSS, 2015.
- [209] A. Ourir, S. N. Burokur, R. Yahiaoui et A. de Lustrac, «Directive metamaterial-based subwavelength resonant cavity antennas-Applications for beam steering», *Comptes Rendus Physique*, vol. 10, pp. 414-422, 2009.

- [210] A. Ghasemi, S. N. Burokur, A. Dhouibi et A. de Lustrac, «High beam steering in Fabry-Pérot leaky-wave antennas», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 261-264, 2013.
- [211] Stratasys, Objet Eden 260 VS stratasys.com/3d-printers/design-series/objet-eden260vs.
- [212] A. d. Lustrac, B. Ratni et S. N. Burokur, «Antenne à dépointage à base de substrat à gradient d'indice». demande déposée en octobre 2016.
- [213] E. Carrasco et J. A. Encinar, «Reflectarray antennas: A review», chez *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT)*, 2016.
- [214] J. Huang et J. A. Encinar, «Reflectarray Antennas, by Institute of Electrical and Electronics Engineers», *Hoboken, NJ: Wiley*, 2008.
- [215] J. A. Encinar et J. A. Zornoza, «Broadband design of three-layer printed reflectarrays», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 1662-1664, 2003.
- [216] J. A. Encinar, «Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, pp. 1403-1410, 2001.
- [217] J. A. Encinar, L. S. Datashvili, J. A. Zornoza, M. Arrebola, M. Sierra-Castañer, J. L. Besada-Sanmartin, H. Baier et H. Legay, «Dual-polarization dual-coverage reflectarray for space applications», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 2827-2837, 2006.
- [218] P. De Vita, A. Freni, G. L. Dassano, P. Pirinoli et R. E. Zich, «Broadband element for high-gain single-layer printed reflectarray antenna», *Electronics Letters*, vol. 43, 2007.
- [219] M. R. Chaharmir, J. Shaker et H. Legay, «Broadband design of a single layer large reflectarray using multi cross loop elements», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 3363-3366, 2009.
- [220] L. Moustafa, R. Gillard, F. Peris, R. Loison, H. Legay et E. Girard, «The phoenix cell: A new reflectarray cell with large bandwidth and rebirth capabilities», *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, vol. 10, pp. 71-74, 2011.
- [221] S. Costanzo, F. Venneri, G. Di Massa, A. Borgia, A. Costanzo et A. Raffo, «Fractal reflectarray antennas: state of art and new opportunities», *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016, 2016.
- [222] D. Oloumi, S. Ebadi, A. Kordzadeh, A. Semnani, P. Mousavi et X. Gong, «Miniaturized reflectarray unit cell using fractal-shaped patch-slot configuration», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 10-13, 2012.

- [223] K. H. Sayidmarie et M. E. Bialkowski, «Fractal unit cells of increased phasing range and low slopes for single-layer microstrip reflectarrays», *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, pp. 1371-1379, 2011.
- [224] F. Zubir, A. a. K. M. Rahim, O. B. Ayop et H. A. Majid, «Design and analysis of microstrip reflectarray antenna with minkowski shape radiating element», *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 24, pp. 317-331, 2010.
- [225] S. Costanzo et F. Venneri, «Fractal shaped reflectarray element for wide angle scanning capabilities», *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013 IEEE*, 2013.
- [226] S. Costanzo et F. Venneri, «Miniaturized fractal reflectarray element using fixed-size patch», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1437-1440, 2014.
- [227] S. Sun, K.-Y. Yang, C.-M. Wang, T.-K. Juan, W. T. Chen, C. Y. Liao, Q. He, S. Xiao, W.-T. Kung, G.-Y. Guo et others, «High-efficiency broadband anomalous reflection by gradient meta-surfaces», *Nano Letters*, vol. 12, pp. 6223-6229, 2012.
- [228] S. Sun, Q. He, S. Xiao, Q. Xu, X. Li et L. Zhou, «Gradient-index meta-surfaces as a bridge linking propagating waves and surface waves», *Nature Materials*, vol. 11, pp. 426-431, 2012.
- [229] Macom, «<https://www.macom.com/products/product-detail/MGV125-08>», [En ligne].
- [230] J. S. Tharp, J. M. Lopez-Alonso, J. C. Ginn, C. F. Middleton, B. A. Lail, B. A. Munk et G. D. Boreman, «Demonstration of a single-layer meanderline phase retarder at infrared», *Optics Letters*, vol. 31, pp. 2687-2689, 2006.
- [231] A. C. Strikwerda, K. Fan, H. Tao, D. V. Pilon, X. Zhang et R. D. Averitt, «Comparison of birefringent electric split-ring resonator and meanderline structures as quarter-wave plates at terahertz frequencies», *Optics Express*, vol. 17, pp. 136-149, 2009.
- [232] M. Euler, V. Fusco, R. Cahill et R. Dickie, «Comparison of frequency-selective screen-based linear to circular split-ring polarisation convertors», *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, pp. 1764-1772, 2010.
- [233] M. Euler, V. Fusco, R. Cahill et R. Dickie, «325 GHz single layer sub-millimeter wave FSS based split slot ring linear to circular polarization convertor», *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 58, pp. 2457-2459, 2010.
- [234] H. L. Zhu, S. W. Cheung, K. L. Chung et T. I. Yuk, «Linear-to-circular polarization conversion using metasurface», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 4615-4623, 2013.

- [235] D. Wang, Y. Gu, Y. Gong, C.-W. Qiu et M. Hong, «An ultrathin terahertz quarter-wave plate using planar babinet-inverted metasurface», *Optics Express*, vol. 23, pp. 11114-11122, 2015.
- [236] J. D. Baena, J. P. Del Risco, A. P. Slobozhanyuk, S. B. Glybovski et P. A. Belov, «Self-complementary metasurfaces for linear-to-circular polarization conversion», *Physical Review B*, vol. 92, p. 245413, 2015.
- [237] Z. Li, W. Liu, H. Cheng, S. Chen et J. Tian, «Realizing broadband and invertible linear-to-circular polarization converter with ultrathin single-layer metasurface», *Scientific reports*, vol. 5, 2015.
- [238] E. Dumanis, G. Goussetis, J. L. Gomez-Tornero, R. Cahill et V. Fusco, «Anisotropic impedance surfaces for linear to circular polarization conversion», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 212-219, 2012.
- [239] M. Pu, P. Chen, Y. Wang, Z. Zhao, C. Huang, C. Wang, X. Ma et X. Luo, «Anisotropic meta-mirror for achromatic electromagnetic polarization manipulation», *Applied Physics Letters*, vol. 102, p. 131906, 2013.
- [240] H. F. Ma, G. Z. Wang, G. S. Kong et T. J. Cui, «Broadband circular and linear polarization conversions realized by thin birefringent reflective metasurfaces», *Optical Materials Express*, vol. 4, pp. 1717-1724, 2014.
- [241] A. W. Love, «Some highlights in reflector antenna development», *Radio Science*, vol. 11, pp. 671-684, 1976.
- [242] A. W. Love, «Reflector antennas», *IEEE Press Selected Reprint Series, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, 1978, edited by Love, AW, 1978.
- [243] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design Second Edition*, John Wiley&Sons, 1997.
- [244] J. D. Kraus, «The corner-reflector antenna», *Proceedings of the IRE*, vol. 28, pp. 513-519, 1940.
- [245] W. Yao, H. Yang, X. Huang, Y. Tian et L. Guo, «An X-band parabolic antenna based on gradient metasurface», *AIP Advances*, vol. 6, p. 075013, 2016.
- [246] Y. Ji-Bao, M. Hua, W. Jia-Fu, L. Yong-Feng, F. Ming-De et Q. Shao-Bo, «High-efficiency wideband flat focusing reflector mediated by metasurfaces», *Chinese Physics B*, vol. 24, p. 098102, 2015.

- [247] W. Ma, D. Jia, X. Yu, Y. Feng et Y. Zhao, «Ultrathin flat parabolic reflector based on gradient metasurface», chez *Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), 2016 IEEE 29th International Conference on*, 2016.
- [248] Y. Lo, «On the beam deviation factor of a parabolic reflector», *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, pp. 347-349, 1960.
- [249] A. W. Rudge et M. J. Withers, «Beam-scanning primary feed for parabolic reflectors», *Electronics Letters*, vol. 5, pp. 39-41, 1969.
- [250] A. W. Rudge et M. J. Withers, «New technique for beam steering with fixed parabolic reflectors», chez *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1971.
- [251] «Thales group - RADAR RBE2 AESA», [En ligne]. Available: <http://www2.thalesgroup.com/press/Web/eventsZip/zip20170523114056/Press%20datasheets/fiche-presse-radar-rb2e-aesa.pdf>.
- [252] «Raytheon - AN/APG-79 AESA Radar Active Electronically Scanned Array», [En ligne]. Available: <http://www.raytheon.com/capabilities/products/apg79aesa/>.
- [253] H. Z. C. E. JJ Van Zyl, «Imaging radar polarization signatures: Theory and observation», *Radio Science*, vol. 22, n° 14, pp. 529-543, 1987.
- [254] ESA. [En ligne]. Available: <https://earth.esa.int/web/polsarpro/airborne-data-sources>.
- [255] «Esa - Shaped Reflector», [En ligne]. Available: <https://artes.esa.int/news/tas-developing-reconfigurable-antenna>.
- [256] S. R. L. S. SK Sharma, *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems Volume I: Theory and Design of Reflectors*, Artech House, 2013.
- [257] P. P. HT Chou, «Fast Gaussian beam based synthesis of shaped reflector antennas for contoured beam applications», *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 151, n° 11, pp. 13-20, 2004.
- [258] A. R. L. S. W. & A. R. J. Cherrette, «A method for producing a shaped contour radiation pattern using a single shaped reflector and a single feed», *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 37, n°16, pp. 698-706, 1989.

Liste des publications

Publications dans des journaux scientifiques

1. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Electronic control of linear-to-circular polarization conversion using a reconfigurable metasurface," *Applied Physics Letter*, in press 2017.
2. A. Niang, B. Ratni, A. de Lustrac, S. N. Burokur, "Engineering of inductance for beam-steering antenna applications," *Electronics Letters*, vol. 53, no. 6, pp. 373-375, 2017.
3. B. Ratni, W. A. Merzouk, S. N. Burokur, G.-P. Piau, A. de Lustrac, "Design of phase-modulated metasurfaces for beam steering in Fabry-Perot cavity antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1401-1404, 2017.
4. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Modeling and design of metasurfaces for beam scanning," *Applied Physics A*, vol. 123, no. 1, p. 50, 2016.
5. B. Ratni, A. de Lustrac, S. Villers, S. N. Burokur, "Low-profile circularly polarized Fabry-Perot cavity antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 12, pp. 2957-2960, 2016.
6. B. Ratni, E. Bochkova, G.-P. Piau, A. de Lustrac, A. Lupu, S. N. Burokur, "Design and engineering of metasurfaces for high-directivity antenna and sensing applications," *EPJ Applied Metamaterials*, vol. 3, p. 4, 2016.

Brevet

1. A. de Lustrac, B. Ratni, S. N. Burokur, "Antenne à dépointage à base de substrat à gradient d'indice," demande déposée en octobre 2016.

Conférences Internationales

1. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Active metasurface for reconfigurable reflector antennas," *The 8th International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Seoul (South Korea), July 2017.
2. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Active Metasurface for a Reconfigurable Reflectarray Antenna," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, San Diego (USA), July 2017.

3. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Planar Metasurface for Parabolic Reflector Antenna: Frequency Agility and Beam Steering," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, San Diego (USA), July 2017.
4. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "3D Printed Gradient Index Dielectric Metasurface for Beam Steering Applications," *The 11th European Conference on Antennas and Propagation*, Paris (France), March 2017.
5. B. Ratni, E. Bochkova, A. de Lustrac, A. Lupu, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Metasurfaces for antennas and sensors," *IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean*, Réunion Island, October 2016.
6. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Modeling and design of metasurfaces for beam scanning," *The 7th International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Malaga (Spain), July 2016.
7. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Design of non-uniform metasurfaces for beam steering performances," *10th European Conference on Antennas and Propagation*, Davos (Switzerland), April 2016.
8. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Engineering non-uniform metasurfaces for radiation direction control," *First International Workshop on Metamaterials-by-Design: Theory, Methods, and Applications to Communications and Sensing*, Paris (France), December 2015.
9. W. A. Merzouk, B. Ratni, S. N. Burokur, A. de Lustrac, "Modeling of beam steering from a phase-gradient metasurface," *9th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics – Metamaterials*, Oxford (UK), September 2015.

Journées scientifiques

1. B. Ratni, A. de Lustrac, S. N. Burokur, "Métasurfaces actives pour les antennes," *Journée structures périodiques et métamatériaux GDR Ondes-Club des Partenaires/CCT CNES 2017*, Paris, Janvier 2017.
2. B. Ratni, A. de Lustrac, G.-P. Piau, S. N. Burokur, "Substrat à gradient d'indice pour le dépointage de faisceau d'antenne," *Assemblée générale GDR Ondes 2017*, Nice, Octobre 2017.

Titre : Étude et conception d’antennes à base de métasurfaces destinées aux applications spatiales et aéronautiques.

Mots clés : Métasurface, Métamatériau, Antenne, Fabry-Perot, Réflecteur et Gradient d’indice.

Résumé :

Cette thèse a pour but de mettre en avant les récentes avancées dans le domaine des métasurfaces. Ces structures ont été utilisées dans le but d’améliorer les performances des antennes classiques ou de concevoir de nouveaux concepts d’antenne. Les travaux menés s’inscrivent dans le cadre d’une collaboration avec des partenaires industriels qui sont Airbus Safran Launchers, Airbus Group Innovations et le CNES. La thèse est organisée en deux parties. La première partie est consacrée aux métasurfaces utilisées comme des surfaces partiellement réfléchissantes (SPR) pour concevoir des antennes à cavité Fabry-Perot. Un modèle analytique permettant de prédire le dépointage du faisceau d’antenne par une modulation de la phase sur la SPR a été développé.

Ensuite, un nouveau concept de métasurface permettant de réaliser du dépointage de faisceau est proposé. Il consiste à appliquer un gradient de phase en faisant varier l’indice effectif le long du substrat diélectrique de la SPR. La deuxième partie de cette thèse est quant à elle consacrée à la conception d’une métasurface active permettant d’émuler plusieurs fonctions. Dans un premier temps, la métasurface est utilisée comme un réflecteur présentant une reconfigurabilité fréquentielle et angulaire. Ensuite cette métasurface est utilisée comme polariseur reconfigurable où une polarisation linéaire de l’onde incidente est convertie en polarisation circulaire. Enfin, la dernière étude concerne l’utilisation de la métasurface active pour la réalisation d’une antenne à réflecteur cylindro-parabolique et à réflecteur dièdre reconfigurables.

Title : Study and design of metasurface-based antennas for space and aeronautical applications.

Keywords: Metasurface, Metamaterial, Antenna, Fabry-Perot, Reflector and Gradient Index.

Abstract: This thesis aims at highlighting recent advances in the field of metasurfaces. These structures have been used to improve the performances of conventional antennas or to design new antenna concepts. The work has been carried in the framework of a collaboration with industrial partners, namely Airbus Safran Launchers, Airbus Group Innovations and CNES. The manuscript is organized into two parts. The first part is devoted to metasurfaces used as partially reflecting surfaces (PRS) to design Fabry-Perot cavity antennas. In this part, an analytical model allowing to predict the beam steering angle by a phase modulation along the PRS is developed.

Then, a new concept of metasurface allowing to steer the main antenna beam is proposed. It consists in applying a phase gradient by varying the effective index of the substrate that constitutes the PRS. The second part of this thesis is devoted to the design of an active metasurface that allows emulating different functionalities. First, the metasurface is utilized as a reflector with frequency and steering reconfigurability characteristics. Then, this metasurface is used as a reconfigurable polarizer where linearly polarized incident waves are converted into circularly polarized ones. Finally, the last study concerns the use of the active metasurface for the design of reconfigurable cylindro-parabolic and corner reflector antennas.