



HAL
open science

Méta-surfaces directives à invariance de faisceau et de polarisation pour la récupération d'énergie EM indoor en bandes ISM/WI-FI

Jiawei Han

► **To cite this version:**

Jiawei Han. Méta-surfaces directives à invariance de faisceau et de polarisation pour la récupération d'énergie EM indoor en bandes ISM/WI-FI. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Normandie Université, 2020. Français. NNT : 2020NORMR087 . tel-03184799

HAL Id: tel-03184799

<https://theses.hal.science/tel-03184799v1>

Submitted on 29 Mar 2021

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.



Normandie Université

THÈSE

Pour obtenir le diplôme de doctorat

Spécialité

ELECTRONIQUE, MICROELECTRONIQUE, OPTIQUE ET LASERS, OPTOELECTRONIQUE
MICROONDES

Préparée au sein de « IRSEEM »

**Méta-surfaces directives à invariance de faisceau et de polarisation
pour la récupération de l'énergie EM indoor en bandes ISM/Wi-Fi**

Présentée et soutenue par

Jiawei HAN

Thèse soutenue publiquement le 10 Décembre 2020
devant le jury composé de

M. Mohamed HIMDI	Professeur, IETR, Université de Rennes 1	Rapporteur
M. Robert STARAJ	Professeur, LEAT, Université de Nice Sophia-Antipolis	Rapporteur
Mme. Elodie RICHALOT	Professeure, ESYCOM, Université Gustave Eiffel Paris-Est Marne-la-Vallée	Examineur
Mme. Hélène ROUSSEL	Professeure, L2E, Sorbonne Université	Examineur
M. Shoaib ANWAR	Dr, Ingénieur R&D, MVG Industries (Brest)	Examineur
M. Constant NIAMIEN	Enseignant/chercheur, IRSEEM, ESIGELEC	Co-encadrant
M. Zouheir RIAH	Enseignant/chercheur, HDR, IRSEEM, ESIGELEC	Directeur de thèse

Thèse dirigée par Zouheir RIAH, laboratoire IRSEEM (EA 4353)

Thèse co-encadrée par Constant NIAMIEN, laboratoire IRSEEM (EA 4353)

Remerciements

Il me sera très difficile de remercier tout le monde car c'est grâce à l'aide de nombreuses personnes que j'ai pu mener cette thèse à son terme.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Constant NIAMIEN, Enseignant-chercheur à l'école d'ingénieurs ESIGELEC, qui m'a encadré tout au long de cette thèse et qui m'a fait partager ses brillantes intuitions. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa patience, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.

Je tiens à remercier également mon directeur de thèse, Monsieur Zouheir RIAH, Enseignant-chercheur à l'école d'ingénieurs ESIGELEC. Il a toujours été là pour me soutenir et me conseiller au cours de ma thèse.

Je remercie Monsieur Moncef KADI, responsable du Pôle Electronique et Système de l'IRSEEM/ESIGELEC, qui m'a accueilli pendant 3 ans au sein du laboratoire.

Je remercie les membres du jury d'avoir accepté de lire mon manuscrit et d'évaluer mon travail.

Je remercie Madame Shirin AGHABEIKI, doctorante de l'IRSEEM. C'est grâce à son aide que j'ai pu finir certaines mesures importantes de ma thèse. Elle a toujours fait tout son possible pour m'aider.

Je remercie Madame Hong-phuong PHAN, ingénieur de recherche de l'IRSEEM, pour sa patience et sa gentillesse. Elle m'a aidé et répondu à mes questions durant mes recherches.

Merci aussi à Imen, Shawki, Assane, avec qui j'ai partagé ces années de thèse.

Enfin, un grand merci à mes parents, les autres membres de ma famille et mes amis de m'avoir énormément encouragé.

Table des matières

LISTE DES FIGURES	IV
LISTE DES TABLEAUX.....	VII
LISTE DES ABREVIATIONS	VIII
INTRODUCTION.....	1
I. MODELISATION DES RESEaux REFLECTEURS PASSIFS ET DIRECTIFS	7
I.1. INTRODUCTION.....	7
I.2. ETAT DE L'ART.....	8
I.2.1. Structures passives.....	8
I.2.2. Structures actives.....	13
I.2.3. Synthèse	14
I.3. MODELISATION DES RESEaux REFLECTEURS PASSIFS	15
I.3.1. Définitions préliminaires.....	15
I.3.2. Formulation du facteur de réseau	16
I.4. CONTROLE DU FAISCEAU REFLECHI	18
I.4.1. Incrément d'espacement (δ_r) et nombre de cellules (N_r)	19
I.4.2. Construction d'un faisceau réfléchi unique	20
I.4.3. Solution complète du champ réfléchi.....	26
I.5. VALIDATIONS NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES.....	27
I.5.1. Prototypes fabriqués	27
I.5.2. Implémentations théoriques et numériques.....	28
I.5.3. Mesure	29
I.6. CONCLUSION.....	35
REFERENCES.....	36
II. CONCEPTION DE RESEaux REFLECTEURS PASSIFS AVEC OBJECTIF DE FOCALISATION.....	39
II.1. INTRODUCTION.....	39
II.2. GENERALITES SUR LES ALGORITHMES D'OPTIMISATION EN ELECTROMAGNETISME	39
II.2.1. L'algorithme PSO ou à essaims de particules	39
II.2.2. L'algorithme génétique (GA).....	42
II.2.3. L'algorithme des réseaux de neurones.....	44
II.2.4. Synthèse	45
II.3. RAPPEL DE LA FORMULATION THEORIQUE	45
II.4. CONCEPTION PAR ALGORITHME PSO MULTI-NIVEAU.....	46
II.4.1. Critères d'optimisation.....	46
II.4.2. Organigramme multi-niveau proposé.....	47
II.4.3. Procédure globale de conception	49
II.5. VALIDATIONS NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES.....	50
II.5.1. Prototypes conçus et fabriqués.....	50
II.5.2. Conditions de simulation.....	51
II.5.3. Temps de conception.....	52
II.5.4. Problématique de la validation expérimentale	53
II.5.5. Résultats numériques	53
II.6. CONCEPTION DE RESEaux REFLECTEURS A INCIDENCES MULTIPLES.....	54
II.6.1. Objectif	54
II.6.2. Résultats	55
II.7. LIMITES DE CONCEPTION.....	55
II.8. CONCLUSION.....	56
REFERENCES.....	57

III. CONCEPTION DE LENTILLES A COMPRESSION D'INCIDENCES	61
III.1. INTRODUCTION	61
III.2. ETAT DE L'ART.....	62
III.2.1. <i>Les lentilles</i>	62
III.2.2. <i>Les metasurfaces de Huygens</i>	66
III.2.3. <i>Synthèse</i>	67
III.3. CONCEPTION DES LENTILLES A COMPRESSION D'INCIDENCE	68
III.3.1. <i>Mise en équations</i>	68
III.3.2. <i>Procédure de conception</i>	71
III.4. VALIDATIONS NUMERIQUES	72
III.4.1. <i>Lentilles synthétisées</i>	72
III.4.2. <i>Indicateurs de performance</i>	74
III.4.3. <i>Résultats</i>	74
III.5. DISCUSSIONS.....	80
III.5.1. <i>Paramètres de conception optimaux</i>	80
III.5.2. <i>Périodicité p</i>	80
III.5.3. <i>Permittivité ϵ</i>	81
III.5.4. <i>Epaisseur e</i>	81
III.5.5. <i>Problématiques de fabrication</i>	82
III.5.6. <i>Bande passante</i>	83
III.6. INTEGRATION DE LA LENTILLE ET DE LA CELLULE DU RESEAU REFLECTEUR.....	83
III.7. CONCLUSION.....	84
REFERENCES.....	85
IV. RESEAUX REFLECTEURS EN ENVIRONNEMENT REEL POUR L'AMELIORATION DES COMMUNICATIONS WI-FI	89
IV.1. INTRODUCTION	89
IV.2. ETAT DE L'ART.....	89
IV.2.1. <i>Optimisation du déploiement de points d'accès</i>	89
IV.2.2. <i>Réflecteurs passifs</i>	91
IV.2.3. <i>Réseaux réflecteurs sélectifs en fréquence (FSR)</i>	92
IV.2.4. <i>Répéteur passif</i>	93
IV.2.5. <i>Synthèse des techniques utilisées</i>	94
IV.3. RESEAUX REFLECTEURS EN ENVIRONNEMENT DETERMINISTE.....	95
IV.3.1. <i>Canal simple incidence</i>	95
IV.3.2. <i>Canal multi-trajet</i>	99
IV.4. REFLECTEURS EN ENVIRONNEMENT REEL	101
IV.4.1. <i>Environnement de mesure</i>	101
IV.4.2. <i>Système de mesure</i>	102
IV.4.3. <i>Protocole de test</i>	103
IV.4.4. <i>Résultats et exploitations</i>	104
IV.5. CONCLUSION.....	108
REFERENCES.....	109
CONCLUSION GENERALE.....	110
PERSPECTIVES.....	111

ANNEXE	115
A. SOLUTION POUR θ_0 ET ϕ_0	115
B. CONTRAINTE SUR θ_i	115
C. LIMITATION SUR θ_0	116
D. VALEURS POSSIBLES DES COEFFICIENTS A ET B.....	117
LISTE DES PUBLICATIONS	121

Liste des Figures

Chapitre I

Fig. 1.1. Réseaux réflecteurs de guides d'ondes court-circuités [I.7].	8
Fig. 1.2. Structure champignon [I.8].	9
Fig. 1.3. Quelques structures conventionnelles, (a) fente [I.12], (b) patch [I.13], (c) dipôle [I.14], (d) plaque métallique perforée [I.15].	10
Fig. 1.4. Configuration d'une cellule unitaire constitué d'un condensateur imprimé [I.18].	11
Fig. 1.5. Principe de Babinet.	11
Fig. 1.6. Boucle circulaire [I.20], (a) première couche, (b) deuxième couche, (c) vue de dessus.	12
Fig. 1.7. Structure à admittances parallèles, (a) cellule unitaire comprenant trois admittances shunt séparées par des couches diélectriques, (b) cellule unitaire à trois couches composée de deux « H » et d'un dipôle chargé.	12
Fig. 1.8. Cellule unitaire boucle-fil [I.24].	13
Fig. 1.9. Structures actives, (a) metasurface active avec diodes [I.23], (b) cellule unitaire patch avec parasite [I.24].	14
Fig. 1.10. Configuration du réseau réflecteur.	15
Fig. 1.11. (a) Schéma du réseau sous illumination, (b) rétrodiffusion en champ lointain à partir de deux cellules.	16
Fig. 1.12. Facteur de réseau unidimensionnel en fonction de Z_r pour différentes valeurs de τ_r et N_r , (a) $\tau_r = 0$, (b) $\tau_r = 0,1$, (c) $\tau_r = 0,2$.	19
Fig. 1.13. Facteur de réseau unidimensionnel en fonction de Z_r pour $N_r = 7$.	21
Fig. 1.14. Z_{rmin} et Z_{rmax} en fonction de $A_{r\Omega_i}$.	22
Fig. 1.15. β_r en fonction de d_r , $m_{r0} = 1$, $A_{r\Omega_i} = 0.24$.	23
Fig. 1.16. Cellule champignon, (a): vue de dessus de la cellule unitaire pour le réseau réflecteur spéculaire, (b): vue de dessus de la cellule unitaire pour le réseau réflecteur focalisant, (c) vue latérale des deux cellules unitaires.	27
Fig. 1.17. Photographies des prototypes fabriqués, (a) et (b) réseaux réflecteurs spéculaires sur Nelco et FR4, respectivement, (c) et (d) réseaux réflecteurs focalisants sur Nelco et FR4, respectivement.	28
Fig. 1.18. Configuration de la simulation.	29
Fig. 1.19. Système de mesure (a) schéma et (b) photographie.	30
Fig. 1.20. Champ diffusé normalisé de la surface spéculaire fabriquée sur un substrat FR4, (a) polarisation VV (b) polarisation HH.	31
Fig. 1.21. Champ rétrodiffusé normalisé de la surface spéculaire fabriquée sur un substrat Nelco, (a) polarisation VV (b) polarisation HH.	32
Fig. 1.22. Champ rétrodiffusé normalisé de la surface focalisante fabriquée sur un substrat FR4, (a) polarisation VV (b) polarisation HH.	33
Fig. 1.23. Champ diffusé normalisé de la surface focalisante fabriquée sur un substrat Nelco, (a) polarisation VV (b) polarisation HH.	34

Chapitre II

Fig. 2.1. Organigramme illustrant l'algorithme PSO [II.5].	40
Fig. 2.2. Organigramme de l'algorithme GA [II.13].	42
Fig. 2.3. Organigramme de l'algorithme des réseaux de neurones [II.13].	44
Fig. 2.4. Configuration du réseau réflecteur focalisant à l'étude.	47
Fig. 2.5. Organigramme général de chaque PSO.	48
Fig. 2.6. Organigramme multi-niveau de l'algorithme d'optimisation.	48
Fig. 2.7. Procédure globale de conception.	49
Fig. 2.8. Cellule élémentaire de type patch, (a) vue de dessus, (b) vue de côté.	50
Fig. 2.9. Réseau réflecteur, (a) vue schématique, (b) photo du prototype fabriqué.	51

Fig. 2.10. Coefficient de réflexion S_{11} de la cellule élémentaire simulée sous CST, (a) la phase, (b) l'amplitude.....	51
Fig. 2.11. Cellule unitaire sous illumination en onde plane en simulation.	52
Fig. 2.12. Champ réfléchi normalisé du réseau dans le plan $\phi=339^\circ$ à 2.4GHz pour l'incidence $\theta_i=20^\circ$, $\phi=45^\circ$, (a) FR4, (b) Nelco9208.....	54
Fig. 2.13. Réseau réflecteur à sous-réseaux pour incidences multiples.	55

Chapitre III

Fig. 3.1. Association du dispositif proposée à un réseau réflecteur pour augmenter la puissance collectée dans les applications intérieures.	61
Fig. 3.2. Schéma du principe de la lentille de Luneburg.....	62
Fig. 3.3. Schéma du principe de la lentille de Maxwell.	63
Fig. 3.4. Schéma de principe des lentilles (a) convexe, (b) concave [III.1].	63
Fig. 3.5. Configuration de la lentille de Fresnel quart d'onde, (a) vue de dessus, (b) vue latérale, (c) chemin optique à travers chaque sous-zone de la lentille de Fresnel à correction de phase [III.7].	64
Fig. 3.6. Schématisation de la conception de la lentille à plaque transformée à l'aide de la technique de TO. (a) Lentille hyperbolique 2D avec cartographie. (b) Plat 2D avec la carte de permittivité composée de 22×4 blocs.	65
Fig. 3.7. Conception de lentille basée sur l'approche FT, (a) principe de conception, (b) vue de dessus, (c) vue de côté.	66
Fig. 3.8. Principe d'équivalence pour la transformation non conventionnelle de champ [III.9].	67
Fig. 3.9. Schéma de la lentille proposée sous illumination oblique.	69
Fig. 3.10. Types de lentilles conçues, (a) lentille à indice graduel, (b) lentille à épaisseur graduelle, (c) lentille à indice graduel périodique, (d) lentille à épaisseur graduelle périodique.....	70
Fig. 3.11. Organigramme de la procédure de conception de lentille.	72
Fig. 3.12. Lentilles conçues, (a) lentille à épaisseur graduelle périodique, (b) lentille à épaisseur graduelle, (c) lentille à indice graduel périodique, (d) lentille à indice graduel.....	73
Fig. 3.13. Amplitude du champ électrique complexe simulée à 2,4 GHz pour (a) lentille à indice graduel, et (b) lentille à épaisseur graduelle.	75
Fig. 3.14. Erreurs de compression $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ des lentilles à indice graduel et à épaisseur graduelle sous éclairage positif $\theta_{in} = 60^\circ$ en fonction de la distance normale normalisée.....	75
Fig. 3.15. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel en fonction de la distance normale normalisée pour différentes valeurs de ρ (indice de correction de phase).....	76
Fig. 3.16. Lentilles à incidence polyvalente, (a) lentille à indice graduel périodique, (b) lentille à épaisseur graduelle périodique, (c) lentille double à indice graduel.	77
Fig. 3.17. Amplitude de champ électrique complexe simulée à 2,4 GHz pour (a) lentille à indice graduel périodique, (b) lentille à épaisseur graduelle périodique, (c) lentille double à indice graduel.....	78
Fig. 3.18. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ en fonction de la distance normale normalisée pour (a) lentille à indice graduel périodique, (b) lentille à épaisseur graduelle périodique, (c) lentille double à indice graduel.	79
Fig. 3.19. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel périodique sous diverses incidences.	79
Fig. 3.20. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel périodique en fonction de la distance normale normalisée pour diverses périodicités p	80
Fig. 3.21. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel périodique en fonction de la distance normale normalisée pour diverses permittivités ϵ	81
Fig. 3.22. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel périodique en fonction de la distance normale normalisée pour différentes épaisseurs e	82
Fig. 3.23. (a) Schéma de l'intégration de la lentille et de la surface, (b) Phase du coefficient de réflexion S_{11} de la cellule en présence de la lentille pour différents d	83

Chapitre IV

Fig. 4.1. Plan des deux salles sous test [IV.4].	90
Fig. 4.2. « Outdoor-to-Indoor Channel » mesure scénario.	90
Fig. 4.3. Distribution d'amplitude du signal [IV.5].	91
Fig. 4.4. Configuration de la mesure avec un réseau de répéteur en forme de croix.	91
Fig. 4.6. Configuration de la communication entre deux véhicules Tx/Rx positionnés sur deux voies orthogonales.	92
Fig. 4.5. Réseaux réflecteurs avec 42×44 éléments de « interdigital gap loading » structure.	92
Fig. 4.7. Réseaux réflecteurs sélectifs en fréquence, (a) vue de dessus, (b) vue dessous, (c) montage sur un mur, (d) gain de liaison dans le cas d'une propagation WCDMA.	93
Fig. 4.8. Répéteur passif (a) configuration d'une unité, (b) photo du prototype fabriqué.	93
Fig. 4.9. Environnement de mesure.	94
Fig. 4.10. Scénarios d'illumination.	95
Fig. 4.11. Champ lointain électrique normalisé de l'antenne patch (faisceau Gaussien) et d'un réseau dipolaire à 3 brins (faisceau quasi-isotrope) à 2,4 GHz.	96
Fig. 4.12. Champ réfléchi du réseau dans le plan $\phi_0 = 339^\circ$ à 2.4 GHz pour l'incidence : $\theta_i = 20^\circ$, $\phi_i = 45^\circ$.	96
Fig. 4.13. Gain de liaison du réseau réflecteur et du PEC de taille identique à 2.4 GHz, (a) faisceau Gaussien, (b) faisceau quasi-isotrope.	98
Fig. 4.14. Configuration du couloir simulé sous CST.	99
Fig. 4.15. Scénario de propagation du signal Wi-Fi par réflexions successives sur les réseaux réflecteurs.	100
Fig. 4.16. Structure boucle métallique, (a) cellule élémentaire, (b) vue latérale.	101
Fig. 4.17. Plan du couloir sous test.	101
Fig. 4.18. Diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission AP120.	102
Fig. 4.19. Routeur Wi-Fi modèle AP 120 de Aerohive installé au plafond du couloir.	102
Fig. 4. 20. Schéma du système de mesure.	102
Fig. 4.21. Photo du couloir sous test.	103
Fig. 4.22. Plan de mesure (a) maillage du couloir, (b) positionnement des points de mesure.	104
Fig. 4.23. Cartographie de la densité de puissance du couloir pour différents taux de couverture, (a) 0%, (b) 22%, (c) 44%, (d) 66%, (e) 88%.	105
Fig. 4.24. Puissance reçue au niveau des points de test (utilisateurs) avec un émetteur de directivité de 4 dBi (a) bureau 1, (b) bureau 2, (c) bureau 3, (d) en bout de corridor.	106
Fig. 4.25. Puissance reçue au niveau des points de test avec un émetteur de directivité 6 dBi (a) bureau 1, (b) bureau 2, (c) bureau 3, (d) en bout de corridor.	107

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau 1.1. Synthèse des cellules de base couramment utilisées pour la conception de metasurface.	14
Tableau 1.2. Valeurs de Z_s en fonction de N_r (pair et impair).	22
Tableau 1.3. Paramètres des prototypes fabriqués des réseaux réflecteur spéculaires.	27
Tableau 1.4. Paramètres des prototypes fabriqués des réseaux réflecteurs focalisants.	28

Chapitre II

Tableau 2.1. Dimensions caractéristiques des deux prototypes.	50
Tableau 2.2. Durée des deux méthodes de conception d'un réseau 10×1	52
Tableau 2.3. Synthèse des caractéristiques du faisceau principal obtenu après optimisation. Résultats comparés à la simulation sous CST et HFSS.	53

Chapitre III

Tableau 3.1. Synthèse des dispositifs de transformation d'onde.	68
Tableau 3.2. Résumé des caractéristiques des lentilles conçues pour l'incidence $\theta_{in} = 60^\circ$	73

Chapitre IV

Tableau 4.1. Synthèse des techniques utilisées pour booster les communications Wi-Fi.	94
Tableau 4.2. Gain de liaison du réseau réflecteur à sous-réseaux focalisants comparé au PEC.	98
Tableau 4.3. Synthèse des résultats simulés du gain en fonction du taux de couverture.	100
Tableau 4.4. Le gain de liaison (dB) pour les 4 points de test avec un routeur du commerce (<i>modèle AP 120 de Aerohive</i>) de directivité 4 dBi.	106
Tableau 4.5. Gain de liaison (dB) pour les 4 points de test avec un routeur du commerce (<i>modèle AP 230 de Aerohive</i>) de directivité 6 dBi.	108

Liste des Abréviations

A

AF : *le facteur de réseau, « Aperture-Field »*

AP : *points d'accès*

AT : *« Array-Theory »*

C

CFSS : *surfaces sélectives en fréquence et complémentaires*

F

FSR : *réseaux réflecteurs sélectifs en fréquence*

FT : *« field transformation »*

G

GA : *Genetic Algorithm*

N

NLOS : *« non-line-of-sight »*

O

O2I : *« Outdoor-to-Indoor Channel »*

OG : *l'optique géométrique*

P

PR : *répéteur passif*

PRS : *structures partiellement réfléchissantes*

PSO : *Particle Swarm Optimization*

R

RO : *« ray optics »*

S

SER : *la surface équivalente radar*

T

TO : *« transformation optics »*

Introduction

Contexte et problématique

Avec le développement de l'électronique, les objets communicants intègrent des fonctions de plus en plus complexes permettant de supporter des services de hauts niveaux comme la montée en débit et les services multiples comme la géolocalisation, l'identification, le contrôle et la commande à distance, le transfert de données/voix/vidéos, etc. Cependant, cette multiplicité de fonctions augmente les besoins en énergie des terminaux qui doivent donc être de plus en plus économe en énergie vu leur nombre croissant.

Face à ce défi, la récupération d'énergie devient une solution qui devrait permettre d'autoalimenter les objets communicants. Les sources d'énergies utilisées sont généralement d'origine mécanique (vibratoires, mouvements), thermique (machines, êtres vivants, ...), photovoltaïque (lumière solaire ou artificielle) et électromagnétique provenant des émissions radiofréquences (RF). Cependant, à l'intérieur des habitations, les sources d'énergies ambiantes (lumière, chaleur, vibration, ondes, etc.) sont généralement faibles voire carrément inexistantes dans certains cas pour être exploitées efficacement.

En effet, les appareils tels que les lave-linges, lave-vaisselles sont conçus pour vibrer le moins possible afin d'éviter des désagréments au consommateur. Cette contrainte limite les sources d'énergies mécaniques disponibles en environnement domestique ce qui complique toute perspective de récupération. Par ailleurs, à l'intérieur des bâtiments (indoor), l'intensité lumineuse est souvent réduite au minimum utile par des systèmes intelligents de détection pour économiser de l'énergie. De plus, la lumière naturelle provenant du soleil est elle-même beaucoup moins présente en indoor. Ces contraintes limitent l'exploitation de l'énergie photovoltaïque en indoor. D'autre part, le caractère intermittent de l'énergie thermique domestique, souvent issu des radiateurs de chauffage ou même des plaques de cuisson usuelles, ne permet pas une exploitation de façon continue. En revanche, l'énergie électromagnétique est disponible partout presque continuellement grâce à diverses sources RF à la fois intérieures et extérieures, comme les émetteurs TV, GSM, 3G/4G, Wi-Fi, et bientôt 5G. Comparé aux autres formes d'énergies, l'énergie électromagnétique ambiante présente un rendement de conversion intéressant pouvant dans certains cas atteindre les 80%. Néanmoins sa collecte se heurte à deux défis majeurs :

- La faible densité de puissance disponible dans le milieu ambiant (de l'ordre de quelque nW/cm²). A cela s'ajoute son caractère aléatoire.
- L'efficacité de conversion RF-DC du redresseur diminue considérablement avec de faibles niveaux de puissances RF disponibles à l'entrée du convertisseur

Objectifs

Une des clés pour relever les défis de la récupération de l'énergie EM consiste à proposer des solutions permettant d'augmenter la densité de puissance RF disponible sur le rectenna. L'idée envisagée dans cette thèse consiste à focaliser l'énergie RF ambiante sur le rectenna. Traditionnellement, les réflecteurs 3D (parabole, sphérique, etc.) et planaires (reflectarrays en Anglais) sont les deux principaux dispositifs RF permettant de réaliser cette focalisation d'ondes vers un point focal accueillant généralement une source primaire comme l'antenne cornet. Le réflecteur 3D utilise sa géométrie pour créer le déphasage souhaité sur sa surface

(ouverture), tandis que le réflecteur planaire (reflectarray) se sert des éléments distincts passifs ou actifs.

L'objectif visé dans ce travail consiste à concevoir des surfaces réfléchissantes capables de rediriger les ondes EM ambiantes sur le récepteur (rectenna) quelque soient les incidences et les polarisations. Les différences essentielles avec les réflecteurs existants sont notamment l'absence d'un point focal fixe et proche de la surface, et surtout les fonctionnalités de multi-incidence et multi-polarisation à intégrer.

Les verrous scientifiques et technologiques sont nombreux notamment:

- l'absence de formalisme physique et théorique permettant de dimensionner le réseau pour un objectif de focalisation donné (faisceau rétrodiffusé)
- la mise en œuvre d'un faisceau directif rétrodiffusé avec une surface de faible épaisseur.
- l'invariance de direction et de polarisation du faisceau rétrodiffusé quelques soient les incidences

Contributions et organisation

Cette thèse présente les fondements théoriques permettant la conception d'un réseau réflecteur pour la redirection des ondes avec une distance focale arbitraire, finie ou infinie, sous une illumination en onde plane. Cette méthodologie est ensuite utilisée pour la conception de différents prototypes de réseaux réflecteurs (surfaces), puis validée aussi bien numériquement par des simulations électromagnétiques que par des mesures. Le concept de lentilles à compression d'incidences est aussi introduit pour des perspectives applicatives en association avec la surface réfléchissante. L'objectif visé étant de transformer les incidences multiples en incidence unique sur la surface de sorte à améliorer ses performances de focalisation. Une approche théorique basée sur l'optique géométrique est proposée pour la conception de telles lentilles. Ce manuscrit est organisé de la façon suivante.

Le chapitre I est dédié à la conception des réseaux réflecteurs passifs et directifs. Un formalisme théorique de conception est proposé à partir de la formulation du facteur de réseau exprimé en fonction de plusieurs paramètres physiques et géométriques comme le nombre de cellules, la distance et le déphasage inter-élément, etc. Deux cas d'études sont dégagés et analysés notamment la surface spéculaire avec un déphasage d'excitation intrinsèque nul ($\beta_r = 0$) et la surface focalisante avec un déphasage d'excitation intrinsèque non nul ($\beta_r \neq 0$). Des prototypes de surfaces sont ensuite conçus, fabriqués et validés aussi bien par la simulation que la mesure.

Le chapitre II s'intéresse à la conception de réseaux réflecteurs passifs avec objectif de focalisation. Une approche efficace de conception basée sur l'algorithme PSO (Particle Swarm Optimization en Anglais) est introduite. Cette approche permet de réduire le temps de conception et la complexité de ce type de problématique électromagnétique. Des prototypes de surfaces focalisantes sont ensuite conçus, fabriqués et validés aussi bien par la simulation que la mesure.

Le chapitre III introduit le concept de lentilles à compression d'incidence. Une formulation théorique basée sur l'optique géométrique est proposée en prenant en compte plusieurs paramètres physiques comme l'épaisseur, la largeur et la hauteur de la lentille, la permittivité des matériaux utilisés, la longueur d'onde, et l'angle d'incidence. Plusieurs types de lentilles

à épaisseur/permittivité variable ou constante sont proposés et validés numériquement par simulations électromagnétiques.

Le chapitre IV présente l'intégration applicative des réseaux réflecteurs en environnement réel pour l'amélioration des communications Wi-Fi. Les réseaux réflecteurs focalisants et spéculaires sont analysés et comparés à une surface équivalente entièrement métallique selon différents scénarios de propagation notamment les déterministes simples et multi-incidences. Des expérimentations pratiques en environnement indoor réel sont également conduites et présentées.

Ce manuscrit s'achève par une conclusion générale présentant les principales contributions de ce travail suivies des perspectives.

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet SURFAS, un projet INTERREG de coopération transfrontalière Franche Manche Angleterre co-financé par le FEDER pour un budget total d'environ 1,9 M€. Ce projet vise à concevoir des surfaces électroniques non-consommatrices d'énergie capable de focaliser de façon optimale les ondes électromagnétiques (EM) ambiantes sur le récepteur approprié dans le but d'une part, de rendre possible les objets autoalimentés par ondes EM et d'autre part, d'améliorer leurs performances (portée, sensibilité, débit).

Ce projet a débuté en Février 2017 et s'achèvera en Février 2021 (4 années).

Chapitre 1

Modélisation des réseaux réflecteurs passifs et directifs

Sommaire

I. MODELISATION DES RESEAUX REFLECTEURS PASSIFS ET DIRECTIFS	7
I.1. INTRODUCTION	7
I.2. ETAT DE L'ART	8
I.2.1. <i>Structures passives</i>	8
I.2.2. <i>Structures actives</i>	13
I.2.3. <i>Synthèse</i>	14
I.3. MODELISATION DES RESEAUX REFLECTEURS PASSIFS	15
I.3.1. <i>Définitions préliminaires</i>	15
I.3.2. <i>Formulation du facteur de réseau</i>	16
I.4. CONTROLE DU FAISCEAU REFLECHI	18
I.4.1. <i>Incrément d'espacement (δ_r) et nombre de cellules (N_r)</i>	19
I.4.2. <i>Construction d'un faisceau réfléchi unique</i>	20
I.4.3. <i>Solution complète du champ réfléchi</i>	26
I.5. VALIDATIONS NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES	27
I.5.1. <i>Prototypes fabriqués</i>	27
I.5.2. <i>Implémentations théoriques et numériques</i>	28
I.5.3. <i>Mesure</i>	29
I.6. CONCLUSION	35
REFERENCES	36

I. Modélisation des réseaux réflecteurs passifs et directifs

I.1. Introduction

Le réseau réflecteur est une surface réfléchissante qui se compose d'un réseau de cellules unitaires, illuminée par une antenne d'alimentation, il combine la simplicité de l'antenne réflecteur avec la polyvalence du réseau. La tâche de conception d'un réseau réflecteur est pleine de défis en raison de nombreux paramètres à prendre en compte comme la topologie de la cellule unitaire, le nombre de cellules, la distance et le déphasage entre deux cellules consécutives, l'angle d'incidence et la polarisation de l'onde incidente, etc. Résoudre ce problème sans fondements physiques et mathématiques en empruntant uniquement la voie des simulations électromagnétiques demandera un temps de calcul considérable. Par exemple, la conception d'un réseau de 5x5 éléments nécessiterait environ 100 milliards d'années pour simuler toutes les combinaisons possibles sur la base de 6 topologies de cellule différentes considérées et d'une durée par simulation de 10 minutes ce qui est plutôt optimiste.

Pour résoudre ce problème de conception, plusieurs approches de conception ont été proposées [I.1-I.3]. La plupart des approches existantes peuvent généralement être réparties en deux groupes principaux : les approches dites « Array-Theory » (AT) et les approches dites « Aperture-Field » (AF) [I.4].

L'approche AT est une technique conventionnelle d'intégration des contributions des éléments constituant le réseau réflecteur dans laquelle le diagramme de rayonnement global est obtenu à partir du diagramme de chaque élément et des fonctions d'excitation. Il s'agit de la formulation la plus simple pour obtenir de bons résultats sur le faisceau principal en termes de largeur de faisceau, de direction et de forme au détriment de la polarisation croisée non incluse [I.4].

Dans l'approche AF, le diagramme de rayonnement est calculé à partir des champs rayonnés sur l'ouverture du réseau (surface) en utilisant le principe d'équivalence [I.5-I.6]. La formulation fait intervenir une matrice de diffusion transformant les champs présents sur l'ouverture du réseau en champ lointain. Cette formulation conduit à plus de précision par une meilleure prise en compte de la polarisation au détriment d'un accroissement de complexité et de temps de calcul [I.4].

Dans les deux approches, le réseau est construit sur la base d'ondes d'excitation sphériques émises à partir d'une seule source fixe (antenne cornet). Dans un environnement indoor, les incidences et les polarisations sont diverses et les ondes présentent une origine souvent lointaine et inconnue.

Ce chapitre traite de la problématique de conception de ce nouveau type de réseau réflecteur capable de rediriger plusieurs incidences d'ondes planes à polarisation multiple vers un point focal relativement proche ou lointain par rapport à la longueur d'onde qui pourrait être celui d'un récepteur Wi-Fi ou d'un récupérateur d'énergie afin d'augmenter sa puissance collectée.

La section I.2 présente l'état de l'art sur les topologies de réseau réflecteur notamment au niveau de la cellule unitaire. La section I.3 et la section I.4 présentent l'approche théorique générale mise en œuvre pour la conception de ce nouveau type de réseau réflecteur. Dans la section I.5, cette méthode théorique est à la fois validée par des simulations et des mesures sur plusieurs prototypes de réseaux réflecteurs. Ce chapitre s'achève ensuite par une conclusion résumant les principales contributions.

I.2. Etat de l'art

En 1963, le premier concept de réseau réflecteur dénommé « reflectarray » en Anglais a été introduit par Berry [I.7]. Ces travaux fondateurs envisagent le réseau réflecteur à partir d'une surface réfléchissante utilisant un réseau de guides d'ondes rectangulaires court-circuités et un cornet comme source d'excitation (Fig.1.1). Ce premier réseau combine la simplicité des réflecteurs et la polyvalence des réseaux déphasés mais reste une structure plutôt encombrante avec un coût de fabrication relativement élevé. Dans les années 1980, le réseau réflecteur imprimé à profil plus réduit a vu le jour, ce qui a suscité beaucoup d'intérêt au sein de la communauté scientifique.

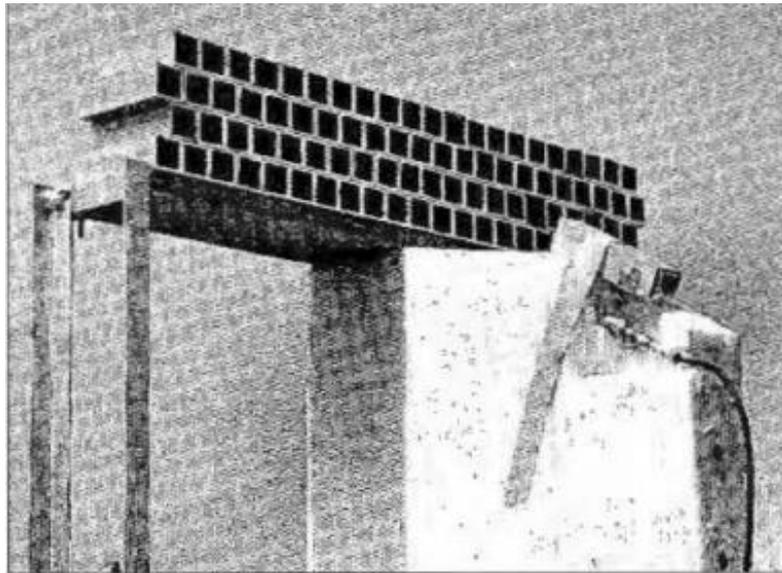


Fig. 1.1. Réseaux réflecteurs de guides d'ondes court-circuités [I.7].

La structure d'un réseau réflecteur est généralement constituée de plusieurs éléments rayonnants disposés spatialement et utilisés pour créer le déphasage souhaité par leur géométrie ou être alimentés avec un déphasage progressif afin de former un faisceau dans la direction choisie. Ces structures périodiques pourraient être divisées en deux groupes principaux comprenant les éléments actifs et les éléments passifs, tous organisés en structures partiellement réfléchissantes (PRS) ou totalement réfléchissantes (Reflectarrays).

I.2.1. Structures passives

I.2.1.1. Structures conventionnelles

(1) Cellule champignon

La structure champignon [I.8] est toujours utilisée dans la conception de surfaces à hautes impédances. Ces dernières sont des structures à motif périodique fixées ou imprimées sur plan de masse, elles n'autorisent la propagation des ondes électromagnétiques le long de leur surface que pour certaines bandes de fréquence.

La structure champignon est présentée par la Fig.1.2 et se compose d'un réseau de patches métalliques placés parallèlement à une plaque métallique. Ils sont disposés dans un treillis bidimensionnel et peuvent être visualisés comme des champignons en surface. La structure

peut être facilement fabriquée en technologie imprimée. Les patches métalliques de la surface supérieure sont reliés à la surface inférieure (plan de masse) par des vias. La dimension de la cellule est d'environ $\lambda/2$, elle peut être décrite comme un réseau LC parallèle, qui se comporte comme un filtre électrique et fournit une impédance élevée aux fréquences radiofréquences et hyperfréquences.

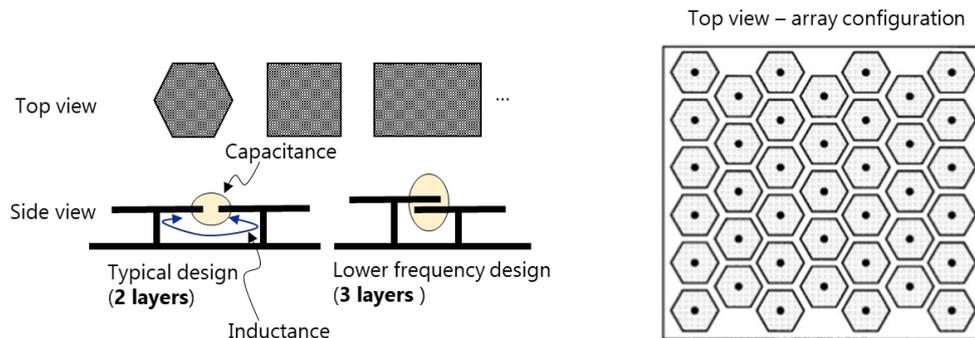


Fig. 1.2. Structure champignon [I.8].

(2) Cellule à fente

Les surfaces partiellement réfléchissantes (PRS) [I.9-I.11] ont reçu une attention particulière en raison de leurs structures compactes et leurs avantages à offrir une directivité élevée. Les antennes PRS utilisent généralement une antenne microruban agissant comme source et un réseau périodique métallique ou métallo-diélectrique, situé à environ une demi-longueur d'onde au-dessus de la source pour booster la directivité.

Une structure communément utilisée dans la conception des PRS est la fente. Comme le montre la Fig.1.3a, la cellule est constituée d'une bande métallique et d'un plan de masse avec une fente [I.12]. La taille de la cellule varie entre environ $\lambda/8$ et $\lambda/6$. La périodicité a et la largeur w des bandes (pistes métalliques) sont optimisées pour avoir la résonance souhaitée et fournir une réflectivité suffisamment élevée. Les bandes orientées parallèlement au champ électrique E jouent le rôle de grille inductive, alors que les fentes orientées parallèlement au champ magnétique H jouent le rôle de grille capacitive. La bande passante obtenue peut aller jusqu'à 25%.

(3) Cellule patch

Dans la conception des PRS, le patch est un élément souvent utilisé [I.13]. Une vue schématique de la cellule élémentaire est présentée par la Fig.1.3b. Le motif sur la face inférieure est un patch métallique carré, celui sur la face supérieure est une bande métallique en forme de croix. Les deux motifs sont soigneusement alignés l'un par rapport à l'autre. La taille des motifs est d'environ $\lambda/10$ avec une bande passante pouvant aller jusqu'à 25% ou plus.

(4) Cellule dipôle

La Fig.1.3c montre un PRS constitué d'un réseau de dipôles parallèles [I.14] de taille individuelle de $\lambda/2$. Cette structure a l'avantage de présenter une bande passante de 50% avec une limitation des lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement de l'antenne.

(5) Cellule à trous identiques

Un PRS peut aussi être constitué d'une plaque conductrice avec des trous identiques uniformément espacés comme indiqué par la Fig.1.3d [I.15]. Le diamètre de chaque trou est d'environ $\lambda/2$, la plaque entière mesure 23×24 cm.

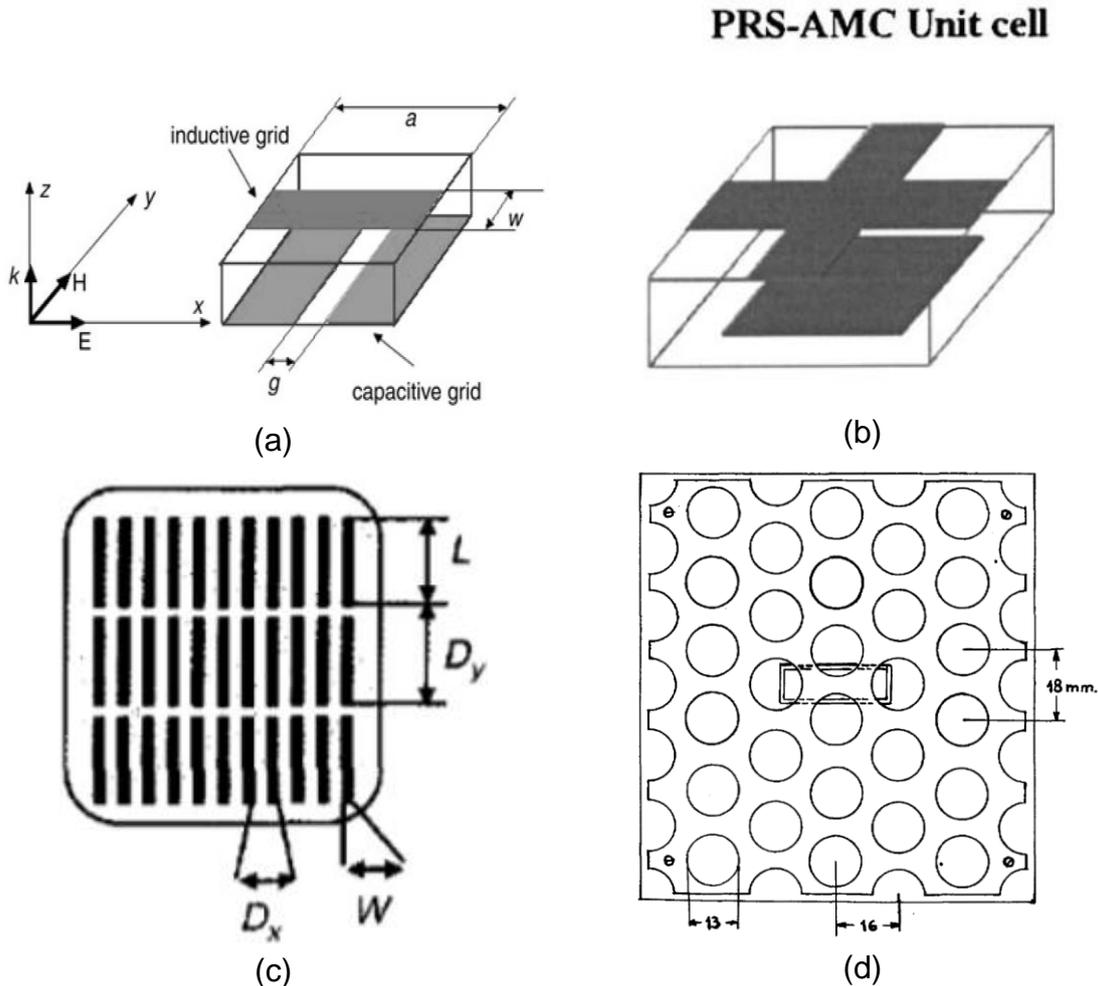


Fig. 1.3. Quelques structures conventionnelles, (a) fente [I.12], (b) patch [I.13], (c) dipôle [I.14], (d) plaque métallique perforée [I.15].

(6) Les méta-grilles ou « metagratings »

Les metasurfaces conventionnelles basées sur des gradients continus des coefficients de réflexion et/ou de transmission locaux sont fondamentalement limitées au niveau de leur efficacité globale dans la transformation d'un front d'onde incident [I.16-17]. De plus, en raison de leurs profils d'impédance qui varient rapidement, ces surfaces nécessitent généralement des processus de fabrication à haute résolution. Pour résoudre ces problèmes, le concept de « metagratings » a été récemment mis en avant, permettant ainsi la conception et la fabrication de surfaces capables de manipuler les ondes avec une efficacité unitaire. Les « metagratings » sont des réseaux périodiques de diffuseurs soigneusement conçus qui, contrairement aux metasurfaces conventionnelles, n'ont pas besoin de supporter une impédance de surface à gradient continu et sont par conséquent beaucoup plus simples à fabriquer.

La Fig.1.4 montre la cellule unitaire d'une méta-grille (metagrating), composée de lignes conductrices positionnées sur un substrat diélectrique imprimé sur un plan de masse avec L et Λ , les périodicités le long des directions x et y , respectivement. Cette cellule est répétée en 2D pour former une structure périodique [1.18]. Le metagrating est capable de réaliser une réflexion dite parfaitement anormale c'est-à-dire sans aucune réflexion spéculaire à partir d'une onde plane incidente. Cependant, cette fonctionnalité semble être limitée au plan de polarisation uniquement avec une grille infinie 2D.

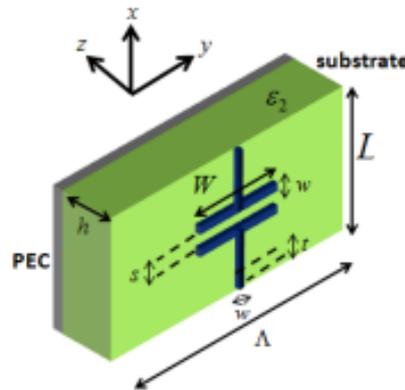


Fig. 1.4. Configuration d'une cellule unitaire constitué d'un condensateur imprimé [1.18].

(7) Structure complémentaire

La structure complémentaire est inspirée du principe de Babinet [1.19] illustré par la Fig.1.5. Ce principe dit succinctement que le champ créé par une source électrique donnée peut être décomposé en deux composantes électrique et magnétique complémentaires.

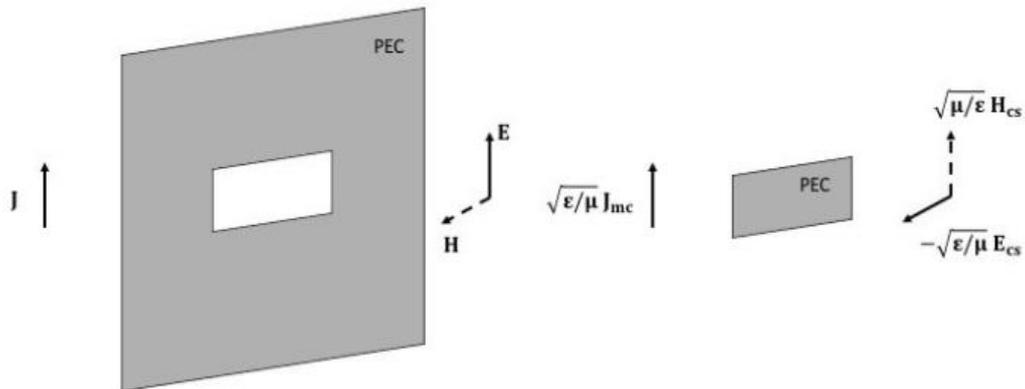


Fig. 1.5. Principe de Babinet.

La boucle circulaire [1.20] et la boucle carrée [1.21] en sont toutes les deux des exemples classiques couramment utilisées dans la conception de surfaces sélectives en fréquence et complémentaires (CFSS). Les CFSS sont des structures périodiques qui sont utilisées comme filtres spatiaux pour une large gamme de fréquences. Ces filtres sont réfléchissants lorsque l'élément de base du réseau périodique est métallique (à titre d'exemple, un dipôle) et possèdent une réponse en transmission si ce réseau est constitué d'ouvertures.

La Fig.1.6 présente la structure en boucle qui se compose d'une couche de boucles métalliques d'un côté du substrat diélectrique et une couche de boucles à fentes de l'autre côté, la taille de la cellule est relativement petite d'environ $\lambda/14$, les deux couches sont décalées avec une distance de $\lambda/28$.

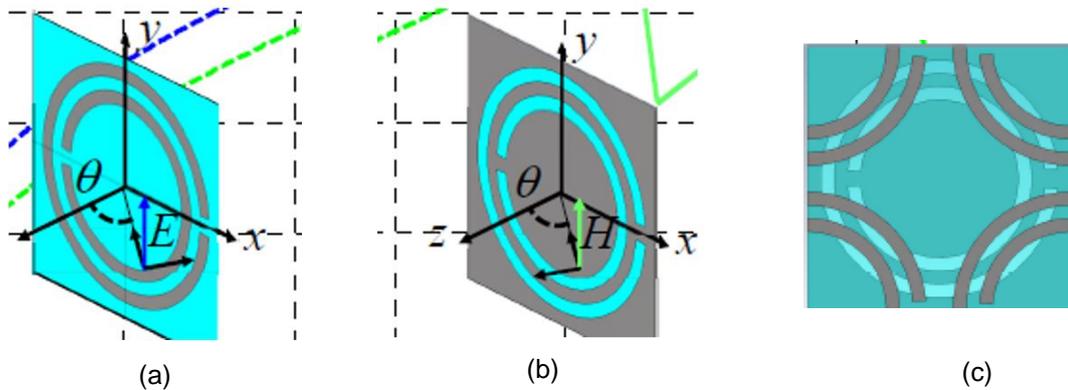


Fig. 1.6. Boucle circulaire [1.20], (a) première couche, (b) deuxième couche, (c) vue de dessus.

I.2.1.2. Structure complexe

(1) Structure bi-anisotropes/admittance parallèle

Les metasurfaces bi-anisotropes de Huygens sont souvent utilisées comme réseau de transmission. Elles sont idéalement sans pertes, passives et complètement sans aucune réflexion [1.22-23]. La structure cellulaire théorique peut être modélisée par un circuit équivalent composé de trois admittances parallèles séparées par des lignes de transmission (Fig.1.7a). Le montage parallèle des impédances modélise les couches métalliques tandis que les lignes de transmission représentent les substrats. En modélisant la cellule unitaire dans ce circuit équivalent, la réponse du circuit peut être déterminée comme une fonction des admittances parallèles des couches Y_1 , Y_2 et Y_3 .

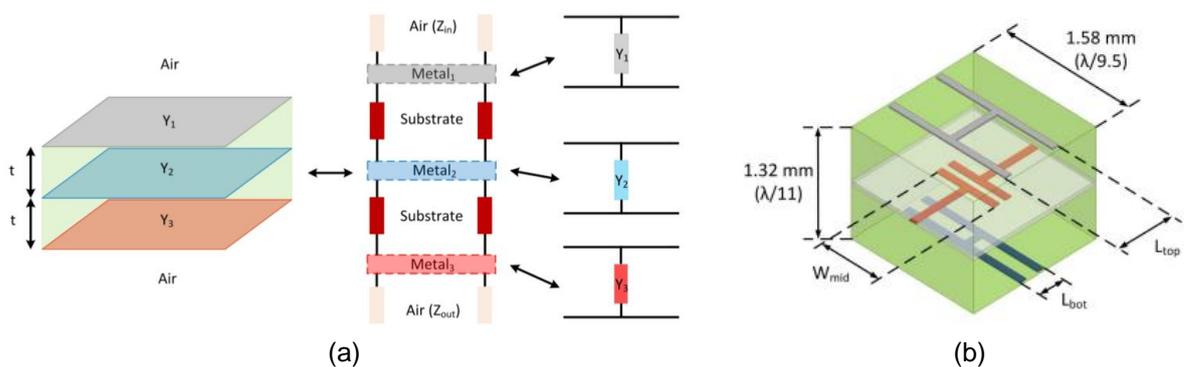


Fig. 1.7. Structure à admittances parallèles, (a) cellule unitaire comprenant trois admittances shunt séparées par des couches diélectriques, (b) cellule unitaire à trois couches composée de deux « H » et d'un dipôle chargé.

La Fig.1.7b montre un exemple de cellule unitaire à 3 couches. Elle est formée d'un « H » sur la couche supérieure, d'un dipôle chargé capacitivement et d'un autre « H » sur la couche inférieure. La taille obtenue est d'environ $\lambda/9.5 \times \lambda/9.5 \times \lambda/11$.

(2) boucle-fil

La Fig.1.8 montre une cellule unitaire de la structure boucle-fil [1.24], qui est également utilisée dans la conception de réseaux de transmission ou *Transmitarrays* en Anglais. La cellule unitaire comprend une boucle formée avec les couches conductrices externes, tandis que le dipôle est formé du conducteur interne. L'épaisseur totale de la cellule est d'environ $\lambda/9$. Notons que la fabrication de la cellule unitaire peut se faire également en technologie imprimée. Le champ électrique incident est polarisé dans la direction verticale, tandis que le champ magnétique incident est polarisé dans la direction horizontale.

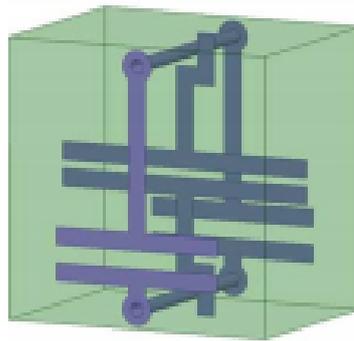


Fig. 1.8. Cellule unitaire boucle-fil [1.24].

I.2.2. Structures actives

La metasurface passive conventionnelle fonctionne généralement à une fréquence unique ou sur une bande de fréquence étroite en raison de sa caractéristique de dispersion intrinsèque. La metasurface active peut surpasser cette limitation et fonctionner dans une bande plus large ou encore en multi-bande.

La Fig.1.9a présente une metasurface [1.25] composée de cellules unitaires actives intégrant des diodes commandées en tension. La polarisation DC variable permet de régler la valeur de la capacité des cellules, ce qui entraîne un changement de fréquence de résonance.

Une autre structure active est montrée sur la Fig.1.9b [1.26]. Elle est constituée d'un élément résonant composé de deux parties différentes: le réflecteur résonant patch dont la longueur de résonance est d'environ $\lambda/4$ et un tronçon de ligne parasite placé à une distance d du patch. La ligne parasite est composée de deux bras, reliés par une diode PIN. Cette dernière est polarisée avec une tension E à 2 états (0 V ou 5 V). Lorsque la tension est mise à zéro, la résonance de la ligne parasite (fixée par ses dimensions) est bien supérieure à la fréquence de résonance du réflecteur patch principal. Ainsi, les deux modes résonants du réflecteur et

de la ligne parasite ne se mélangent pas. Lorsque $E = 5 \text{ V}$, la fréquence de résonance de la ligne parasite se mélange fortement avec celle du réflecteur patch.

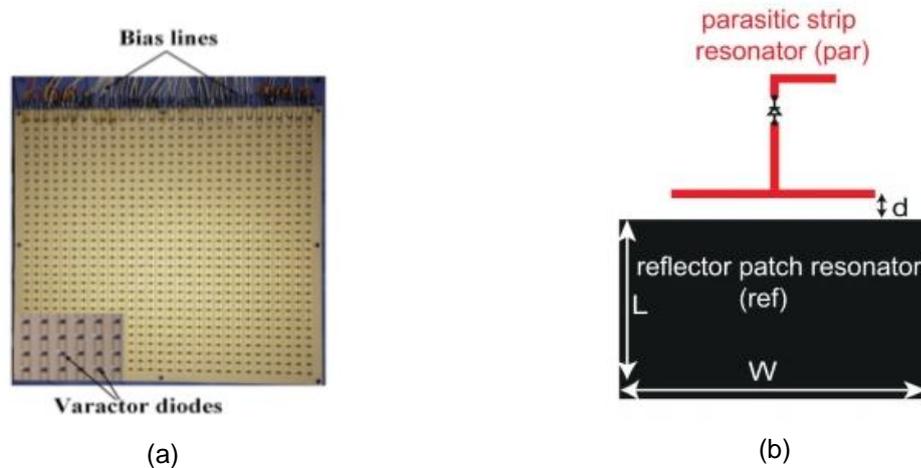


Fig. 1.9. Structures actives, (a) metasurface active avec diodes [I.23], (b) cellule unitaire patch avec parasite [I.24].

I.2.3. Synthèse

Le Tableau 1.1 synthétise les différentes structures élémentaires couramment utilisées pour concevoir aussi bien des reflectarrays, des transmitarrays que des PRS. Cette synthèse est présentée sous la forme d'un tableau prenant en compte les éléments suivants : la topologie, la taille, la bande passante, l'application et la complexité de fabrication.

Groupe		Topologie	Taille	Bande passante	Application	Complexité
Structures passives	Structures conventionnelles	champignon [I.8]	$\lambda/2$	30-40%	surface à haute impédance	basse
		fente [I.12]	$\lambda/6$ - $\lambda/8$	25%	PRS	basse
		patch [I.13]	$\lambda/10$	25%	PRS	basse
		dipôle [I.14]	$\lambda/2$	\	PRS	basse
		trou [I.15]	$\lambda/2$	\	PRS	basse
		metagratings [I.18]	$\ll \lambda$	\	réseau réflecteur	moyenne
	structure complémentaire [I.20-21]	$\lambda/14$	\	CFSS	moyenne	
	Structures complexes	admittance parallèle [I.22-23]	$\lambda/10$	\	réseau de transmission	haute
		boucle fil [I.24]	$\lambda/9$	\	réseau de transmission	haute
Structures actives		diode [I.25]	$\lambda/4$	\	surface accordable en phase	moyenne
		patch avec parasite [I.26]	$\lambda/4$	\	réseau réflecteur	moyenne

Tableau 1.1. Synthèse des cellules de base couramment utilisées pour la conception de metasurface.

La dispersion des incidences dans un espace intérieur nécessite une structure avec une certaine symétrie, une bande passante relativement large pour couvrir la plupart des applications grand public (GSM, Wi-Fi, etc.), et enfin une dimension relativement réduite permettant de réaliser une surface plus compacte, donc facile à intégrer dans l'environnement. Face à ces critères, la cellule circulaire champignon présente les caractéristiques les plus satisfaisantes par rapport à l'application indoor. Elle n'est pas la meilleure en terme de taille mais plutôt intéressante pour sa bande passante et la simplicité et surtout sa symétrie.

I.3. Modélisation des réseaux réflecteurs passifs

I.3.1. Définitions préliminaires

La configuration du réseau réflecteur avec N_r cellules dans la direction r (x et y) est montrée dans la Fig.1.10. Deux cellules consécutives sont séparées par une distance fixe d_r plus un incrément δ_r et présentent une différence de phase d'excitation de β_r .

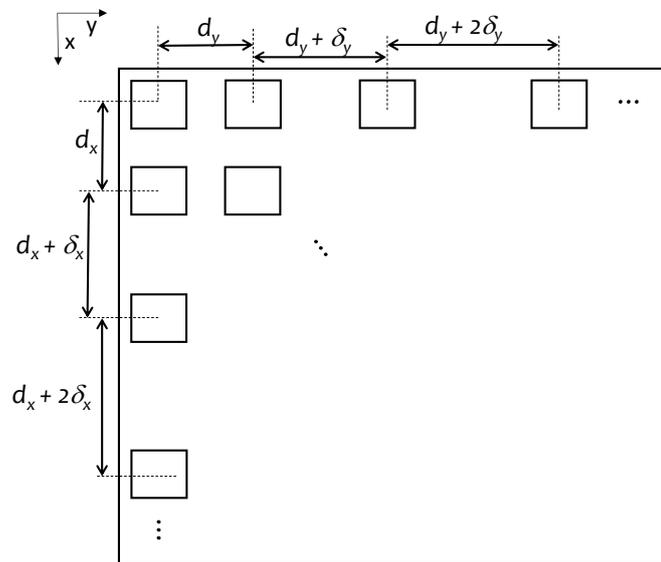


Fig. 1.10. Configuration du réseau réflecteur.

Le réseau est illuminé par une onde plane incidente provenant de la direction Ω_i (θ_i , ϕ_i), tandis que le point d'observation M est placé dans la direction Ω (θ , ϕ) comme indiqué par la Fig.1.11a. Toute nm -cellule du réseau est identifiée avec les entiers non signés n et m prenant des valeurs jusqu'à N_x et N_y selon les axes x et y , respectivement. La n_0m_0 -cellule située au milieu du réseau est choisie arbitrairement comme centre de phase final (cellule de référence) dans le développement théorique.

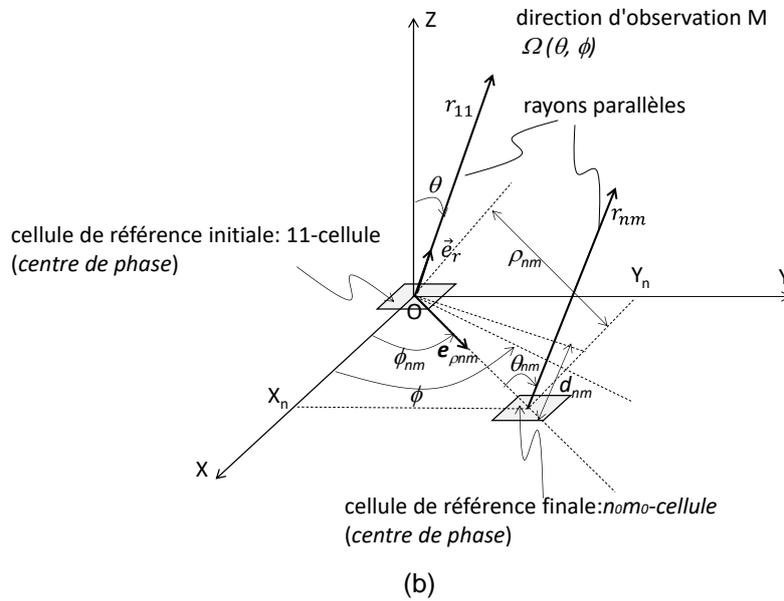
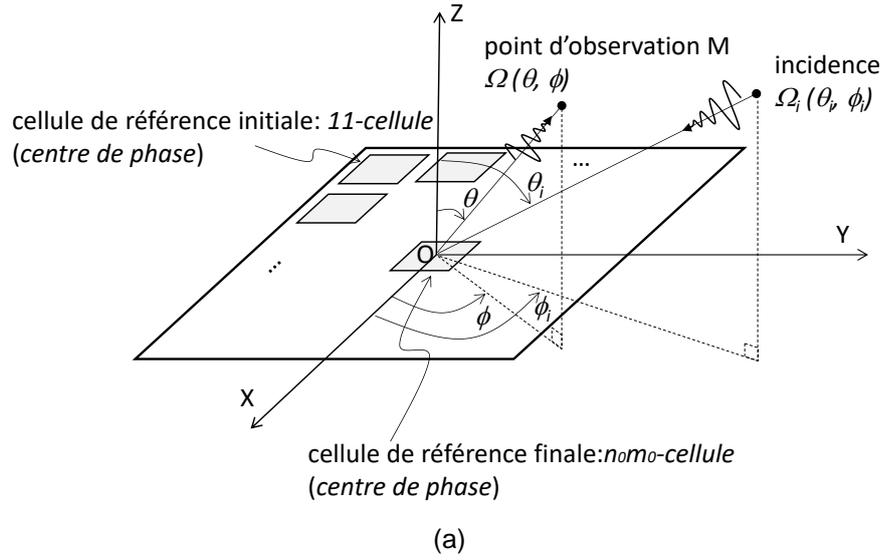


Fig. 1.11. (a) Schéma du réseau sous illumination, (b) rétrodiffusion en champ lointain à partir de deux cellules.

I.3.2. Formulation du facteur de réseau

Le facteur de réseau (AF) est généralement exprimé comme une somme des contributions individuelles à la fois en amplitude (a_{nm}) et en phase ($\Delta\varphi_{nm}$) de chaque nm -cellule du réseau. En considérant la (1,1)-cellule comme référence de phase, AF peut être écrit comme :

$$AF_{11} = \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} a_{nm} e^{j\Delta\varphi_{nm}} \quad (1-1)$$

En raison de la distribution spatiale des éléments (cellules), $\Delta\varphi_{nm}$ comprend trois termes différents. Il s'agit du déphasage spatial $\Delta\phi_{nm}$ qui est lié à la position de chaque cellule dans le réseau, le déphasage d'excitation ou d'illumination $\Delta\phi_{inm}$ qui dépend de la position des cellules et la direction de l'onde incidente, et le déphasage intrinsèque β_{nm} qui est dû à la topologie et de l'orientation de la cellule dans le réseau.

Il est évident que tous ces paramètres doivent être inclus dans l'analyse. Afin de réduire la complexité du problème, faisons les considérations suivantes:

- i) Toutes les cellules sont électriquement identiques.
- ii) Il y a une faible interaction entre les cellules.
- iii) Le champ incident provenant d'une position inconnue en champ lointain atteint chaque cellule du réseau avec presque la même amplitude, mais avec une phase différente.
- iv) Le point d'observation M est suffisamment éloigné du réseau (champ lointain) de sorte à admettre que le champ réfléchi par chaque cellule ait presque la même amplitude, typiquement $a_{nm} \approx 1$.

Sur la base de ces hypothèses et en considérant le réseau dans un système de coordonnées cartésiennes comme illustré par les Fig.1.11a et 1.11b, les équations suivantes peuvent être obtenues :

$$AF_{11} = \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} e^{j(\Delta\phi_{nm} + \Delta\phi_{nm} + \beta_{nm})} \quad (1-2)$$

Avec

$$\Delta\phi_{nm} = kX_n \sin(\theta) \cos(\phi) + kY_m \sin(\theta) \sin(\phi) \quad (1-3a)$$

$$\Delta\phi_{nm} = k_i X_n \sin \theta_i \cos \phi_i + k_i Y_m \sin \theta_i \sin \phi_i \quad (1-3b)$$

$$X_n = \rho_{nm} \cos \phi_{nm} \quad (1-3c)$$

$$Y_m = \rho_{nm} \sin \phi_{nm} \quad (1-3d)$$

Où k_i et k sont les constantes de propagation des ondes incidentes et réfléchies, respectivement. L'absence d'effet Doppler dans ce cas impose $k_i = k$.

En considérant une configuration de réseau rectangulaire avec un espacement inter-éléments non linéaire (Fig.1.10) et un déphasage intrinsèque (β_{nm}) variant linéairement, les expressions compactes suivantes peuvent être obtenues en faisant appel aux calculs portant sur les séries, c'est-à-dire :

$$X_n = (n-1)d_x + \frac{(n-1)(n-2)}{2} \delta_x \quad (1-4a)$$

$$Y_m = (m-1)d_y + \frac{(m-1)(m-2)}{2} \delta_y \quad (1-4b)$$

$$\beta_{nm} = (n-1)\beta_x + (m-1)\beta_y \quad (1-4c)$$

En déplaçant la référence de phase au niveau de la n_0m_0 -cellule (et en invoquant (1-4a) -(1-4c) dans (1-3a) - (1-3d), la relation (1-2) peut être formatée sous la forme de la fonction thêta-3 tronquée [l.27] comme suit :

$$AF_{n_0 m_0} = \prod_{r=x,y} (\theta_3^T(\tau_r, Z_r, M_r) - P_r) \quad (1-5a)$$

$$\theta_3^T(\tau_r, Z_r, M_r) = \sum_{n=-M_r}^{M_r} e^{j(\pi\tau_r n^2 + 2Z_r n)} \quad (1-5b)$$

$$\tau_r = A_r \frac{\delta_r}{\lambda} \quad (1-5c)$$

$$A_x = A_{x\Omega} + A_{x\Omega_i} = \sin \theta \cos \phi + \sin \theta_i \cos \phi_i \quad (1-5d)$$

$$A_y = A_{y\Omega} + A_{y\Omega_i} = \sin \theta \sin \phi + \sin \theta_i \sin \phi_i \quad (1-5e)$$

Étant donné que le nombre de cellules N_r dans la direction r peut être pair ou impair, quatre formulations de réseaux peuvent être considérées.

Lorsque N_r est impair, l'indice central correspondant (n_0 ou m_0) prend la valeur $(N_r + 1) / 2$, et :

$$Z_r = \frac{\pi A_r}{\lambda} \left(d_r + \left(M_r - \frac{1}{2} \right) \delta_r \right) + \frac{\beta_r}{2} \quad (1-6a)$$

$$M_r = \frac{N_r - 1}{2} \quad (1-6b)$$

$$P_r = 0 \quad (1-6c)$$

Cependant, lorsque N_r est pair, l'indice central correspondant prend la valeur $N_r / 2$, et :

$$Z_r = \frac{\pi A_r}{\lambda} \left(d_r + \left(M_r - \frac{3}{2} \right) \delta_r \right) + \frac{\beta_r}{2} \quad (1-6d)$$

$$M_r = \frac{N_r}{2} \quad (1-6e)$$

$$P_r = e^{j \left(\pi \tau_r \left(\frac{N_r}{2} \right)^2 - N_r Z_r \right)} \quad (1-6f)$$

où le paramètre τ_r et l'argument Z_r dépendent de l'espacement inter-éléments δ_r et de la direction de l'onde incidente et réfléchie A_r .

Maintenant que le facteur de réseau est formulé, les paramètres clés qui contrôlent le faisceau réfléchi peuvent être analysés.

I.4. Contrôle du faisceau réfléchi

Dans cette section, le contrôle du faisceau réfléchi à travers les paramètres clés suivants δ_r , N_r , d_r , β_r et A_r est étudié sur un facteur de réseau unidimensionnel général avec N_r impair. Une

étude ainsi qu'une conclusion similaire pourront être obtenues pour le cas de N_r pair.

I.4.1. Incrément d'espacement (δ_r) et nombre de cellules (N_r)

Le facteur de réseau unidimensionnel donné par les équations (1-5a) jusqu'à (1-6c) peut être représenté en fonction de Z_r pour différentes valeurs de τ_r et N_r comme illustré sur la Fig.1.12.

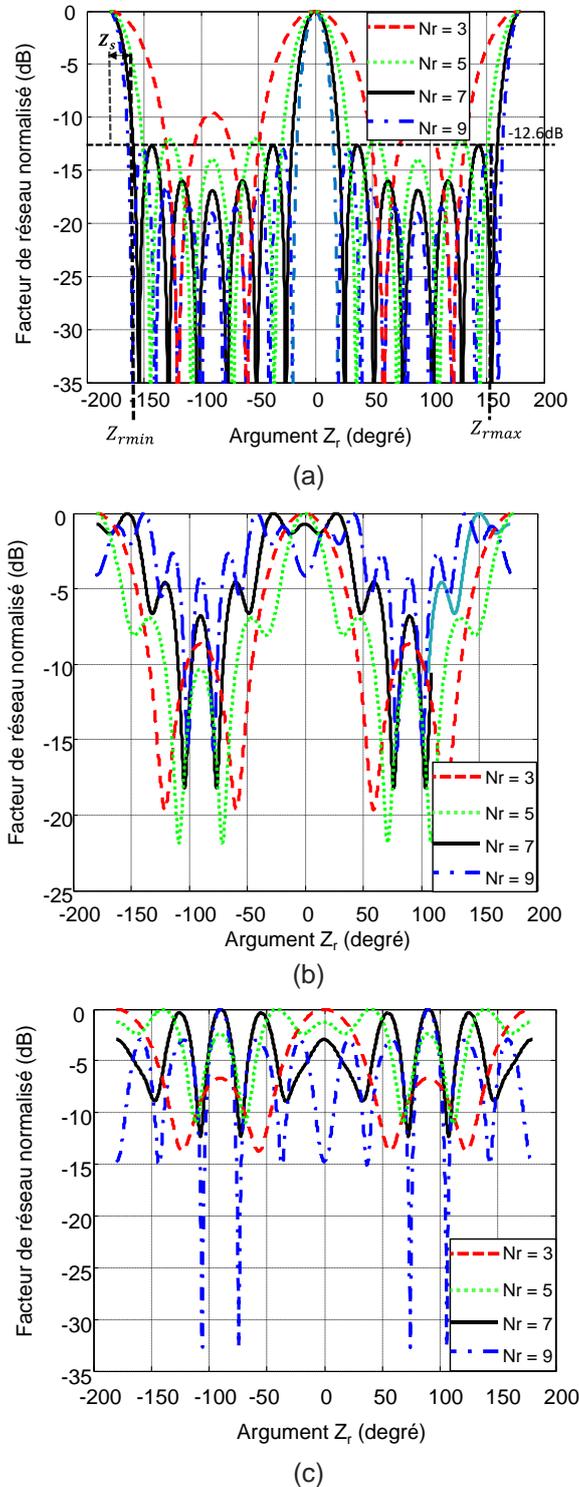


Fig. 1.12. Facteur de réseau unidimensionnel en fonction de Z_r pour différentes valeurs de τ_r et N_r , (a) $\tau_r = 0$, (b) $\tau_r = 0,1$, (c) $\tau_r = 0,2$.

Nous constatons que les niveaux des lobes secondaires augmentent avec τ_r . Cependant, comme nous pouvons le voir sur la Fig.1.12a, les niveaux des lobes latéraux diminuent continuellement à mesure que N_r augmente pour $\tau_r = 0$. Cela signifie qu'un espacement inter-élément non constant n'est pas efficace pour contrôler le faisceau réfléchi. Par conséquent, le meilleur choix est de considérer un espacement inter-élément fixe en définissant $\delta_r = 0$.

La Fig.1.12a montre que les lobes secondaires cessent de diminuer à -12,6 dB pour $N_r \geq 7$. Cette valeur de N_r semble atteindre le meilleur compromis entre la taille du réseau et un faible niveau des lobes latéraux.

I.4.2. Construction d'un faisceau réfléchi unique

I.4.2.1. Mise en équations

La construction d'un faisceau réfléchi unique est un objectif attrayant dans les applications de réflexion. Ceci peut être réalisé grâce à une analyse des quatre paramètres d_r , Z_r , β_r et A_r . Dans la section précédente, nous avons conclu qu'un espacement inter-élément constant permet un meilleur contrôle sur les lobes latéraux. Cette configuration avec $\delta_r = 0$ est considérée dans toute la suite de la formulation mathématique. Ceci, nous conduit à simplifier l'équation (1-5b) de la manière suivante :

$$AF_{r, Nr \text{ odd}} = \frac{\sin(N_r Z_r)}{\sin(Z_r)} \quad (1-7a)$$

$$AF_{r, Nr \text{ even}} = e^{-jZ_r} \frac{\sin(N_r Z_r)}{\sin(Z_r)} \quad (1-7b)$$

Les facteurs de réseau donnés par (1-7a) et (1-7b) sont identiques en amplitude. Par conséquent, seul (1-7a) est arbitrairement considéré pour la suite de l'analyse. AF_r est maximum lorsque le dénominateur de (1-7a) s'annule, typiquement pour $\sin(Z_r) = 0$. Ceci est obtenu à $Z_m = m_{r0}\pi$, m_{r0} étant un entier relatif. Il est facile de voir que AF_r est une fonction périodique de Z_r et le lobe principal se produit à chaque période π . À partir du maximum choisi à Z_m , il est possible d'éviter les lobes de maximums répétitifs en limitant AF_r en dessous du niveau maximum des lobes secondaires de part et d'autre du faisceau principal.

Cela nous mène à deux solutions pour Z_r , notées Z_{rmax} et Z_{rmin} comme illustré par la Fig.1.13 obtenue pour $N_r = 7$.

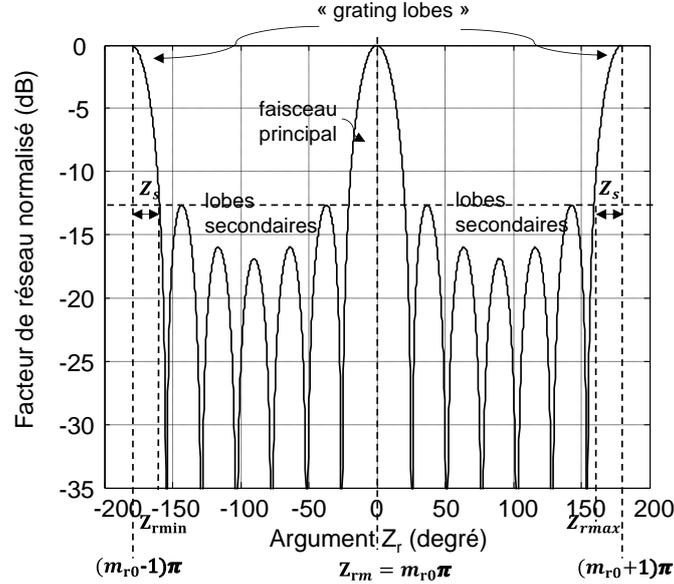


Fig. 1.13. Facteur de réseau unidimensionnel en fonction de Z_r pour $N_r = 7$.

Empêcher l'apparition des lobes maximums multiples impose une variation de Z_r dans la plage $[Z_{rmin}(A_{r\Omega i1}), Z_{rmax}(A_{r\Omega i2})]$, qui correspond à la plage d'incidences admissibles $[A_{r\Omega i1}, A_{r\Omega i2}]$ pour tout point d'observation en champ lointain (région visible) de l'intervalle $-1 \leq A_{r\Omega} \leq 1$. Sur cette base et en partant des équations (1-5d) jusqu'à (1-6c), les expressions suivantes peuvent être obtenues :

$$Z_{rmax} = \frac{\pi d_r (1 + A_{r\Omega i2})}{\lambda} + \frac{\beta_r}{2} = (m_{r0} + 1)\pi - Z_s \quad (1-8a)$$

$$Z_{rmin} = \frac{\pi d_r (-1 + A_{r\Omega i1})}{\lambda} + \frac{\beta_r}{2} = (m_{r0} - 1)\pi + Z_s \quad (1-8b)$$

$$Z_{rm} = \frac{\pi d_r}{\lambda} A_{r0} + \frac{\beta_r}{2} = m_{r0}\pi \quad (1-8c)$$

$$A_{x0} = \sin \theta_0 \cos \phi_0 + \sin \theta_i \cos \phi_i \quad (1-8d)$$

$$A_{y0} = \sin \theta_0 \sin \phi_0 + \sin \theta_i \sin \phi_i \quad (1-8e)$$

où $Z_s = Z_{rmin} - (m_{r0} - 1)\pi = (m_{r0} + 1)\pi - Z_{rmax}$ et $\Omega_0(\theta_0, \phi_0)$ est l'angle solide du maximum de l'onde réfléchi (lobe principal).

Le Tableau 1.2 donne les valeurs de Z_s pour différents N_r (pairs et impairs), ils sont obtenus en traçant (1-5b) en fonction de Z_r . Nous pouvons noter que Z_s diminue avec N_r .

Il y a six inconnues ($d_r, \beta_r, A_{r\Omega i2}, A_{r\Omega i1}, A_{r0}(A_{x0}, A_{y0})$) à résoudre dans les trois équations (1-8a), (1-8b) et (1-8c), ce qui conduit mathématiquement à une infinité de solutions. Néanmoins,

la connaissance de trois paramètres parmi les six, permettrait d'obtenir les trois inconnues restantes. Pour ce faire, Z_{rmin} et Z_{rmax} sont représentés en fonction de $A_{r\Omega i}$ comme indiqué par la Fig.1.14.

N_r (impair)	Z_s	N_r (pair)	Z_s
3	0.25π	2	0.5π
5	0.15π	4	0.25π
7	0.11π	6	0.16π
9	0.09π	8	0.11π
11	0.07π	10	0.09π
13	0.06π	12	0.08π
15	0.05π	14	0.06π

Tableau 1.2. Valeurs de Z_s en fonction de N_r (pair et impair).

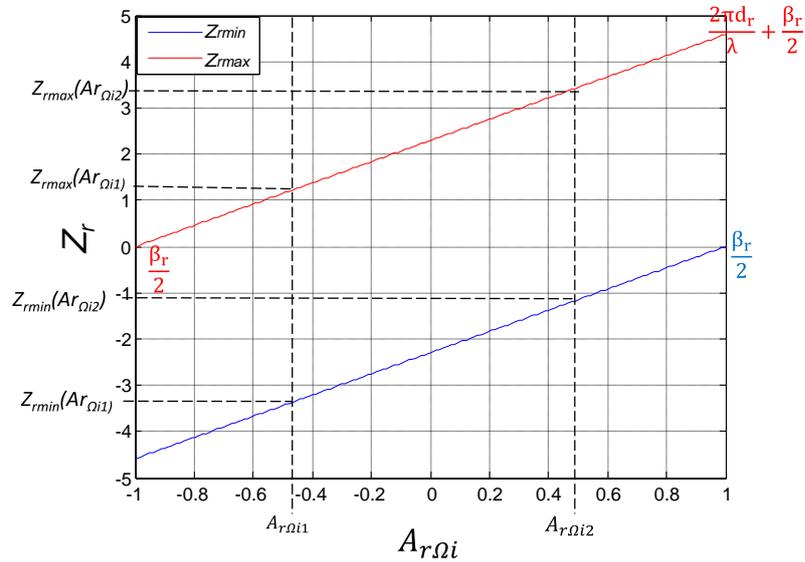


Fig. 1.14. Z_{rmin} et Z_{rmax} en fonction de $A_{r\Omega i}$.

Il faut noter que Z_{rmin} et Z_{rmax} prennent leurs valeurs dans l'intervalle $[-2\pi d_r/\lambda + \beta_r/2, \beta_r/2]$ et $[\beta_r/2, 2\pi d_r/\lambda + \beta_r/2]$, respectivement, puisque toute incidence amène $A_{r\Omega i}$ dans l'intervalle $[-1, 1]$. Pour deux incidences admissibles $A_{r\Omega i1}$ et $A_{r\Omega i2}$, nous pouvons combiner (1-8a) et (1-8b) pour obtenir :

$$Z_{rmax} - Z_{rmin} = \frac{\pi d_r}{\lambda} (A_{r\Omega i2} - A_{r\Omega i1} + 2) \quad (1-9a)$$

L'empêchement des lobes maximums multiples impose $Z_{rmax} - Z_{rmin} \leq 2\pi - 2Z_s$ comme le montre la Fig.1.13.

Pour les besoins de conception où l'objectif est de contrôler une seule incidence illuminant le réflecteur, c'est-à-dire $A_{r\Omega i1} = A_{r\Omega i2}$, l'équation (1-9a) conduit à :

$$d_r \leq \left(1 - \frac{Z_s}{\pi}\right) \lambda \quad (1-9b)$$

Cependant, pour les besoins de conception destinés à contrôler plusieurs incidences simultanément, $A_{r\Omega i1}$ et $A_{r\Omega i2}$ peuvent prendre des valeurs séparées dans l'intervalle $[-1, 1]$, c'est-à-dire $A_{r\Omega i1} = -1$, $A_{r\Omega i2} = 1$. Cela permet d'obtenir d_r comme suit :

$$d_r \leq \left(\frac{1}{2} - \frac{Z_s}{2\pi}\right) \lambda \quad (1-9c)$$

Les deux relations (1-9b) et (1-9c) fournissent le critère de choix de d_r qui est basé sur les valeurs de Z_s données dans le Tableau 1.2, pour empêcher l'apparition de plusieurs maximums. La plage admissible de β_r peut être obtenue à partir des équations (1-8a) et (1-8b) en définissant une valeur pour $A_{r\Omega i}$. Cela mène à :

Pour une seule incidence :

$$2(m_{r0} - 1)\pi + 2Z_s - \frac{2\pi d_r (-1 + A_{r\Omega i})}{\lambda} \leq \beta_r \leq 2(m_{r0} + 1)\pi - 2Z_s - \frac{2\pi d_r (1 + A_{r\Omega i})}{\lambda} \quad (1-9d)$$

Pour des incidences multiples :

$$2(m_{r0} - 1)\pi + 2Z_s + \frac{4\pi d_r}{\lambda} \leq \beta_r \leq 2(m_{r0} + 1)\pi - 2Z_s - \frac{4\pi d_r}{\lambda} \quad (1-9e)$$

Par exemple, la connaissance de l'angle d'incidence Ω_i ($\theta_i = 20^\circ$, $\phi_i = 45^\circ$), typiquement avec $A_{r\Omega i} = 0,24$ et le choix de $Z_{rm} = \pi$ (c'est-à-dire $m_{r0} = 1$) et $d_r = \lambda/2$, fournit la plage autorisée de β_r pour $N_r = 7$ comme indiqué par la région hachurée sur la Fig.1.15. Les valeurs admissibles de β_r varient entre π et $2,5\pi$ pour obtenir un faisceau principal unique.

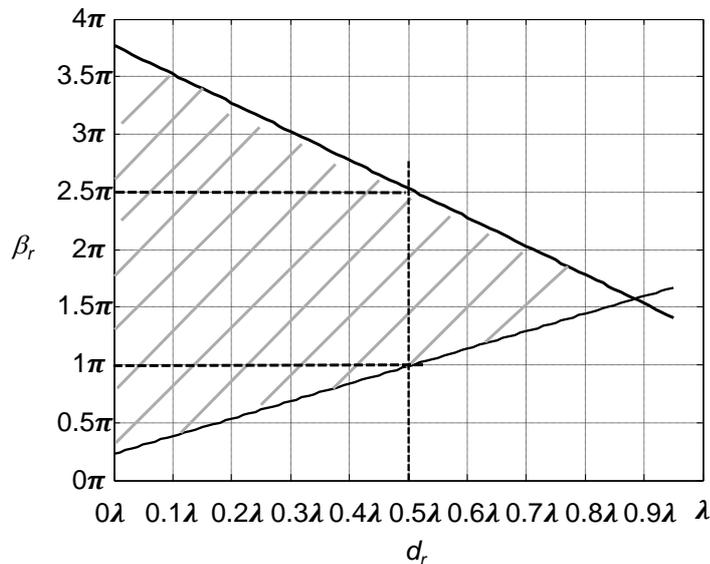


Fig. 1.15. β_r en fonction de d_r , $m_{r0} = 1$, $A_{r\Omega i} = 0.24$.

En somme, ayant choisi la direction du faisceau principal A_{r0} (A_{x0} , A_{y0}) et les incidences à traiter via $A_{r\Omega i}$, le concepteur devra choisir d_r et définir β_r en se référant aux relations (1-9b) - (1-9c) et (1-9d) - (1-9e), respectivement. En pratique, le choix de β_r définit à la fois m_{r0} et la direction du faisceau principal, qui doit être analysée plus en détail.

I.4.2.2. Solutions

A partir de (1-8d) et (1-8e), et après plusieurs manipulations trigonométriques, nous pouvons calculer la direction du faisceau principal réfléchi Ω_0 (θ_0 , ϕ_0) en fonction de A_{x0} , A_{y0} , $A_{x\Omega i}$ et $A_{y\Omega i}$ de la façon suivante :

$$\theta_0 = \arcsin \left(\sqrt{(A_{x0} - A_{x\Omega i})^2 + (A_{y0} - A_{y\Omega i})^2} \right) \quad (1-10a)$$

$$\phi_0 = \arctan \left(\frac{A_{y0} - A_{y\Omega i}}{A_{x0} - A_{x\Omega i}} \right) \quad (1-10b)$$

Avec

$$A_{x\Omega i} = \sin \theta_i \cos \phi_i \quad (1-10c)$$

$$A_{y\Omega i} = \sin \theta_i \sin \phi_i \quad (1-10d)$$

L'analyse de (1-10a) - (1-10b) et (1-8c) montre que pour toute incidence, Ω_0 (θ_0 , ϕ_0) est fixé par A_{r0} , lui-même fixé par β_r , d_r et m_{r0} .

(1) Cas $\beta_r=0$

On considère ici le cas où $\beta_r = 0$, ce qui signifie qu'il n'y a pas de déphasage intrinsèque entre les éléments du réseau dans la direction r . L'invocation de cette condition dans (1-8a) et (1-8b), permet d'obtenir m_{r0} de la façon suivante :

$$m_{r0} = \frac{(A_{r\Omega i2} + A_{r\Omega i1})(\pi - Z_s)}{(A_{r\Omega i2} - A_{r\Omega i1} + 2)\pi} \quad (1-11)$$

Il convient de mentionner que m_{r0} est un entier dont la valeur n'est pas affectée par N_r . Par conséquent, toute valeur de N_r peut être considérée pour obtenir m_{r0} . Prenons arbitrairement $N_r = 7$, ce qui impose $Z_s = 0,11\pi$ en se référant au Tableau 1.2.

Pour une seule incidence illuminant le réseau, $A_{r\Omega i1} = A_{r\Omega i2} = A_{r\Omega i}$, $m_{r0} = A_{r\Omega i}(\pi - Z_s)/\pi = 0,89A_{r\Omega i}$ d'après l'équation (1-11). La couverture de toutes les incidences fournit $-1 \leq A_{r\Omega i} \leq 1$, ce qui conduit à $-0,89 \leq m_{r0} \leq 0,89$. Puisque m_{r0} est un entier, alors sa seule valeur possible est simplement zéro.

En considérant maintenant les deux conditions $\beta_r = 0$ et $m_{r0} = 0$ dans l'équation (1-8c), nous obtenons également $A_{r0} = 0$. Ainsi, selon les équations (1-10a) et (1-10b), la direction maximale du faisceau réfléchi $\Omega_0(\theta_0, \phi_0)$ est obtenue comme suit :

$$\theta_0 = \arcsin\left(\sqrt{(A_{x\Omega_i})^2 + (A_{y\Omega_i})^2}\right) = \arcsin(\sin\theta_i) \quad (1-12a)$$

$$\phi_0 = \arctan\left(\frac{-A_{y\Omega_i}}{-A_{x\Omega_i}}\right) = \arctan(\tan\phi_i) \quad (1-12b)$$

L'analyse trigonométrique des équations (1-12a) et (1-12b) révèle que le faisceau réfléchi principal se forme dans deux directions possibles (voir annexe), c'est-à-dire :

$$\text{Faisceau du plan supérieur: } \theta_0 = \theta_i, \phi_0 = \pi + \phi_i \quad (1-13a)$$

$$\text{Faisceau du plan inférieur: } \theta_0 = \pi - \theta_i, \phi_0 = \pi + \phi_i \quad (1-13b)$$

Physiquement, le faisceau du plan supérieur est conforme à la loi de Snell-Descartes démontrée en optique géométrique [1.28], tandis que le faisceau du plan inférieur peut être supprimé en considérant une surface totalement réfléchissante et infiniment grande.

Ces résultats donnés par les relations (1-13a) et (1-13b) montrent clairement que tant qu'il n'y a pas de déphasage d'excitation intrinsèque entre les éléments du réseau, typiquement avec $\beta_r = 0$, aucun contrôle du faisceau principal ne peut être possible. Seul l'angle d'incidence détermine la direction du faisceau réfléchi principal. Les réseaux réflecteurs avec de telles caractéristiques peuvent être désignés comme spéculaires.

(2) Cas $\beta_r \neq 0$

Dans ce cas d'étude, un déphasage intrinsèque existe entre les éléments du réseau, typiquement $\beta_r \neq 0$. A partir des équations (1-8a) et (1-8b), m_{r0} est obtenu de la façon suivante:

$$m_{r0} = \frac{(A_{r\Omega_{i2}} + A_{r\Omega_{i1}})(\pi - Z_s) + \beta_r + \frac{\beta_r}{2}(A_{r\Omega_{i2}} - A_{r\Omega_{i1}})}{(A_{r\Omega_{i2}} - A_{r\Omega_{i1}} + 2)\pi} \quad (1-14)$$

L'équation (1-14) se réduit à $m_{r0} = A_{r\Omega_i}(1 - Z_s/\pi) + \beta_r/2\pi$ dans le cas d'une seule incidence, c'est-à-dire avec $A_{r\Omega_{i1}} = A_{r\Omega_{i2}} = A_{r\Omega_i}$. La définition de la taille du réseau via N_r ne fournira que la valeur de Z_s laissant deux inconnues dans l'expression précédente, c'est-à-dire l'incidence $A_{r\Omega_i}$ et le déphasage β_r . Mathématiquement, l'on dispose d'une seule équation avec deux inconnues, c'est-à-dire une infinité de solutions possibles. La tâche du concepteur revient à définir β_r à travers la topologie des cellules unitaires en fonction de l'incidence considérée. Ces choix clés $(\beta_r, A_{r\Omega_i})$ associés à l'espacement inter-élément (d_r) déterminent ensuite les valeurs de m_{r0} et la direction du faisceau réfléchi $\Omega_0(\theta_0, \phi_0)$ en s'appuyant sur les équations (1-10a) et (1-10b). Ce faisceau contrôlable est une option intéressante qui est impossible avec $\beta_r = 0$.

I.4.3. Solution complète du champ réfléchi

Dans la section précédente, les solutions du champ réfléchi ont été dérivées uniquement en termes du facteur de réseau. Cela signifie des cellules de diffusion théoriquement isotropes. Pour le cas général des cellules non isotropes, le champ total réfléchi par le réseau est obtenu en multipliant le facteur de réseau total (AF_{total}) par le champ réfléchi par la cellule de référence uniquement (cellule $E_{Ref-cell}$), C'est-à-dire :

$$E_{Array} = AF_{total} \times E_{Ref-cell} \quad (1-15a)$$

Dans le mécanisme général de diffusion, aussi bien des faisceaux spéculaires que contrôlables peuvent coexister, ce qui conduit AF_{total} à inclure simultanément deux termes, notamment $AF_{\beta=0}$ et $AF_{\beta \neq 0}$. Pour un déphasage intrinsèque (β_{nm}) variant arbitrairement entre les éléments du réseau, cela conduit à :

$$AF_{total} = a \times AF_{\beta=0} + b \times AF_{\beta \neq 0} \quad (1-15b)$$

$$AF_{\beta} = \sum_{n=n_s}^{M_x} \sum_{m=m_s}^{M_y} e^{j(2Z_{nm} + \beta_{nm})} \quad (1-15c)$$

$$Z_{nm} = \frac{\pi}{\lambda} (A_x d_x n + A_y d_y m) \quad (1-15d)$$

où $n_s = -M_x$ lorsque N_x est impair, c'est-à-dire $M_x = n_0 = (N_x - 1)/2$. Tandis que $n_s = -M_x + 1$, lorsque N_x est pair, c'est-à-dire $M_x = N_x/2$. Des relations similaires peuvent être écrites pour m_s en remplaçant M_x par M_y et n_0 par m_0 . Les paramètres A_x et A_y sont donnés respectivement par les équations (1-5d) et (1-5e).

Le facteur de réseau donné par la relation (1-15c) est référencé au niveau de la $n_0 m_0$ -cellule (cellule centrale). Le terme structurel $AF_{\beta=0}$ s'obtient en posant $\beta_{nm} = 0$, tandis que pour le faisceau contrôlable $AF_{\beta \neq 0}$, β_{nm} dépend rigoureusement de l'incidence, du point d'observation et de la topologie de la cellule élémentaire. Cette dépendance multiple limite toute formulation analytique de β_{nm} qui pourrait cependant être obtenue par simulations des cellules individuelles séparément.

Les coefficients complexes a et b donnés dans l'équation (1-15b) fixent les contributions des termes structurels et contrôlables dans l'expression du champ total réfléchi. Étant donné que la plupart des réseaux réflecteurs sont en grande partie constitués de structures métalliques, le faisceau structurel présente une contribution en amplitude plus élevée que celle du faisceau contrôlable. Il n'est pas simple de formuler analytiquement a et b pour une topologie de cellule unitaire donnée car ces coefficients dépendent de l'incidence, du point d'observation et de la taille du réseau $N_x \times N_y$. Ces coefficients peuvent être obtenus numériquement par optimisation globale basée sur les équations (1-15a) jusqu'à (1-15d) connaissant $E_{Ref-cell}$, E_{Array} et β_{nm} , tous obtenus par simulations. Cependant, une telle approche reste limitée car elle ne fournira que des valeurs spécifiques pour a et b , pas nécessairement extensibles à une autre taille de réseau y compris avec les mêmes échantillons de cellules. Alternativement, nous pouvons fixer $a = b = 1$ empiriquement. Cette approximation, considérée tout au long de ce chapitre,

est suffisante pour une conception précise avec des objectifs de focalisation atteignables. Pour les réseaux spéculaires ($\beta_{nm} = 0$), il est évident de prendre $a = 1$ et $b = 0$.

Maintenant que le champ total réfléchi par le réseau est formulé, plusieurs cas de validation peuvent être considérés.

I.5. Validations numériques et expérimentales

I.5.1. Prototypes fabriqués

I.5.1.1. Réseaux réflecteurs spéculaires

Comme nous l'avons déjà montré dans la section I.2.3, la structure champignon est la plus adaptée à notre application. Nous rappelons qu'elle se compose d'un patch circulaire de rayon R connecté au plan de masse par un via de diamètre d comme présenté par la Fig.1.16. Le patch est imprimé sur un substrat d'épaisseur h . La taille globale du réseau est $W_x \times W_y$.

Deux réseaux spéculaires sont conçus pour fonctionner à la fréquence 2,4 GHz. Un premier prototype est imprimé sur le matériau Nelco® NY9208 de permittivité de $\epsilon_r = 2,08$ et de tangente de pertes $\tan\delta = 0,0006$ à 10 GHz [I.29]. Le second prototype est imprimé sur du FR4 avec $\epsilon_r = 4,2$ et $\tan\delta = 0,014$ donné à 1 GHz [I.30]. Par simplification, des surfaces symétriques sont considérées avec $N_x = N_y$ et le choix $d_x = d_y = 0,73\lambda = 89,06$ mm est fait de sorte à satisfaire la relation (1-9b) pour une plage d'incidences vérifiant $-0,21 \leq A_{r\Omega_i} \leq 0,21$. Le Tableau 1.3 résume les dimensions des deux prototypes fabriqués.

Prototypes	R (mm)	h (mm)	$N_x = N_y$	$W_x = W_y$	dvia (mm)
NELCO9208	23.8	1.542	7	567.56	0.25
FR4	16.3	1.6	7	582.56	0.25

Tableau 1.3. Paramètres des prototypes fabriqués des réseaux réflecteur spéculaires.

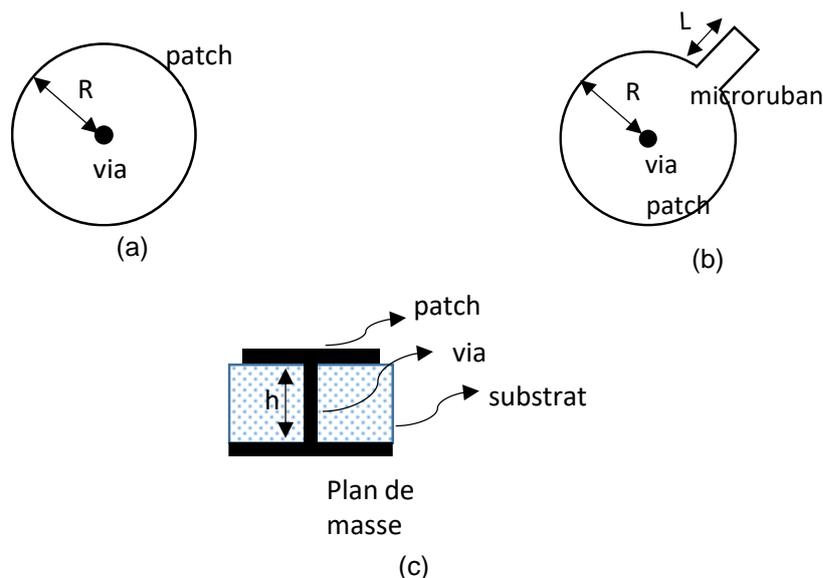


Fig. 1.16. Cellule champignon, (a) vue de dessus de la cellule unitaire pour le réseau réflecteur spéculaire, (b) vue de dessus de la cellule unitaire pour le réseau réflecteur focalisant, (c) vue latérale des deux cellules unitaires.

I.5.1.2. Des réseaux réflecteurs focalisants

Dans ce cas, la structure de type champignon est toujours considérée, tandis qu'une ligne microruban de longueur L est introduite dans la structure et connectée au patch pour obtenir un déphasage (intrinsèque) (β_r) entre les cellules, comme le montre la Fig.1.16b.

Deux réflecteurs focalisants sont également conçus à la fréquence 2,4 GHz et imprimés sur du Nelco® NY9208 et du FR4 pour une incidence $\theta_i = 20^\circ$, $\phi_i = 45^\circ$. A la Fig.1.15, nous remarquons qu'un d_r plus petit peut fournir une plage admissible plus grande de β_r , donc une grande plage variable de β_r . Par conséquent, le choix de $d_r = 0,5\lambda$ est fixé pour limiter l'interaction entre les cellules et fournir une plage de variation suffisante de β_r . Le Tableau 1.4 résume les dimensions des deux prototypes fabriqués. Les photos des prototypes fabriqués sont illustrées par la Fig.1.17.

Prototypes	R (mm)	h (mm)	Nx	Ny	Wx (mm)	Wy (mm)	dvia (mm)
NELCO9208	23.8	1.542	10	8	610	488	0.25
FR4	16.3	1.6	10	8	610	488	0.25

Tableau 1.4. Paramètres des prototypes fabriqués des réseaux réflecteurs focalisants.

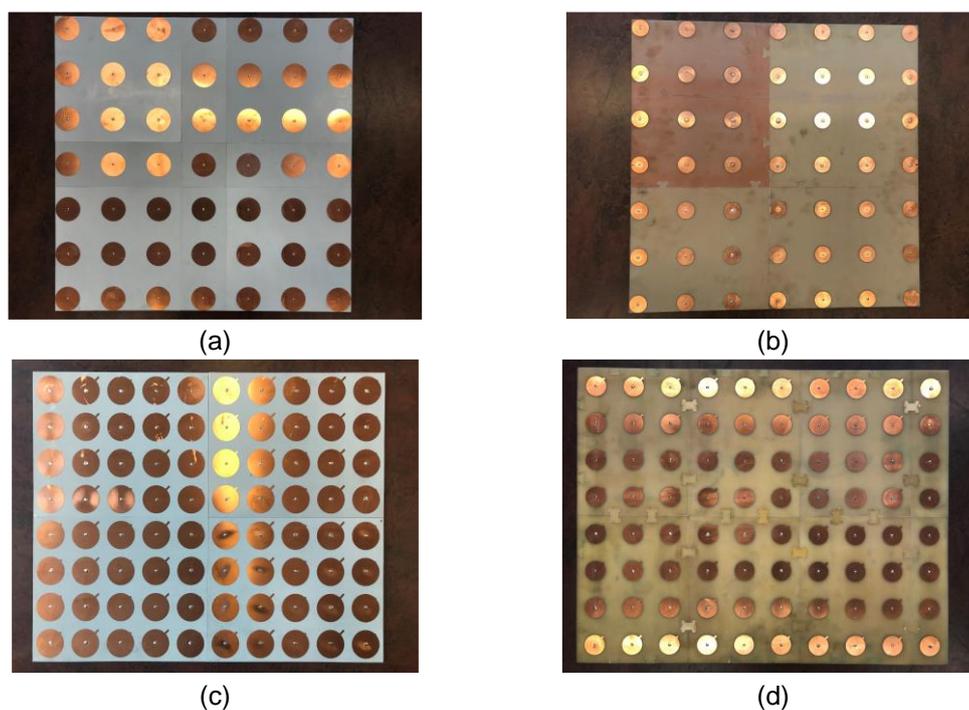


Fig. 1.17. Photographies des prototypes fabriqués, (a) et (b) réseaux réflecteurs spéculaires sur Nelco et FR4, respectivement, (c) et (d) réseaux réflecteurs focalisants sur Nelco et FR4, respectivement.

I.5.2. Implémentations théoriques et numériques

Chaque cellule des prototypes mentionnés ci-dessus est simulée à la fréquence 2,4 GHz avec CST, qui est basée sur la technique d'intégration finie (FIT) [I.31]. Comme nous pouvons le voir sur la Fig.1.18, la cellule unitaire est placée dans un volume de simulation délimité par les six faces d'un parallélépipède avec des conditions aux limites de type « open » et est illuminée par une onde plane. Dans l'approche proposée, le champ diffusé de la cellule de

référence $E_{Ref-cell}$ et la phase intrinsèque β_{nm} de chaque cellule sont obtenus à partir de simulations. Ensuite, les expressions (1-15a) jusqu'à (1-15d) sont calculées pour obtenir les champs totaux réfléchis par les réseaux à la fois spéculaires et focalisants sur la base des dimensions fournies dans les Tableaux 1.3 et 1.4. Les réseaux conçus sont directement simulés selon le même principe de la Fig.1.18 et comparés aux résultats théoriques.

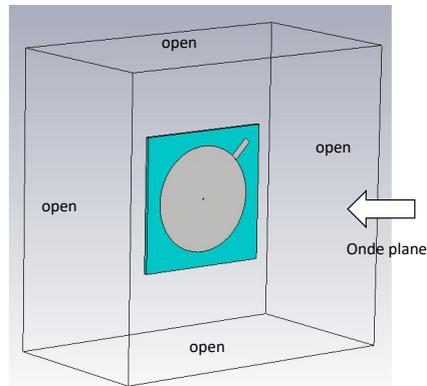


Fig. 1.18. Configuration de la simulation.

I.5.3. Mesure

I.5.3.1. Système de mesure

Le schéma du système de mesure est présenté dans la Fig.1.19a. Il comprend une antenne émettrice Tx (Source), qui est située à une distance $R_i = 4,7$ m de la cible. L'antenne de réception Rx (Receiver) tourne autour de la cible avec un rayon $R = 1$ m. La cible est positionnée sur un mât diélectrique qui est capable de tourner selon les deux angles azimut (θ_i) et élévation (ϕ_i), tandis que la polarisation de l'antenne Tx peut être réglée avec l'angle ϕ_p . Ce dernier est contrôlé par le moteur du mât Tx. L'angle de mesure (θ_s), angle de bi-statisme, varie de -90° à 90° avec un pas de 1° . La photographie du système de mesure installé à l'intérieur de la chambre anéchoïque est donnée par la Fig.1.19b.

Les mesures sont effectuées à la fois en polarisations verticale (V) et horizontale (H) selon les configurations de mesure VV et HH définies en lien avec les polarisations des antennes Tx et Rx. La bande passante mesurée est de 2 GHz, c'est-à-dire de 1 GHz jusqu'à 3 GHz sur 1001 points.

I.5.3.2. Traitement des données

Trois types de mesures sont effectuées pour chaque prototype fabriqué. La première, dite « background measurement » (S_{21_bg}) consiste à mesurer la réponse de la chambre anéchoïde sans le prototype. La deuxième correspond à la mesure d'une cible de référence (S_{21_ref}) dont la surface équivalente radar (SER) est bien connue, tandis que la troisième est la mesure du prototype lui-même ($S_{21_prototype}$). Les mesures sont effectuées sur le paramètre S_{21} entre les antennes Tx et Rx. La méthode de post-traitement considérée est une technique de soustraction directe [I.32-33], qui consiste à retirer à la fois l'effet de « background » et les chemins directs de la mesure du prototype. Ceci est suivi d'une correction de l'effet d'ombrage via une équation d'étalonnage basée sur la cible de référence.

L'équation de post-traitement complète est donnée par :

$$SER_{prototype} = \frac{(S_{21_prototype} - S_{21_bg})}{S_{21_ref}} SER_{ref} \quad (1-16)$$

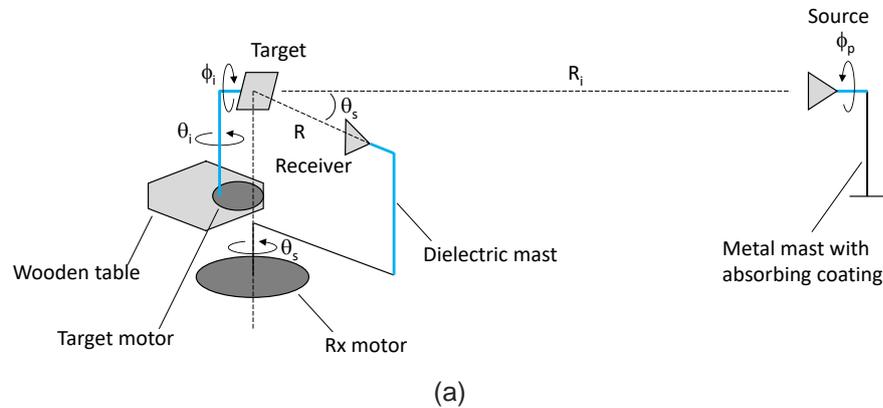


Fig. 1.19. Système de mesure (a) schéma et (b) photographie.

La cible de référence considérée dans ces mesures est une plaque carrée à base de cuivre de $610 \times 488 \text{ mm}^2$ dont le SER bistatique (SER_{ref}) est obtenu à partir de simulations considérant des ondes planes.

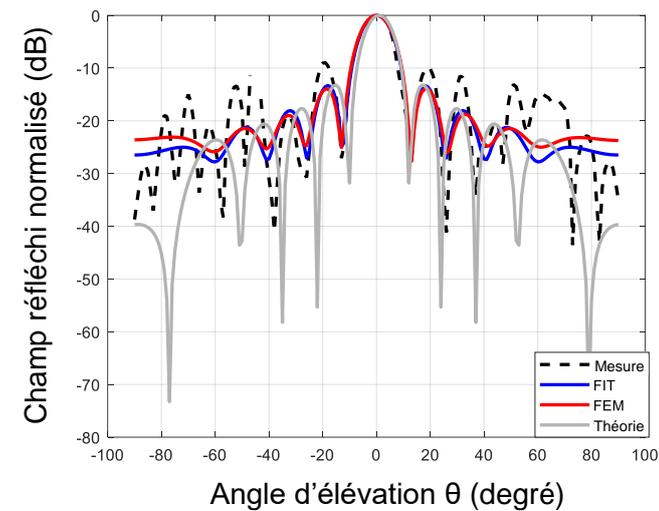
I.5.3.3. Résultats

Les résultats théoriques, simulés et de mesure, obtenus à partir des procédures susmentionnées données dans les sections I.5.2 et I.5.3, sont présentés dans les Fig.1.20 et Fig.1.21 pour les prototypes spéculaires, et dans les Fig.1.22 et Fig.1.23 pour les prototypes focalisants. Les résultats de simulation sont obtenus à partir des outils CST et HFSS. Ce dernier est basé sur la méthode des éléments finis (FEM) [I.34].

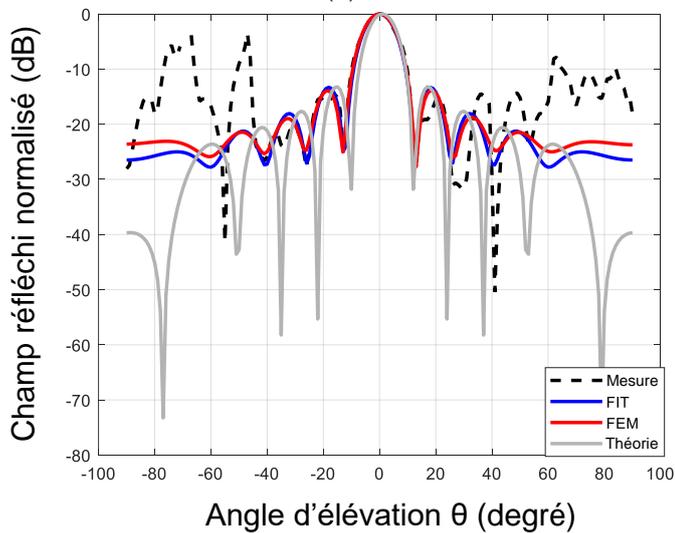
Nous remarquons sur les figures ci-dessous que les résultats théoriques sont cohérents avec les simulations et les mesures pour tous les prototypes. La plupart des différences entre toutes les méthodes se produisent pour $|\theta| \geq 45^\circ$. En effet, les résultats théoriques s'écartent de ceux des simulations principalement en raison des effets de bord provenant de $E_{Ref-cell}$, obtenu de la simulation de la cellule de référence seule avec des conditions aux limites de type « open ».

Ces effets semblent accentuer avec θ . Nous pensons qu'une meilleure précision sur $E_{Ref-cell}$ c'est-à-dire sans effets de de bord, améliorerait l'accord avec la simulation directe du réseau. Les écarts restent néanmoins acceptables.

Les mesures s'écartent des simulations principalement en raison de la baisse de niveau et des zéros de la SER de la cible de référence (plaque métallique). Ceci s'accompagne d'une augmentation de la réflectivité de la chambre pour les angles hors axe notamment pour $|\theta| \geq 45^\circ$. Cet effet semble être plus visible en polarisation HH. Les différences entre les simulations elles-mêmes pourraient être attribuées aux tolérances de maillage au niveau de chaque simulateur.

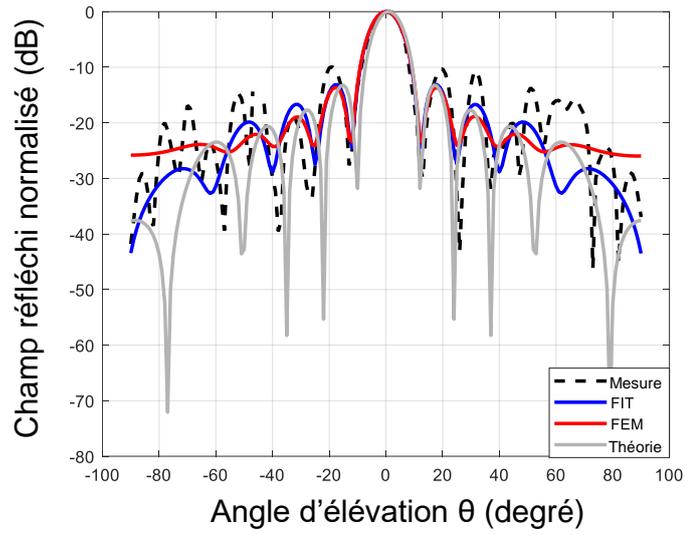


(a)

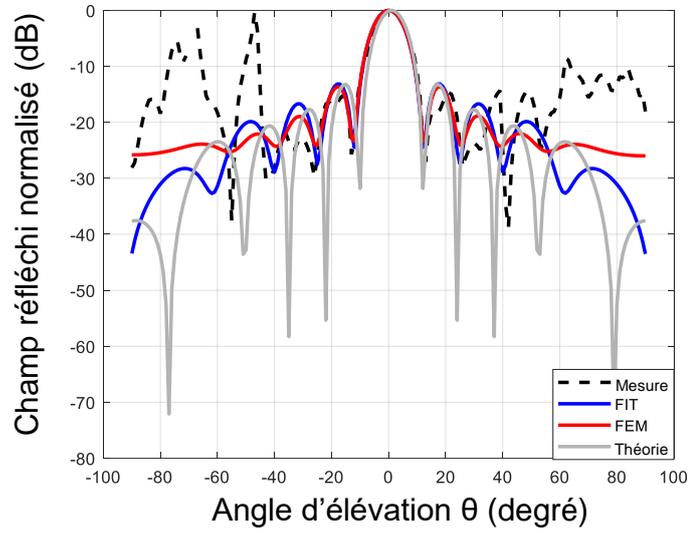


(b)

Fig. 1.20. Champ diffusé normalisé de la surface spéculaire fabriquée sur un substrat FR4, (a) polarisation VV (b) polarisation HH.

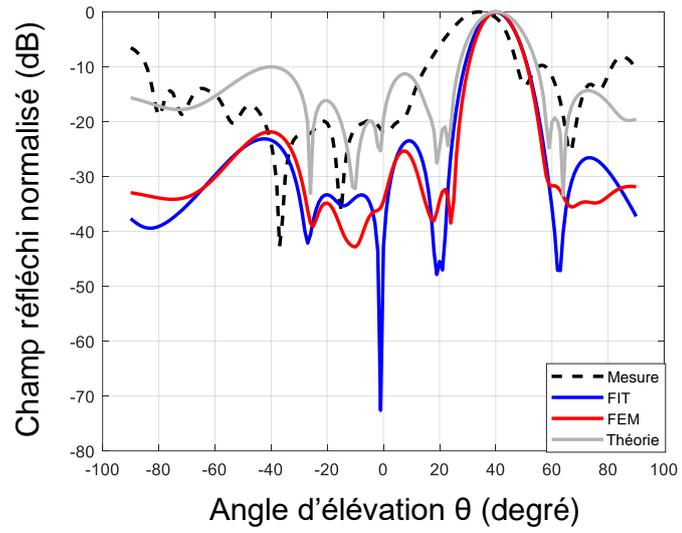


(a)

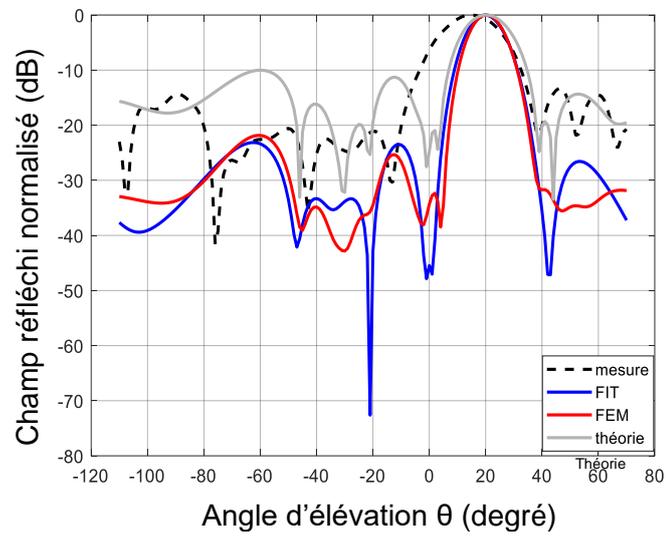


(b)

Fig. 1.21. Champ rétrodiffusé normalisé de la surface spéculaire fabriquée sur un substrat Nelco, (a) polarisation VV (b) polarisation HH.

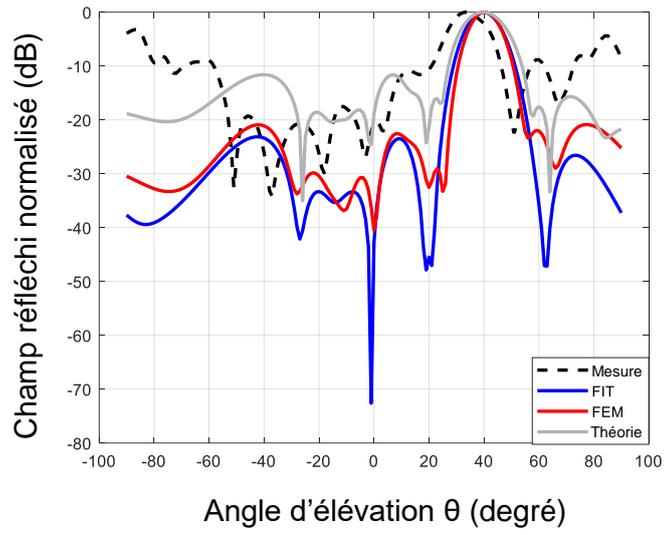


(a)

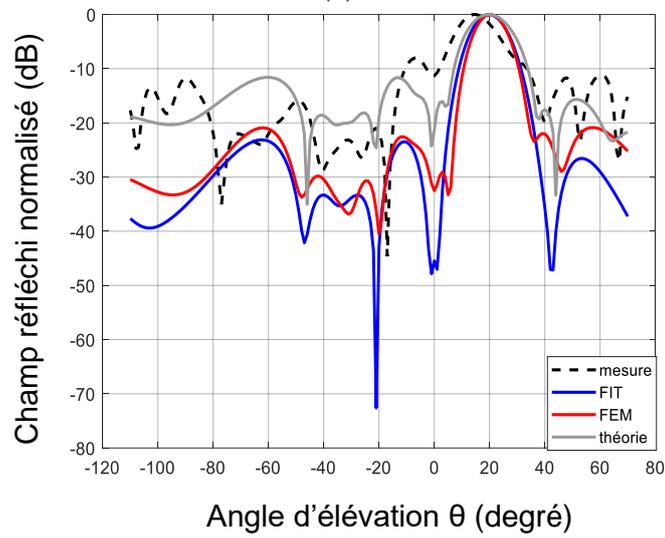


(b)

Fig. 1.22. Champ rétrodiffusé normalisé de la surface focalisante fabriquée sur un substrat FR4, (a) polarisation VV (b) polarisation HH.



(a)



(b)

Fig. 1.23. Champ diffusé normalisé de la surface focalisante fabriquée sur un substrat Nelco, (a) polarisation VV (b) polarisation HH.

I.6. Conclusion

Un modèle général de synthèse des réseaux réflecteurs passifs est introduit, basé sur une formulation de facteur de réseau. Plusieurs paramètres de cette formulation sont analysés théoriquement, afin de construire un seul faisceau principal réfléchi. Nous avons constaté qu'un espacement inter-élément non constant n'est pas efficace pour contrôler le faisceau réfléchi, le meilleur compromis entre la taille du réseau et un faible niveau des lobes latéraux est atteint pour un nombre de cellules $N_r = 7$, l'orientation du faisceau principal réfléchi est lié aux six inconnues ($d_r, \beta_r, A_{r\Omega_2}, A_{r\Omega_1}, A_{r0} (A_{x0}, A_{y0})$) et la connaissance de trois paramètres pourrait permettre d'obtenir les trois inconnues restantes.

Deux cas principaux sont étudiés: le cas $\beta_r \neq 0$ et le cas $\beta_r = 0$ (sans déphasage d'excitation intrinsèque entre les cellules). Dans le cas $\beta_r = 0$, le maximum du champ réfléchi est focalisé dans deux directions complémentaires ($\theta_o = \theta_i, \phi_o = \pi + \phi_i$) et ($\theta_o = \pi - \theta_i, \phi_o = \pi + \phi_i$). Ce cas correspond à des réseaux dits spéculaires. Dans le cas $\beta_r \neq 0$, les réseaux sont dits focalisants avec un faisceau contrôlable qui dépend du prototype de la cellule, de la configuration du réseau et de la direction de l'incidence.

Une solution complète du champ réfléchi est présentée, elle correspond à la superposition des deux cas $\beta_r \neq 0$ et $\beta_r = 0$ pondérés par des coefficients complexes notés a et b . Le paramètre β_{nm} pourrait seulement être obtenu par simulations des cellules individuelles séparément, car il dépend rigoureusement de l'incidence, du point d'observation et de la topologie de la cellule élémentaire. Les coefficients complexes a et b ne peuvent pas être formulés analytiquement, car ils dépendent de l'incidence, du point d'observation et de la taille du réseau, par ailleurs nous avons fixé $a = b = 1$ empiriquement.

Quatre surfaces de type champignon sont conçues et fabriquées sur les substrats FR4 et Nelco en intégrant ces deux fonctions de réseaux. Les résultats théoriques correspondent aux simulations et mesures.

Cependant, la tâche de conception du réseau réflecteur est encore pleine de défis, en raison des paramètres massifs présents dans la formulation. Par conséquent, un algorithme d'optimisation mériterait d'y être intégré pour résoudre plus facilement cette problématique de focalisation, qui est l'objet du chapitre suivant.

Références

- [I.1] J. Huang and J. A. Encinar, *Refractarray Antennas*, New York, IEEE/John Wiley & Sons, 2008.
- [I.2] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A Ka-Band Microstrip Refractarray with Elements Having Variable Rotation Angles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-46, 5, pp. 650-656, May 1998.
- [I.3] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of Millimeter Wave Microstrip Refractarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-45, 2, pp. 287-296, February 1997.
- [I.4] P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni and F. Yang, "Radiation Analysis Approaches for Refractarray Antennas [Antenna Designer's Notebook]," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 1, pp. 127-134, Feb. 2013, doi: 10.1109/MAP.2013.6474499
- [I.5] A. J. Booyesen, "Aperture theory and the equivalence theorem," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.*, vol. 2, pp. 1258-1261, Aug. 1999.
- [I.6] K. M. Chen, "A mathematical formulation of the equivalence principle," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.*, vol. 37, pp. 1576-1581, Oct. 1989.
- [I.7] D. Berry, R. Malech and W. Kennedy, "The refractarray antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 645-651, November 1963, doi: 10.1109/TAP.1963.1138112.
- [I.8] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov. 1999, doi: 10.1109/22.798001.
- [I.9] R. Weily, T. S. Bird, and Y. J. Guo, "A reconfigurable high-gain partially reflecting surface antenna," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 56, no. 11, pp. 3382–3390, Nov. 2008.
- [I.10] J. Perruisseau-Carrier, "Dual-polarized and polarization-flexible reflective cells with dynamic phase control," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 58, no. 5, pp. 1494–1502, May. 2010.
- [I.11] H. L. Zhu, S. W. Cheung, X. H. Liu, and T. I. Yuk, "Design of polarization reconfigurable antenna using metasurface," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 62, no. 6, pp. 2891–2898, Jun. 2014.
- [I.12] A. Ourir, S. N. Burokur and A. D. Lustrac, "Phase-varying metamaterial for compact steerable directive antenna," in *Electronics Letters*, vol. 43, no. 9, pp. 493-494, 26 April 2007, doi: 10.1049/el:20070298.
- [I.13] Abdelwaheb Ourir, André de Lustrac, and Jean-Michel Lourtioz. "All-metamaterial-based subwavelength cavities for ultrathin directive antennas" *Appl. Phys. Lett.* **88**, 084103. 2006.
- [I.14] A.P. Feresidis and J.C. Vardaxoglou. "High gain planar antenna using optimised partially reflective surfaces", Volume 148, p. 345 – 350. 6, December.2001.
- [I.15] GISWALT VON TRENTINIT "Partially Reflecting Sheet Arrays" *IEEE* October.1956.
- [I.16] N. Yu, P. Genevet, M. A. Kats, F. Aieta, J.-P. Tetienne, F. Capasso, and Z. Gaburro, "Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction," *Science*, vol. 334, no. 6054, pp. 333– 337, Oct. 2011.
- [I.17] S. Sun, Q. He, S. Xiao, Q. Xu, X. Li, and L. Zhou, "Gradient-index meta-surfaces as a bridge linking propagating waves and surface waves," *Nat. Mater.*, vol. 11, no. 5, p. 426, April.2012.
- [I.18] Rabinovich, Oshri & Epstein, Ariel. "Analytical Design of Printed-Circuit-Board (PCB) Metagratings for Perfect Anomalous Reflection." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. PP. 10.1109/TAP.2018.2836379, May. 2018.
- [I.19] Constantine A. Balanis, "antenna theory" third edition Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. 2005.
- [I.20] D. González-Ovejero, E. Martini, J. Vardaxoglou and S. Maci, "Design principles for coupled complementary metasurfaces," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, pp. 1-3, April. 2015.
- [I.21] S. S. Bukhari, W. G. Whittow, J. C. Vardaxoglou and S. Maci, "Square loop complementary frequency selective surfaces," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, pp. 1258-1259, April. 2015, doi: 10.1109/APS.2015.7305018.
- [I.22] M. Chen, E. Abdo-Sánchez, A. Epstein, & G. V. Eleftheriades, "Theory, design, and experimental verification of a reflectionless bianisotropic Huygens metasurface for wide-angle refraction". *Physical Review B*, 97(12), Mar. 2018.
- [I.23] A. Epstein and G. V. Eleftheriades, "Arbitrary Power-Conserving Field Transformations With Passive Lossless Omega-Type Bianisotropic Metasurfaces," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 9, pp. 3880-3895, Sept. 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2588495.
- [I.24] J. P. S. Wong, M. Selvanayagam and G. V. Eleftheriades, "Polarization Considerations for Scalar Huygens Metasurfaces and Characterization for 2-D Refraction," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 3, pp. 913-924, March 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2392931.
- [I.25] B. Ratni, A. de Lustrac, G. Piau, et al. "Active metasurface for reconfigurable reflectors." *Appl. Phys. A* 124, 104 (2018). <https://doi.org/10.1007/s00339-017-1502-4>.
- [I.26] Nade'ge Kaina, Matthieu Dupre, Geoffroy Lerosey & Mathias Fink, "Shaping complex microwave fields in reverberating media with binary tunable metasurfaces", *Scientific Reports* 4, Article number: 6693 10.1038/srep06693 (2014); Published: October. 2014; Updated: January. 2015.
- [I.27] *Handbook of Mathematical Functions*, Frank W. J. Olver, e. a. NIST (Cambridge University Press, New York, 2010.
- [I.28] N. Bloembergen, & P. S. Pershan, "Light waves at the boundary of nonlinear media". *Phys. review* 128, 606–622. 1962.
- [I.29] AGC products. [Online]. Available: <https://agc-nelco.com>.
- [I.30] Bernier Electronik. [Online]. Available: <http://www.bernierelectronik.fr/>.
- [I.31] Computer Simulation technology. [Online]. Available: <http://www.cst.com/>.
- [I.32] C. J. Bradley, "The calibration of bistatic radar cross section measurements," Air Force Institute of Technology Thesis, USA, 2001.
- [I.33] L. Sevgi, Z. Rafiq and I. Majid, "Radar cross section (RCS) measurements [Testing ourselves]," *IEEE Ant. and Propagat. Mag.*, vol. 55, no. 6, pp. 277-291, Dec. 2013.
- [I.34] High Frequency Electromagnetic Field Simulation. [Online]. Available: <http://www.ansys.com/>

Chapitre 2

Conception de réseaux réflecteurs passifs avec objectif de focalisation

Sommaire

II. CONCEPTION DE RESEAUX REFLECTEURS PASSIFS AVEC OBJECTIF DE FOCALISATION.....	39
II.1. INTRODUCTION.....	39
II.2. GENERALITES SUR LES ALGORITHMES D'OPTIMISATION EN ELECTROMAGNETISME	39
<i>II.2.1. L'algorithme PSO ou à essaims de particules.....</i>	<i>39</i>
<i>II.2.2. L'algorithme génétique (GA).....</i>	<i>42</i>
<i>II.2.3. L'algorithme des réseaux de neurones</i>	<i>44</i>
<i>II.2.4. Synthèse.....</i>	<i>45</i>
II.3. RAPPEL DE LA FORMULATION THEORIQUE	45
II.4. CONCEPTION PAR ALGORITHME PSO MULTI-NIVEAU	46
<i>II.4.1. Critères d'optimisation.....</i>	<i>46</i>
<i>II.4.2. Organigramme multi-niveau proposé.....</i>	<i>47</i>
<i>II.4.3. Procédure globale de conception.....</i>	<i>49</i>
II.5. VALIDATIONS NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES.....	50
<i>II.5.1. Prototypes conçus et fabriqués</i>	<i>50</i>
<i>II.5.2. Conditions de simulation.....</i>	<i>51</i>
<i>II.5.3. Temps de conception.....</i>	<i>52</i>
<i>II.5.4. Problématique de la validation expérimentale.....</i>	<i>53</i>
<i>II.5.5. Résultats numériques.....</i>	<i>53</i>
II.6. CONCEPTION DE RESEAUX REFLECTEURS A INCIDENCES MULTIPLES.....	54
<i>II.6.1. Objectif</i>	<i>54</i>
<i>II.6.2. Résultats</i>	<i>55</i>
II.7. LIMITES DE CONCEPTION.....	55
II.8. CONCLUSION.....	56
REFERENCES.....	57

II. Conception de réseaux réflecteurs passifs avec objectif de focalisation

II.1. Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre I les fondements théoriques de conception d'un réseau réflecteur passif. L'approche proposée formule le facteur de réseau (AF) en fonction des paramètres géométriques du réseau (distance inter-élément, déphasage, etc.), de l'angle d'incidence et du point d'observation. Cependant, cette tâche de conception reste non triviale en raison de la multiplicité des paramètres à prendre en compte. Cette complexité limite l'usage d'approches analytiques, qui restent difficiles à mettre en œuvre. C'est pourquoi, les approches basées sur des algorithmes d'optimisation ont attiré beaucoup d'attention notamment pour l'optimisation du gain des antennes [II.1-II.3].

La plupart des méthodes d'optimisation existantes utilisent trois algorithmes principaux, que sont l'algorithme PSO (Particle Swarm Optimization) ou l'algorithme à essaims de particules [II.4-II.8], l'algorithme génétique (Genetic Algorithm, GA) [II.9-II.13] et l'algorithme des réseaux de neurones [II.14-II.18]. Ces approches sont très efficaces pour résoudre des problématiques de conception multidimensionnelle en fournissant un candidat optimal au sein d'une large population de solutions candidates basées sur des itérations multiples et continues.

Dans ce chapitre, une méthodologie pour la conception de réseaux réflecteurs avec objectif de focalisation est proposée à partir de l'algorithme PSO. La section II.2 suivante présente des généralités sur quelques algorithmes d'optimisation utilisés en électromagnétisme et leurs emplois pour la synthèse d'antennes. La section II.3 est un rappel de la formulation théorique développée dans le premier chapitre. Nous abordons dans la section II.4 la méthodologie de conception avec l'algorithme PSO pour l'objectif visé. Dans la section II.5, nous exposons les résultats de validations numériques et expérimentales sur plusieurs prototypes de réseaux réflecteurs. Puis une approche de synthèse multi-incidences à objectif unique de focalisation sera dévoilée dans la section suivante et nous finissons par discuter les limites de l'approche proposée dans la section II.7. La conclusion de ce chapitre est donnée dans la section II.8.

II.2. Généralités sur les algorithmes d'optimisation en électromagnétisme

Ces algorithmes d'optimisation sont largement appliqués pour résoudre des problèmes électromagnétiques. L'article [II.5] présente les progrès récents avec l'application d'un PSO polyvalent aux optimisations en nombre réel, binaire, mono-objectif et multi-objectif pour les conceptions d'antennes. Dans l'article [II.10], le GA est appliqué à la conception de « small antenna » pour les dispositifs de communication sans fil. L'utilisation de l'algorithme des réseaux de neurones étudiée dans la solution de problèmes de champ électromagnétique inverse est présentée dans [II.14].

II.2.1. L'algorithme PSO ou à essaims de particules

« L'algorithme PSO » est un algorithme inspiré du comportement social et de la dynamique de déplacement des insectes comme les abeilles. Il vise à résoudre un problème multidimensionnel (inconnus multiples) en fournissant un candidat optimal à partir d'une grande population de solutions possibles par itérations continues.

II.2.1.1. Le principe

Imaginez un essaim d'abeilles dans un champ. Leur objectif est de trouver sur un terrain l'emplacement de la plus haute densité de fleurs. Les abeilles commencent dans des endroits aléatoires avec des vitesses de déplacement aléatoires à la recherche de fleurs. Chaque abeille peut se souvenir des emplacements où elle a trouvé le plus de fleurs, et connaît en quelque sorte les endroits où les autres abeilles ont trouvé une abondance de fleurs. Chaque abeille est attirée vers l'endroit où elle a personnellement trouvé le plus de fleurs ou celui signalé par les autres abeilles. L'organigramme de l'algorithme [II.4] est illustré par la Fig.2.1.

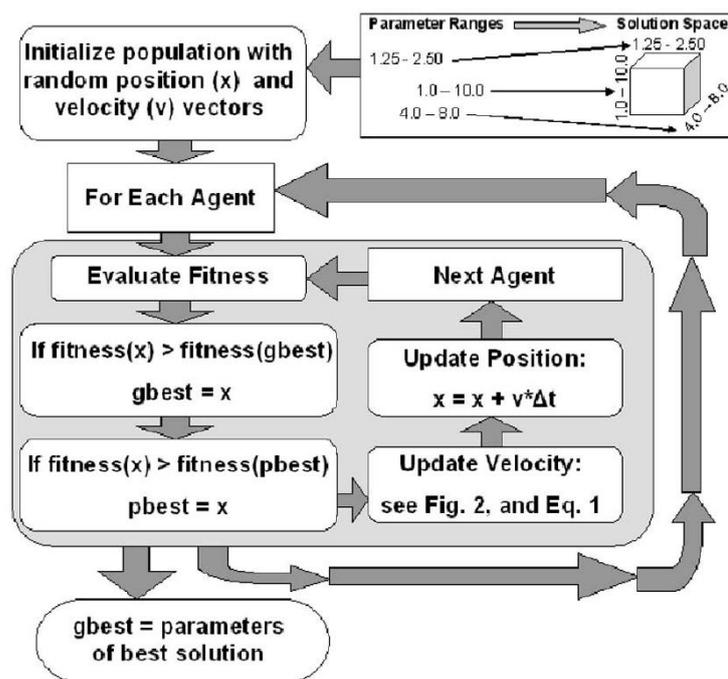


Fig. 2.1. Organigramme illustrant l'algorithme PSO [II.5].

L'implémentation de l'algorithme est basée sur les différentes étapes décrites comme suit :

Etape 1. Un espace de solution de taille raisonnable doit être défini pour la recherche de solutions.

Etape 2. Initialiser une population de solutions de façon aléatoire. Chaque agent ou particule se déplace dans l'espace de solutions avec une vitesse et position initiales aléatoires.

Etape 3. Évaluer « la fonction fitness » de chaque particule. Cette fonction est calculée à partir de la position de chaque particule dans l'espace de solutions et renvoie un seul nombre représentant la valeur de cette position. C'est un indicateur ramené à un nombre qui sert à évaluer la qualité de la position de la particule par rapport à l'objectif recherché.

Etape 4. A chaque itération, la nouvelle fonction fitness est comparée à la meilleure fonction fitness précédente dite « *pbest* », puis à la meilleure fonction fitness globale dite « *gbest* ». Si la valeur actuelle est meilleure, une mise à jour est opérée sur « *pbest* » et « *gbest* ».

Etape 5. Après une mise à jour de leurs vitesses et positions, les particules sont déplacées dans l'espace de solution sur une autre solution en direction du « *pbest* » et du « *gbest* ». Les équations de mise à jour des particules en position et vitesse des particules sont données comme suit :

$$v_n = w \times v_n + c_1 \text{rand}() \times (p_{best,n} - x_n) + c_2 \text{rand}() \times (g_{best,n} - x_n) \quad (2-1a)$$

$$x_n = x_n + \Delta t \times v_n \quad (2-1b)$$

Où, les paramètres w , c_1 et c_2 sont des coefficients qui sont définis par la suite.

Etape 6. Les étapes (3) à (5) sont répétées jusqu'à ce que la convergence soit atteinte sur la base d'un objectif spécifié.

II.2.1.2. Les paramètres d'initialisation

Dans (2-1a), la nouvelle vitesse est simplement l'ancienne vitesse mise à l'échelle par w correspondant au coefficient d'inertie ou « *inertial weight* » et augmentée dans la direction de « *pbest* » et « *gbest* ». Ce coefficient w pris entre 0,0 et 1,0 détermine dans quelle mesure la particule reste le long de sa trajectoire d'origine sans être affectée par « *tirage* » du « *pbest* » et « *gbest* ». Les coefficients c_1 et c_2 sont des facteurs d'échelle qui déterminent le « *tirage* » relatif du « *pbest* » et « *gbest* ». Le coefficient c_1 est un facteur déterminant l'influence de la mémoire de la meilleure position de la particule sur sa trajectoire actuelle, tandis que le coefficient c_2 détermine l'influence du groupe de particules sur la particule concernée.

La fonction $\text{rand}()$ renvoie aléatoirement un nombre compris entre 0,0 et 1,0. Cette introduction d'un élément aléatoire dans l'optimisation vise à simuler la légère composante imprévisible du comportement naturel des essaims. Dans (2-1b), la vitesse est appliquée pour un pas de temps Δt , généralement choisi égale à 1.

Eberhart et Shi [II.19] ont constaté que l'absence du coefficient d'inertie ($w = 1$) conduit à un meilleur réglage de V_{max} de 10 à 20% de la plage dynamique dans chaque dimension. Les premiers travaux effectués par les développeurs de PSO suggéraient que le meilleur choix de w était 2.0 [II.19]. Récemment, Clerc et Kennedy [20] ont proposé des valeurs standards des différents coefficients à travers une analyse analytique du PSO : $w = 0,729$, $c_1 = c_2 = 1,494$.

II.2.1.3. Conditions aux limites

Souvent, dans les applications d'ingénierie, il est souhaitable de limiter la recherche à ce qui est physiquement possible. L'expérience a montré que, les différents coefficients mis en jeu ne suffisent pas pour confiner les particules dans l'espace de solutions. Pour adresser ce problème, trois différentes conditions aux limites sont proposées :

Murs absorbants : Lorsqu'une particule atteint la limite de l'espace de solutions dans l'une des dimensions, la vitesse dans cette dimension est remise à zéro et la particule finira par être tirée vers l'espace autorisé de solutions. Les « *murs* » aux limites absorbent l'énergie des particules essayant d'échapper à l'espace de solutions.

Murs réfléchissants : Lorsqu'une particule atteint la limite d'une des dimensions, le signe de la vitesse dans cette dimension est modifié et la particule est réfléchi vers l'espace de solutions.

Murs invisibles : Les particules peuvent voler sans aucune restriction physique. Cependant, les particules qui volent en dehors de l'espace autorisé de solutions ne sont pas évaluées par la fonction fitness.

II.2.2. L'algorithme génétique (GA)

L'algorithme génétique (GA) est modélisé sur la base des principes et des concepts de la sélection naturelle et de l'évolution. C'est une méthode de recherche stochastique robuste qui vise à résoudre des problèmes complexes, combinatoires et connexes. Cet algorithme est particulièrement efficace lorsque le but recherché est de trouver un maximum global approximatif sur un problème multimodal de grande dimension.

II.2.2.1. Le principe

L'évolution est un processus itératif qui commence généralement à partir d'une population d'individus générés aléatoirement. La population à chaque itération étant appelée génération. À chaque génération, la fonction fitness de chaque individu de la population est évaluée en fonction de l'objectif du problème d'optimisation à résoudre. Les individus les plus aptes sont sélectionnés dans la population actuelle, et le génome de chaque individu est modifié (recombiné et éventuellement muté au hasard) pour former une nouvelle génération. Le génome est représenté comme un ensemble de paramètres (caractéristiques) qui définissent l'individu. Chaque génome possède un ensemble de gènes, et chaque gène est représenté par une chaîne de 0 et 1. La nouvelle génération de solutions candidates est ensuite utilisée dans la prochaine itération de l'algorithme. Généralement, l'algorithme se termine lorsqu'un nombre maximum de générations est atteint ou qu'un niveau de fitness satisfaisant est atteint. L'organigramme de l'algorithme [II.4] est illustré par la Fig.2.2.

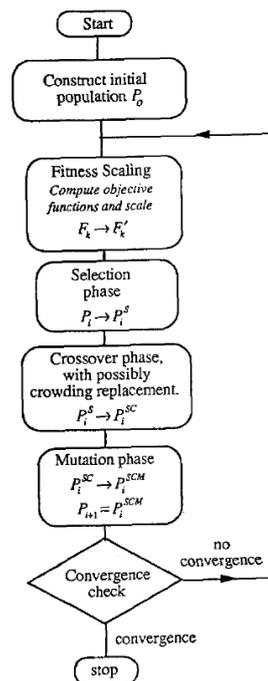


Fig. 2.2. Organigramme de l'algorithme GA [II.13].

En général, l'algorithme GA [II.9] suit les six tâches de base suivantes :

Etape 1. Encoder les paramètres de la solution sous forme de gènes. Créer une chaîne de gènes pour former un génome.

Etape 2. Initialiser une population de départ.

Étape 3. Évaluer et attribuer les « fitness » aux individus de la population.

Étape 4. Effectuer la reproduction grâce à la sélection du « fitness » d'individus de la population.

Étape 5. Effectuer la recombinaison et la mutation pour produire des membres de la prochaine génération.

Étape 6. Les étapes (3) à (5) sont répétées jusqu'à ce que la convergence soit atteinte sur la base d'un objectif spécifique.

II.2.2.2. Stratégies de sélection

La sélection introduit l'influence de « la fonction fitness » sur le processus d'optimisation de l'algorithme génétique. La sélection doit utiliser le « fitness » d'un individu donné, puisque le « fitness » est la mesure de la qualité d'un individu.

Décimation de la population : La plus simple des stratégies déterministes est la décimation de la population. Dans la décimation de la population, les individus sont classés à partir du plus grand au plus petit, selon leurs « fitness ». Une valeur minimale arbitraire de « fitness » est choisie comme point de coupure, et tout individu avec un « fitness » inférieure au minimum est retiré de la population. Les individus restants sont ensuite utilisés pour créer la nouvelle génération.

Sélection proportionnée : La plus populaire des stratégies de sélection stochastique est la sélection proportionnée. Dans la sélection proportionnée, les individus sont sélectionnés en fonction d'une probabilité de sélection donnée dans (2-2), où $f(\text{parent}_i)$ est le « fitness » du $i^{\text{ème}}$ parent :

$$P_{\text{selection}} = \frac{f(\text{parent}_i)}{\sum_i \text{parent}_i} \quad (2-2)$$

La probabilité de sélectionner un individu dans la population se fait essentiellement en fonction du « fitness » relatif de l'individu. Toute personne avec un « fitness » élevée participera à la création de la prochaine génération plus souvent que les individus moins aptes.

Sélection en tournoi : Une deuxième stratégie populaire (et peut-être parmi les plus efficace pour de nombreuses applications) est la sélection du tournoi [II.21]. Dans cette sélection, une sous-population de N individus est choisie au hasard parmi les populations. Les individus de cette sous-population rivalisent sur la base de leur « fitness ». L'individu de la sous-population avec la meilleure « fitness » remporte le tournoi et devient la personne sélectionnée. Tous les membres de la sous-population sont ensuite replacés dans la population générale, et le processus est répété.

II.2.2.3. Opérateurs de GA

Une fois qu'une paire d'individus a été choisie comme parents, une paire d'enfants sont créés en recombinaison et mutant les génomes des parents, en utilisant les opérateurs de l'algorithme génétique de base, c'est-à-dire le croisement et la mutation. Le croisement et la mutation sont appliqués avec des probabilités respectives p_{cross} et p_{mutation} .

Croisement : L'opérateur de croisement accepte les parents et génère les deux enfants. De nombreuses variantes de croisement ont été développées. Le plus simple d'entre eux est le croisement en un seul point. Si $p > p_{cross}$, un point aléatoire dans le génome de parent est sélectionné. La partie du génome précédant le point sélectionné est copiée du parent numéro 1 vers l'enfant numéro 1 et du parent numéro 2 à l'enfant numéro 2. La partie du génome du parent numéro 1 suivant le point sélectionné est placée dans les positions correspondantes chez l'enfant numéro 2, et vice versa pour la partie restante du génome du parent numéro 2. Si $p < p_{cross}$, le chromosome entier du parent numéro 1 est copié chez l'enfant numéro 1, et de même pour le parent numéro 2 et l'enfant numéro 2.

Mutation : L'opérateur de mutation fournit un moyen pour explorer des parties de la surface de la solution qui ne sont pas représentées dans la composition génétique de la population actuelle. En mutation, si $p > p_{mutation}$, n éléments de la chaîne constituant le génome sont sélectionnés au hasard et modifiés. Dans le cas du codage binaire, un « 1 » devient un « 0 » et un « 0 » devient un « 1 ».

II.2.3. L'algorithme des réseaux de neurones

L'algorithme des réseaux de neurones est un modèle informatique qui tente d'imiter le comportement du cerveau humain en combinant les capacités des nœuds de calcul très simples (qui correspondent aux neurones du cerveau). S'il est convenablement adapté à un problème donné, il peut donner des solutions plus rapides et aussi exactes aux problèmes que les méthodes plus traditionnelles.

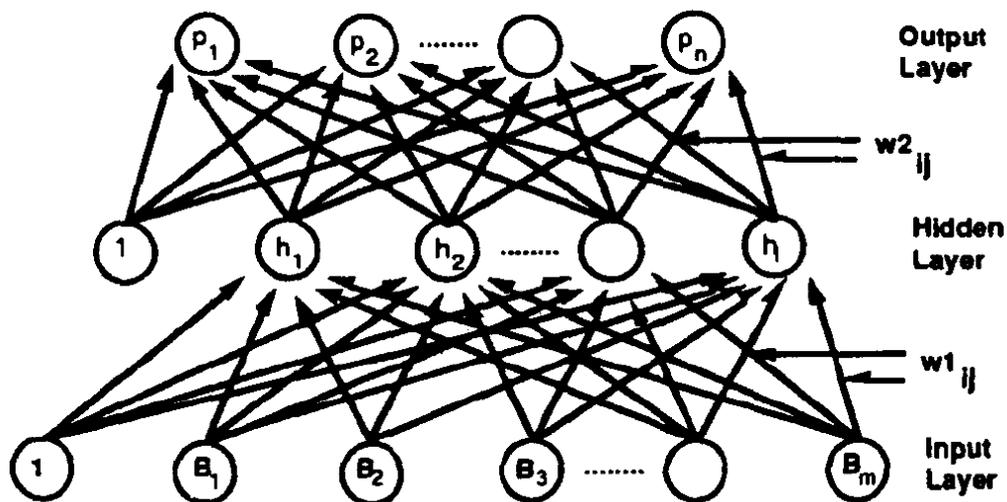


Fig. 2.3. Organigramme de l'algorithme des réseaux de neurones [II.13].

Comme illustré sur la Fig.2.3, un réseau de neurones se compose de trois couches : une couche d'entrée, une couche intermédiaire et une couche de sortie. Les cercles représentent les neurones et les flèches représentent les points de connexion. Le nombre de neurones par couche et également les couches intermédiaires peuvent être accrus pour augmenter la puissance du réseau. Chaque neurone d'une couche est connecté à celui de la couche suivante et le chemin du neurone i de la couche 1 au neurone j de la couche suivante a le poids $w1_{ij}$. Ainsi, en fonction des poids, pour une entrée $[B]$, le réseau retournera une sortie

[P]. Trouver les poids à appliquer constitue le processus d'apprentissage « *learning* » ou « *training* » qui reste indispensable de la mise en œuvre et l'efficacité de l'algorithme.

II.2.4. Synthèse

L'inconvénient de l'algorithme des réseaux de neurones est le processus d'apprentissage. Cette opération doit être effectuée avec soin au risque d'entraîner des impacts importants sur les résultats finaux. Ce processus peut conduire à des calculs parallèles très lourds qui nécessitent une grande quantité de puissance de calcul et de temps.

Le PSO et le GA sont beaucoup plus simples que l'algorithme des réseaux de neurones. En effet, le GA nécessite généralement 3 grands opérateurs: la sélection, le croisement et la mutation. Il existe plusieurs options de mise en œuvre pour chacun de ces opérateurs. On peut par exemple choisir selon un tournoi ou sous la forme d'une sélection proportionnée. Dans le PSO, cependant, il y a un seul opérateur qui est la vitesse, ce qui offre l'avantage de mener des itérations avec moins d'opérateurs, donc une réduction du temps de calcul à laquelle s'ajoute l'élimination du processus de choix du meilleur opérateur lui-même.

Un autre avantage du PSO sur le GA est sa capacité à contrôler la convergence du calcul. De plus, le croisement et les taux de mutation dans le GA peuvent affecter subtilement la convergence de l'algorithme. Par exemple, une stagnation se produit dans le GA quand finalement tous les individus présentent le même code génétique (celui des meilleurs individus). Dans ce cas, le patrimoine génétique est si homogène que le croisement a peu ou pas d'effet et chaque génération successive est essentiellement identique à la précédente.

En outre, dans le PSO, cet effet peut être contrôlé ou empêché. En effet, même avec un grand poids inertiel, les particules continuent de voler vers le « gbest », et il reste possible de trouver de nouveaux endroits avec des solutions.

Ces nombreux avantages de l'algorithme PSO justifient son choix dans la suite de cette étude.

II.3. Rappel de la formulation théorique

Dans le premier chapitre, une solution complète du champ réfléchi a été présentée. Le champ total réfléchi par le réseau est obtenu en multipliant le facteur de réseau total (AF_{total}) par le champ réfléchi par la cellule de référence uniquement (cellule $E_{Ref-cell}$), où $E_{Ref-cell}$ peut être obtenu à partir d'une formulation théorique ou par simulation électromagnétique « *full-wave* ». Pour rappel, nous avons :

$$E_{Array} = AF_{total} \times E_{Ref-cell} \quad (2-3a)$$

AF_{total} comprend deux termes: $AF_{\beta=0}$ et $AF_{\beta \neq 0}$:

$$AF_{total} = a \times AF_{\beta=0} + b \times AF_{\beta \neq 0} \quad (2-3b)$$

Le facteur de réseau AF_β est obtenu en fonction de plusieurs paramètres comme le nombre de cellules N_r , l'espacement inter-élément d_r , les déphasages d'excitation structurel et intrinsèque β_{nm} , le point d'observation $\Omega (\theta, \phi)$ et la direction d'incidence $\Omega_i (\theta_i, \phi_i)$.

$$AF_\beta = \sum_{n=n_s}^{M_x} \sum_{m=m_s}^{M_y} e^{j(2Z_{nm} + \beta_{nm})} \quad (2-3c)$$

$$n_s = -M_r + 1, M_r = N_r / 2, N_r \text{ est pair} \quad (2-3d)$$

$$n_s = -M_r, M_r = (N_r - 1) / 2, N_r \text{ est impair} \quad (2-3e)$$

$$Z_{nm} = \frac{\pi}{\lambda} (A_x d_x n + A_y d_y m) \quad (2-3f)$$

$$A_x = A_{x\Omega} + A_{x\Omega_i} = \sin \theta \cos \phi + \sin \theta_i \cos \phi_i \quad (2-3g)$$

$$A_y = A_{y\Omega} + A_{y\Omega_i} = \sin \theta \sin \phi + \sin \theta_i \sin \phi_i \quad (2-3h)$$

Le terme $AF_{\beta=0}$ correspond au faisceau structurel tandis que $AF_{\beta \neq 0}$ conduit à un faisceau contrôlable. Ainsi, seul le terme $AF_{\beta \neq 0}$ sera considéré dans l'algorithme de conception, c'est-à-dire :

$$E_{Array_ \beta \neq 0} = AF_{\beta \neq 0} \times E_{Ref-cell} \quad (2-3i)$$

II.4. Conception par algorithme PSO multi-niveau

II.4.1. Critères d'optimisation

Un réseau réflecteur placé sur un mur vertical mesurant 2,6 m de haut est considéré comme exemple tel qu'illustré par la Fig.2.4. L'incidence considérée est une onde plane arrivant dans la direction $\theta=20^\circ$, $\phi=45^\circ$. Nous souhaitons concevoir cette surface de sorte à réfléchir cette onde incidente vers un récepteur placé au sol à $\theta_0=45^\circ$ de la verticale à 1,3 m du mur. Pour cet exemple et même de façon générale, les critères d'optimisation à prendre en compte sont détaillés comme suit :

1. L'objectif de focalisation θ_0 est fixé à 45° avec une erreur relative $|\theta_0 - 45^\circ| < 5^\circ$.
2. L'algorithme est implémenté pour une surface à une dimension, car la conception d'une surface à une dimension prend moins de temps que celle d'une surface à deux dimensions. Le nombre maximum de cellules N_x est fixé à 10 pour des raisons de taille finale du réseau pouvant entraîner des limitations de fabrication.
3. L'objectif de l'algorithme est de trouver une surface à une dimension permettant de générer un faisceau contrôlable d'amplitude maximale parmi toutes les combinaisons possibles satisfaisant les critères 1 et 2.

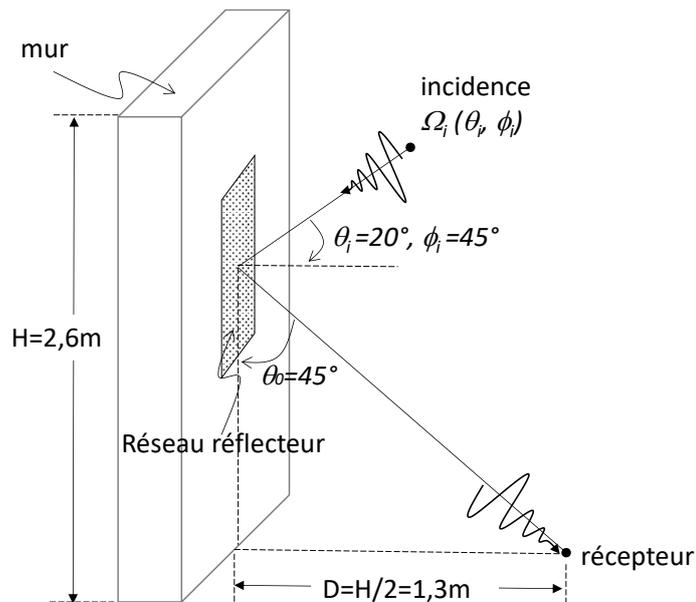


Fig. 2.4. Configuration du réseau réflecteur focalisant à l'étude.

II.4.2. Organigramme multi-niveau proposé

Une population d'échantillons de N cellules est considérée. Ces cellules sont prises électriquement identiques mais présentent des phases intrinsèques différents. L'entrée principale dans la procédure de conception est la réponse en champ lointain réfléchi de chaque cellule individuelle illuminée par une onde plane ou sphérique. Ces données sont essentielles et pourraient être obtenues analytiquement, mais cela pourrait limiter la précision et les types d'illuminations à couvrir. Alternativement, les simulations 3D sont utilisées.

Ces N échantillons initiaux sont utilisés pour construire un réseau réflecteur optimal avec un objectif de focalisation donné. L'algorithme est formé d'une imbrication de trois PSO, chaque PSO (ou niveau) gérant plusieurs paramètres dont les résultats sont envoyés au PSO suivant comme paramètres d'entrée, et ainsi de suite. La Fig.2.5 montre l'organigramme général de chaque PSO vérifiant les étapes suivantes :

Etape 1. Définir un espace de solutions et initialiser les paramètres au départ.

Etape 2. Vérifier si la particule est dans l'espace de solutions autorisé.

Etape 3. Évaluer « la fonction fitness » de chaque particule. Dans notre objectif de conception, « la fonction fitness » renvoie deux valeurs : l'angle θ_0 dit « *Fitness_θ₀* » et l'amplitude du faisceau principal dit « *Fitness_amplitude* ».

Etape 4. Vérifier si « *Fitness_θ₀* » satisfait le critère de l'angle θ_0 défini dans la section précédente et si le « *Fitness_amplitude* » est supérieur à celui du « pbest ». Si oui, mettre à jour « pbest » et « gbest ».

Etape 5. Les étapes (2) à (4) sont répétées jusqu'à ce que la convergence soit atteinte sur la base de l'objectif défini dans la section II.4.1.

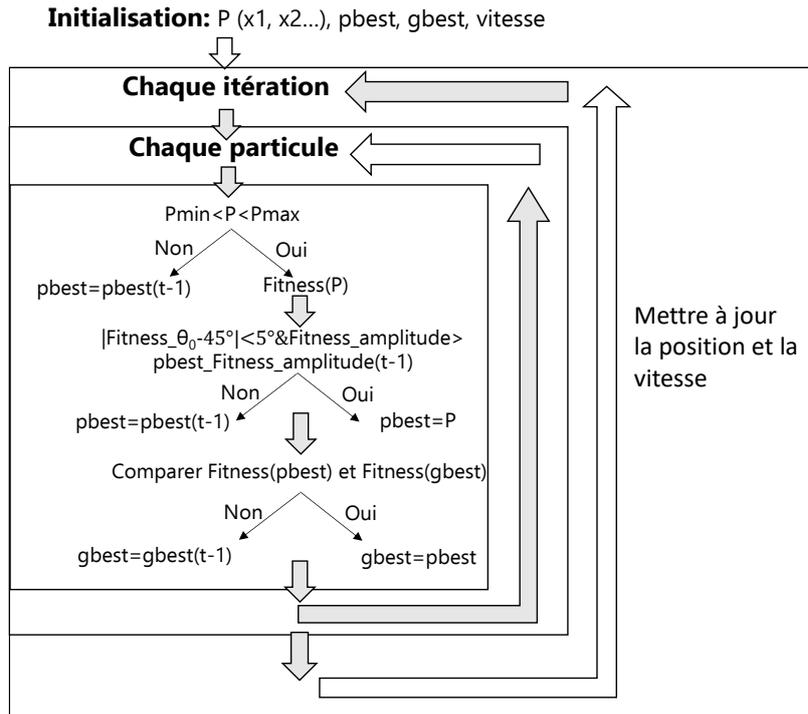


Fig. 2.5. Organigramme général de chaque PSO.

L'organigramme de l'algorithme d'optimisation multi-niveau est illustré par la Fig.2.6. Le premier niveau PSO gère le nombre de cellules N_x et N_y prises dans les directions x et y , respectivement, ainsi que le nombre N_e d'échantillons choisis parmi tous les N échantillons disponibles.

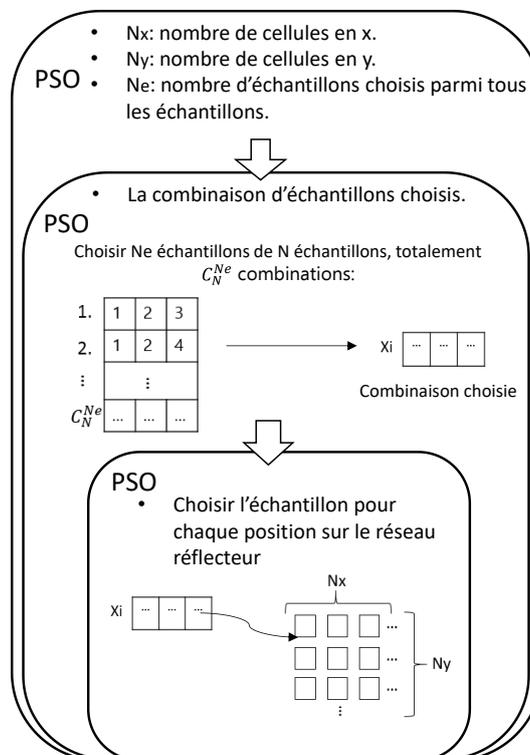


Fig. 2.6. Organigramme multi-niveau de l'algorithme d'optimisation.

Le deuxième niveau PSO vise à identifier et prélever N_e échantillons donnés identiques ou différents parmi tous les N échantillons disponibles, soit un ensemble de $C_N^{N_e}$ combinaisons de sous-ensembles d'échantillons.

Ensuite, dans le troisième niveau PSO, les différentes configurations des N_e échantillons sont placées sur le réseau, et les fonctions « Fitness_θ₀ » et « Fitness_amplitude » sont évaluées grâce à la formulation du facteur de réseau.

Maintenant que l'objectif de conception est spécifié et l'algorithme d'optimisation multi-niveau présenté, la procédure globale de conception peut être détaillée.

II.4.3. Procédure globale de conception

Les étapes de conception globale sont présentées par la Fig. 2.7. La première étape consiste à définir l'objectif de focalisation, l'incidence à traiter et la taille de la surface (réseau).

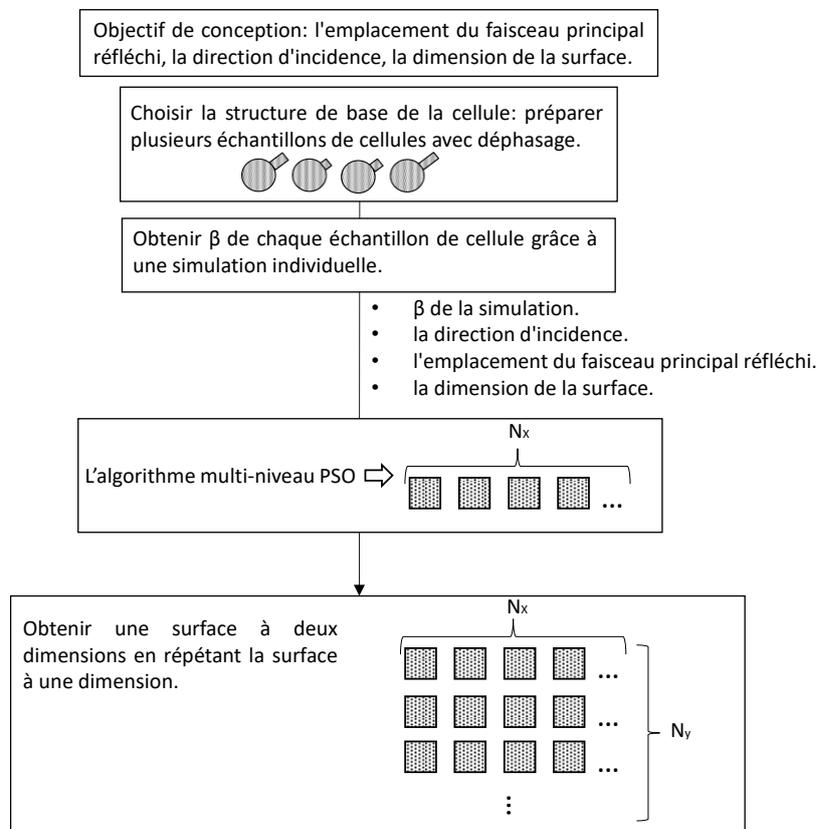


Fig. 2.7. Procédure globale de conception.

La deuxième étape consiste à choisir la structure cellulaire (topologie) et préparer plusieurs échantillons qui peuvent fournir les déphasages inter-éléments nécessaires. Par exemple, la structure champignon avec la ligne microruban de différentes longueurs a été choisie dans cette procédure de conception.

La troisième étape consiste à obtenir la phase de chaque échantillon à partir de laquelle sera déduite le déphasage inter-élément β en considérant une cellule de référence. L'approche adoptée ici pour extraire cette information est la voie de la simulation de chaque cellule individuelle, en raison de la complexité de ce paramètre β .

Ces données sont envoyées à l'algorithme d'optimisation multi-niveau comme paramètres d'entrée. Après convergence, l'algorithme génère les paramètres géométriques de la surface résultante à une dimension. La surface à deux dimensions étant déterminée par répétition sur l'autre dimension de la surface à une dimension obtenue jusqu'à ce que la condition suivante sur l'amplitude soit remplie, c'est-à-dire :

$$Perte = 20\text{Log} |E_{in}| - 20\text{Log} |E_{réfléchi}| \leq 3\text{dB} \quad (2-4)$$

où E_{in} est le champ d'incident et $E_{réfléchi}$, le champ réfléchi par la surface.

II.5. Validations numériques et expérimentales

La procédure de conception précédemment proposée est maintenant appliquée à un cas pratique d'un réseau réflecteur de type champignon ayant un objectif de la focalisation concernant le faisceau principal réfléchi à $\theta_o=45^\circ$ lorsqu'il est illuminé par une onde plane d'incidence $\theta_i=20^\circ$, $\phi_i=45^\circ$.

II.5.1. Prototypes conçus et fabriqués

Deux prototypes sont conçus à la fréquence 2,4 GHz sur les substrats FR4 et Nelco9208 avec respectivement 13 et 11 échantillons. La structure de type champignon est toujours utilisée, tandis qu'une ligne microruban de longueur L est introduite dans la géométrie et connectée au patch pour obtenir un déphasage (intrinsèque) β entre deux cellules consécutives. Le rayon du patch est R , l'épaisseur du substrat est h , comme le montre la Fig.2.8.



Fig. 2.8. Cellule élémentaire de type patch, (a) vue de dessus, (b) vue de côté.

La Fig.2.9 montre l'ensemble du réseau réflecteur de taille $W_x \times W_y$ avec des distances inter-élément d_x et d_y dans les directions x et y , respectivement. Les dimensions caractéristiques des deux prototypes sont synthétisées dans le Tableau 2.1.

	$R(\text{mm})$	$h(\text{mm})$	N_x	N_y	$d_x(\text{mm})$	$d_y(\text{mm})$	$W_x(\text{mm})$	$W_y(\text{mm})$
Nelco9208	23.8	1.542	10	8	61	61	610	488
FR4	16.3	1.6	10	8	61	61	610	488

Tableau 2.1. Dimensions caractéristiques des deux prototypes.

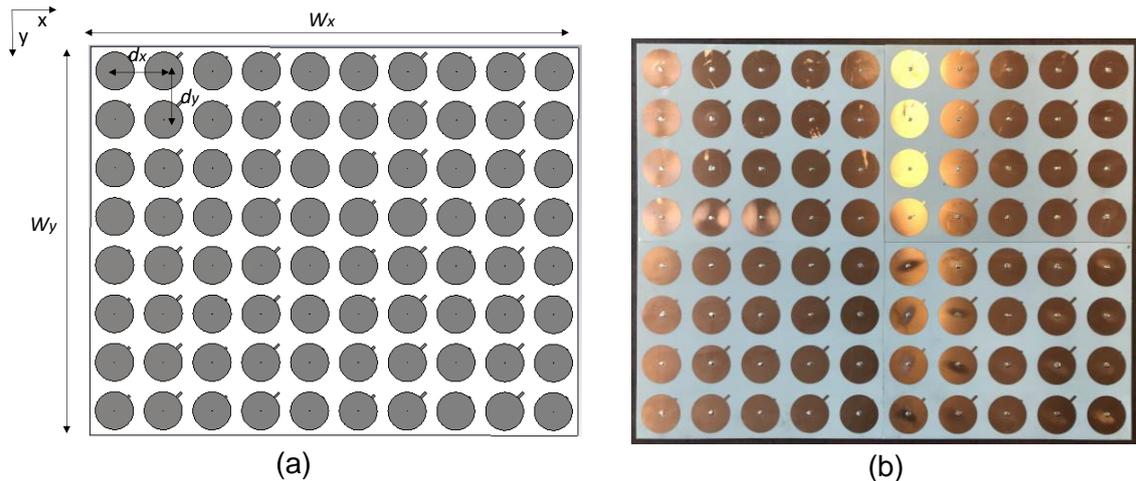


Fig. 2.9. Réseau réflecteur, (a) vue schématique, (b) photo du prototype fabriqué.

La cellule élémentaire conçue à base de FR4 et Nelco9208 est simulée sous CST [II.22]. Les résultats du coefficient de réflexion S_{11} sont présentés dans la Fig.2.10.

Nous pouvons remarquer que la bande passante de la cellule à base de FR4 est légèrement plus large que celle à base de Nelco9208. En revanche, l'amplitude de l'onde réfléchie par la cellule à base de FR4 est beaucoup plus faible que celle à base de Nelco9208. Cette différence s'explique par les pertes importantes dans le FR4 qui est caractérisé par $\tan\delta = 0,014$ à 1 GHz contre 0,0006 pour le Nelco9208 à 10 GHz.

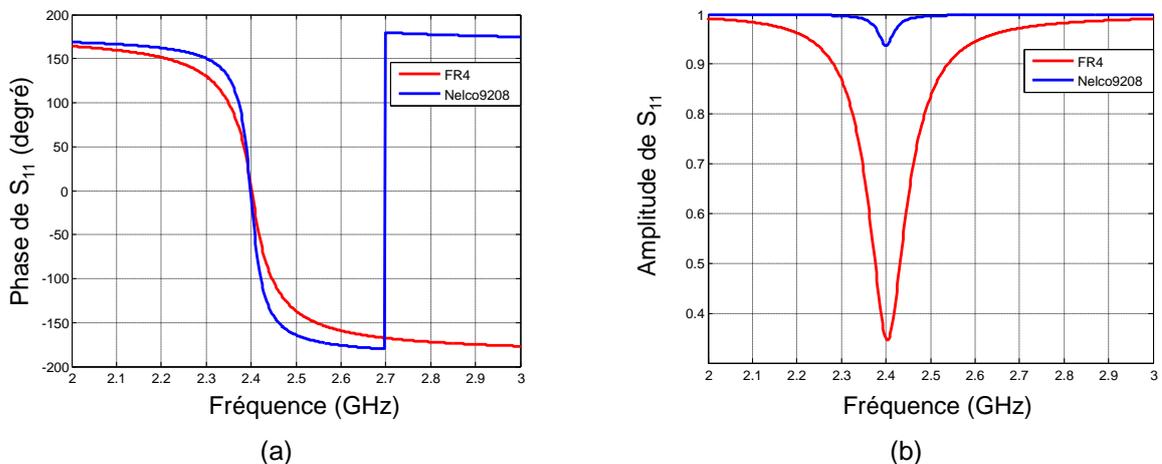


Fig. 2.10. Coefficient de réflexion S_{11} de la cellule élémentaire simulée sous CST, (a) la phase, (b) l'amplitude.

II.5.2. Conditions de simulation

Chaque échantillon est simulé sous CST [II.22] afin d'obtenir sa phase. Ensuite, les déphasages intrinsèques respectifs de toutes les cellules sont déduits à partir de la cellule de référence. La Fig.2.11 montre le schéma de la configuration de simulation où l'échantillon unitaire est illuminé par une onde plane. Les conditions aux limites sur les six faces sont

définies en « open ». Les deux prototypes sont également simulés avec les mêmes conditions aux limites.

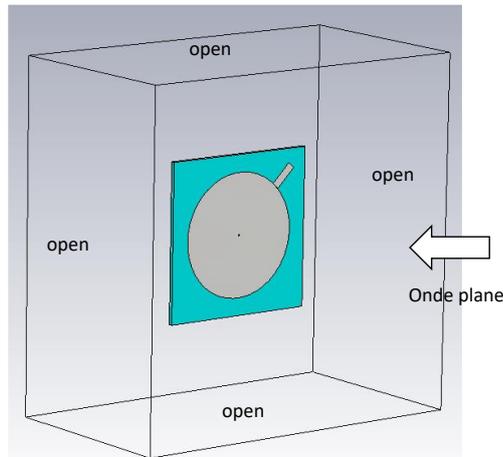


Fig. 2.11. Cellule unitaire sous illumination en onde plane en simulation.

II.5.3. Temps de conception

Le Tableau 2.2 synthétise les temps de conception nécessaires pour les deux méthodes de conception appliquées à un réseau de 10×1 éléments. La première méthode est celle présentée dans ce chapitre et détaillée précédemment dans la section II.4 avec l'algorithme PSO multi-niveau. La seconde consiste en une simulation directe du réseau réflecteur pour toutes les combinaisons possibles de choix des cellules unitaires et de leur positionnement sur le réseau.

	Durée d'une simulation de l'échantillon/ une combinaison de surface	Durée de la simulation totale	Durée de convergence de l'algorithme	Nombre de combinaison de surface	Durée totale de conception
Conception avec l'algorithme PSO proposé	1min	15min	3h	\	3h16min
Conception par simulation directe	3min	\	\	10^{10}	2×10^7 jours

Tableau 2.2. Durée des deux méthodes de conception d'un réseau 10×1 .

Dans la méthode avec l'algorithme PSO proposé dans la Fig.2.7, 10 échantillons doivent être simulés individuellement afin de déterminer les déphasages inter-élément qui sont ensuite injectés dans l'algorithme qui lancera le processus de conception en fournissant, à la fin de la convergence, tous les paramètres nécessaires permettant de déterminer avec précision la

matrice (réseau) optimale. Clairement, l'algorithme fournit quel élément intégrer à chacune des positions données dans le réseau.

Dans la méthode avec simulation directe, nous dénombrons par calcul 10^{10} combinaisons possibles de surface avec les 10 échantillons disponibles. Dans cette méthode, toutes les configurations du réseau réflecteur doivent être simulées avec une durée moyenne par simulation de 3 min. Nous concluons que la méthode avec l'algorithme PSO proposé réduit considérablement la durée de conception d'une surface optimisée par rapport à la méthode de simulation directe.

II.5.4. Problématique de la validation expérimentale

La mesure de la surface dans le plan de coupe à $\phi=339^\circ$ (plan du faisceau maximum) ne peut être obtenue car le système de mesure ne peut fournir de diagramme 3D pour un positionnement donné de la cible (surface). Seuls des résultats dans le plan d'incidence sont actuellement possibles selon les deux polarisations. Pour pallier à cette difficulté expérimentale, plusieurs validations numériques sont conduites.

II.5.5. Résultats numériques

II.5.5.1. Réseau à une dimension

Après optimisation, un réseau de 10×1 éléments est obtenu. Selon le Tableau 2.3, l'approche théorique fixe le faisceau principal à $\theta_0=41^\circ$, $\phi_0=26^\circ$ et $\theta_0=41^\circ$, $\phi_0=27^\circ$ pour les surfaces à base de FR4 et de Nelco9208, respectivement. Les simulations directes des matrices obtenues par l'algorithme sous CST donnent $\theta_0=38^\circ$, $\phi_0=15^\circ$ et $\theta_0=38^\circ$, $\phi_0=0^\circ$, respectivement. Il y a une erreur angulaire maximale de 3° sur θ_0 et de 27° sur ϕ_0 . Ces différences plutôt limitées et pourraient s'expliquer par la non prise en compte du couplage dans la formulation théorique mais surtout par la problématique des effets de bord sur la cellule unitaire. Ces effets sont injectés de façon inhérente dans le modèle théorique avec les données de simulations considérées. Ils sont aussi présents dans la simulation directe du réseau 1D lui-même.

Substrat	Taille	Objectif	Théorie	FIT (CST)	FEM (HFSS)
FR4	1D-réseau(1x10)	$\theta_0=45^\circ$	$\theta_0=41^\circ$ $\phi_0=26^\circ$	$\theta_0=38^\circ$ $\phi_0=15^\circ$	\
	2D-réseau(8x10)	\	$\theta_0=39^\circ$ $\phi_0=340^\circ$	$\theta_0=41^\circ$ $\phi_0=339^\circ$	$\theta_0=41^\circ$ $\phi_0=340^\circ$
Nelco9208	1D-réseau(1x10)	$\theta_0=45^\circ$	$\theta_0=41^\circ$ $\phi_0=27^\circ$	$\theta_0=38^\circ$ $\phi_0=0^\circ$	\
	2D-réseau(8x10)	\	$\theta_0=40^\circ$ $\phi_0=339^\circ$	$\theta_0=41^\circ$ $\phi_0=339^\circ$	$\theta_0=42^\circ$ $\phi_0=339^\circ$

Tableau 2.3. Synthèse des caractéristiques du faisceau principal obtenu après optimisation. Résultats comparés à la simulation sous CST et HFSS.

II.5.5.2. Réseau à deux dimensions

La surface à une dimension est répétée pour obtenir une surface à deux dimensions jusqu'à ce qu'elle satisfasse la contrainte sur l'amplitude donnée par l'équation (2-4). Deux réseaux

de 10×8 éléments sont obtenus et validés numériquement aussi bien par CST que HFSS [II.23].

L'approche théorique fixe le faisceau principal à $\theta_0=39^\circ$, $\phi_0=340^\circ$ et $\theta_0=40^\circ$, $\phi_0=339^\circ$ pour les surfaces à base de FR4 et de Nelco9208, respectivement, tandis que les simulations directes donnent $\theta_0=41^\circ$, $\phi_0=339^\circ$ et $\theta_0=41^\circ$, $\phi_0=339^\circ$, respectivement. Nous remarquons qu'il y a une erreur angulaire maximale de 2° sur θ_0 et 1° sur ϕ_0 , cela donne une meilleure précision que le réseau 1D, car son faisceau principal est plus directif. Il n'y a pas de différence entre les résultats des deux simulations sous CST et HFSS.

La Fig.2.12 montre que les champs réfléchis dans le plan $\phi=339^\circ$ où se trouve le faisceau principal. Les résultats obtenus par CST et HFSS concordent bien. La partie validation de la théorie est présentée dans le dernier chapitre.

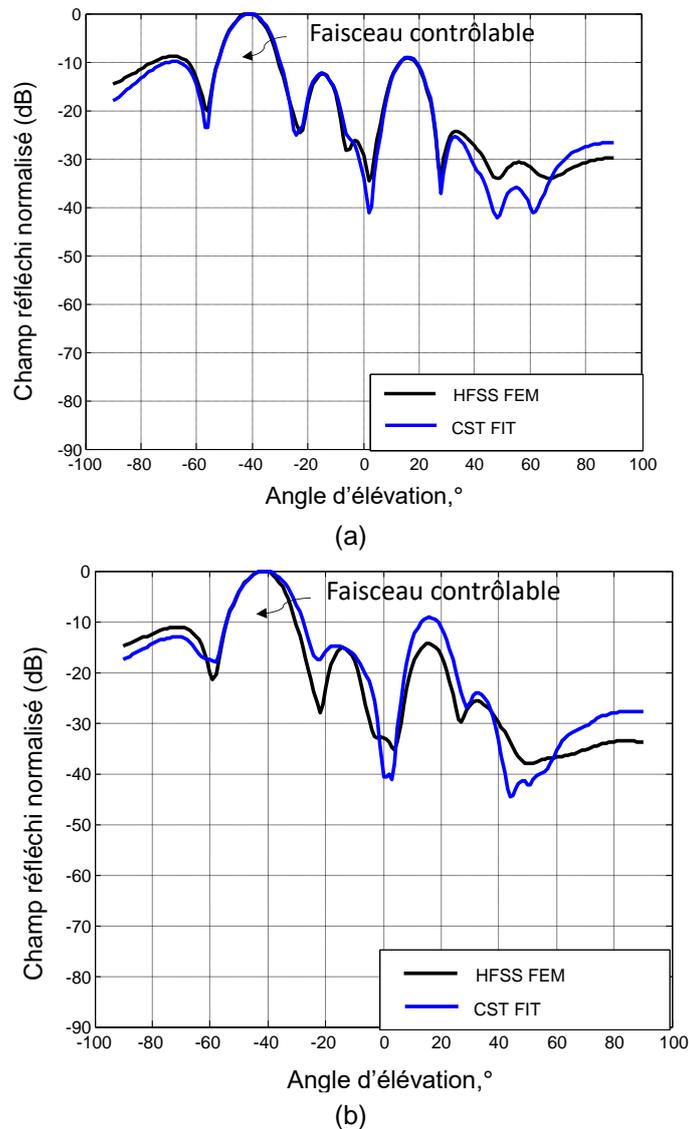


Fig. 2.12. Champ réfléchi normalisé du réseau dans le plan $\phi=339^\circ$ à 2.4GHz pour l'incidence $\theta=20^\circ$, $\phi=45^\circ$, (a) FR4, (b) Nelco9208.

II.6. Conception de réseaux réflecteurs à incidences multiples

II.6.1. Objectif

Dans ces dernières sections, une méthodologie de conception d'un réseau réflecteur avec un objectif unique de focalisation pour diverses incidences, est proposée. L'objectif visé est de rediriger plusieurs incidences simultanées vers un point ou une zone focale unique. L'application visée est la concentration des ondes issues de l'environnement indoor.

Pour ce faire, l'idée consiste à concevoir un réseau réflecteur composé de plusieurs sous-réseau avec le même objectif de focalisation, chaque sous-réseau étant conçu pour traiter une seule incidence en suivant la méthodologie de conception présentée dans ce chapitre (voir Fig.2.7).

La Fig.2.13 montre la configuration de ce réseau réflecteur. Il se compose de 20 sous-réseaux avec le même objectif de focalisation de $\theta_o=20^\circ$, $\phi_o=180^\circ$. Chaque sous-réseaux est constitué de 4 cellules. Les incidences prises en compte couvrent la plage $5^\circ \leq \theta_o \leq 45^\circ$ par pas de 10° et $45^\circ \leq \phi_o \leq 315^\circ$ par pas de 90° .

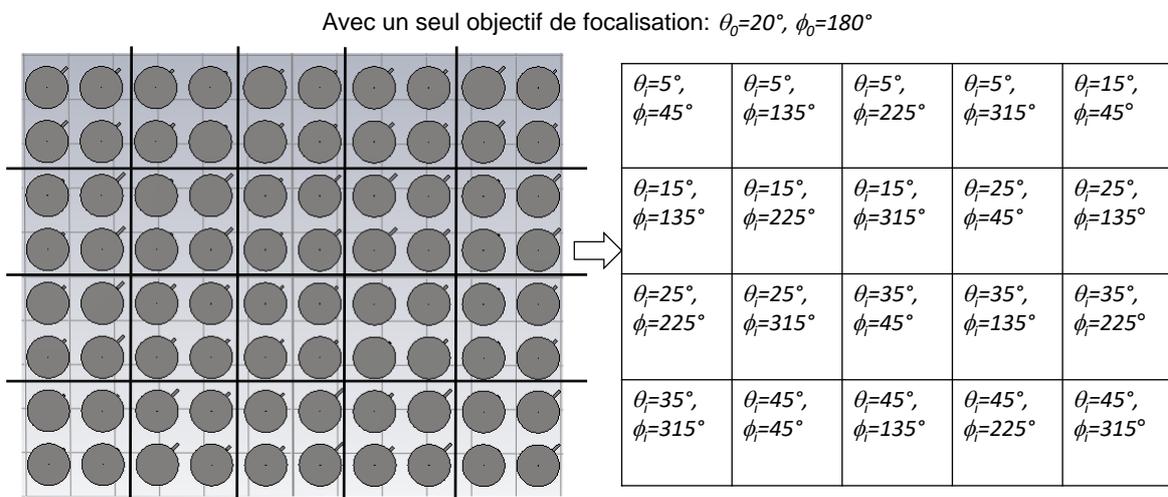


Fig. 2.13. Réseau réflecteur à sous-réseaux pour incidences multiples.

II.6.2. Résultats

Un système de simulation est implémenté avec ce réseau réflecteur d'incidences multiples. Plus de détails sur le système de simulation sont présentés dans le chapitre IV, section IV. 3. Cependant, la conception de ce réseau réflecteur est pleine de difficultés, car il nécessite de nombreuses simulations individuelles de cellule pour construire des sous-réseaux pour différentes incidences.

II.7. Limites de conception

Les résultats précédents montrent que la synthèse du faisceau réfléchi principal peut être obtenue grâce à l'algorithme PSO multi-niveau proposé avec une erreur inférieure à 2° . Cependant, l'amplitude du faisceau principal ne peut pas être prédite avec précision, car cela dépend de la connaissance précise des coefficients a et b issus du champ total.

II.8. Conclusion

Une méthode efficace de conception des réseaux réflecteurs avec objectif de focalisation du faisceau principal est proposée dans ce chapitre. Cette approche est basée sur une formulation du champ total réfléchi et la mise en œuvre d'un algorithme d'optimisation PSO multi-niveau pour la synthèse des caractéristiques géométriques du réseau optimal à concevoir. L'approche proposée ne nécessite que quelques heures pour terminer toute la tâche de conception. Comparé à la simulation directe, il simplifie et accélère efficacement la procédure de conception.

Les résultats sont validés par simulations sous CST et HFSS avec une surface de type champignon intégrant des lignes microrubans pour le déphasage. L'erreur angulaire obtenue sur la surface synthétisée comparée à la simulation directe est inférieure à 2° .

Un réseau réflecteur composé de plusieurs sous-réseaux est présenté pour rediriger plusieurs incidences à la fois. Ce nouveau type de réseau réflecteur présente cependant des problématiques d'intégration des sous-réseaux et surtout d'efficacité (voir chapitre IV). Dans le chapitre suivant, le concept de lentilles capables de transformer plusieurs incidences en une seule, est présenté.

Références

- [II.1] J. Alvarez, et al. "Systematic framework for reflectarray synthesis based on phase optimization." *International Journal of Antennas and Propagation* 2012 (2012).
- [II.2] P. Nayeri, F. Yang and A. Z. Elsherbeni, "Design of Single-Feed Reflectarray Antennas With Asymmetric Multiple Beams Using the Particle Swarm Optimization Method," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 9, pp. 4598-4605, Sept. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2268243.
- [II.3] D. W. Boeringer and D. H. Werner, "Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 3, pp. 771-779, March 2004, doi: 10.1109/TAP.2004.825102.
- [II.4] J. Robinson and Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetics," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 397-407, Feb. 2004, doi: 10.1109/TAP.2004.823969.
- [II.5] N. Jin and Y. Rahmat-Samii, "Advances in particle swarm optimization for antenna designs: Real-number binary single-objective and multiobjective implementations", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 556-567, Mar. 2007.
- [II.6] J. Kennedy and R. C. Eberhart, "A discrete binary version of the particle swarm algorithm," *1997 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. Computational Cybernetics and Simulation*, Orlando, FL, USA, 1997, pp. 4104-4108 vol.5, doi: 10.1109/ICSMC.1997.637339.
- [II.7] N. Jin and Y. Rahmat-Samii, "A hybrid real-binary particle swarm optimization (HPSO) algorithm: Concepts and implementations", *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Dig.*, pp. 1585-1588, 2007-Jun.
- [II.8] W. Liu, "Design of a multiband CPW-fed monopole antenna using a particle swarm optimization approach", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 10, pp. 3273-3279, Oct. 2005.
- [II.9] J. M. Johnson and V. Rahmat-Samii, "Genetic algorithms in engineering electromagnetics," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 4, pp. 7-21, Aug. 1997.
- [II.10] M. Schamberger and U. Navsariwala, "Genetic algorithm optimization for small antenna design", *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Dig.*, pp. 2217-2220, 2007-Jun.
- [II.11] E. Ofli, F. Nunez, N. Chavannes, E. Cherubini and N. Kuster, "Design and optimization of CAD derived mobile phone antennas using multi-goal genetic algorithms", *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Dig.*, pp. 2221-2224, 2007-Jun.
- [II.12] M. Ohira, H. Deguchi, M. Tsuji and H. Shigesawa, "Multiband single-layer frequency selective surface designed by combination of genetic algorithm and geometry-refinement technique", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 11, pp. 2925-2931, Nov. 2004.
- [II.13] E. Michielssen, J. - Sajer, S. Ranjithan and R. Mittra, "Design of lightweight, broad-band microwave absorbers using genetic algorithms," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 6, pp. 1024-1031, June-July 1993, doi: 10.1109/22.238519. Hoole, S. R. H. (1993).
- [II.14] S. Hoole, H. Ratnaajeevan "Artificial neural networks in the solution of inverse electromagnetic field problems." *IEEE transactions on Magnetics* 29.2 (1993): 1931-1934.
- [II.15] S. Caorsi and P. Gamba, "Electromagnetic detection of dielectric cylinders by a neural network approach," in *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 37, no. 2, pp. 820-827, March 1999, doi: 10.1109/36.752198.
- [II.16] T. S. Low and B. Chao, "The use of finite elements and neural networks for the solution of inverse electromagnetic problems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, pp. 2811-2813, Sept. 1992.
- [II.17] S. R. H. Hoole, "Artificial neural networks in the solution of inverse electromagnetic field problems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 2, pp. 1931-1934, Mar. 1993.
- [II.18] I. T. Rekanos and T. D. Tsiboukis, "Electromagnetic field inversion using the quickprop method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, pp. 1872-1875, Mar. 1997.
- [II.19] R. C. Eberhart and Y. Shi, "Particle swarm optimization: developments, applications and resources," in *Proc. 2001 Congr. Evolutionary Computation*, vol. 1, Aug. 2001.
- [II.20] M. Clerc and J. Kennedy, "The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, Feb. 2002.
- [II.21] D. E. Goldberg, and K. Deb, "A Comparative Analysis of Selection Schemes Used in Genetic Algorithms," *Foundations of Genetic Algorithms*, Morgan Kaufmann, 1991, pp. 69-93.
- [II.22] Computer Simulation technology. [Online]. Available: <http://www.cst.com>.
- [II.23] High Frequency Electromagnetic Field Simulation. [Online]. Available: <http://www.ansys.com/>
- [II.24] S. Aghabeiki, et al., Design methodology of quasi-isotropic antennas with basic radiators as the electric and magnetic dipoles, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Grenade, Spain, (2019)

Chapitre 3

Conception de lentilles à compression d'incidences

Sommaire

III. CONCEPTION DE LENTILLES A COMPRESSION D'INCIDENCES	61
III.1. INTRODUCTION.....	61
III.2. ETAT DE L'ART.....	62
III.2.1. <i>Les lentilles</i>	62
III.2.2. <i>Les metasurfaces de Huygens</i>	66
III.2.3. <i>Synthèse</i>	67
III.3. CONCEPTION DES LENTILLES A COMPRESSION D'INCIDENCE.....	68
III.3.1. <i>Mise en équations</i>	68
III.3.2. <i>Procédure de conception</i>	71
III.4. VALIDATIONS NUMERIQUES	72
III.4.1. <i>Lentilles synthétisées</i>	72
III.4.2. <i>Indicateurs de performance</i>	74
III.4.3. <i>Résultats</i>	74
III.5. DISCUSSIONS.....	80
III.5.1. <i>Paramètres de conception optimaux</i>	80
III.5.2. <i>Périodicité p</i>	80
III.5.3. <i>Permittivité ϵ</i>	81
III.5.4. <i>Epaisseur e</i>	81
III.5.5. <i>Problématiques de fabrication</i>	82
III.5.6. <i>Bande passante</i>	83
III.6. INTEGRATION DE LA LENTILLE ET DE LA CELLULE DU RESEAU REFLECTEUR.....	83
III.7. CONCLUSION.....	84
REFERENCES.....	85

III. Conception de lentilles à compression d'incidences

III.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, une méthodologie de conception des réseaux réflecteurs passifs avec objectif de focalisation a été proposée. Cependant, ce type de réseaux ne peut rediriger qu'une seule source incidente à la fois. Lorsqu'il s'agit de contrôler plusieurs sources incidentes provenant, par exemple, d'un environnement intérieur (indoor), la tâche de conception devient plus délicate en raison de l'augmentation du nombre de degrés de liberté notamment avec les divers angles d'incidences à prendre en compte. Pour résoudre cette problématique, on peut imaginer un dispositif de mise en forme d'ondes capable de convertir les ondes planes incidentes en une seule onde transmise. Ce dispositif pourrait être utilisé comme superstrat sur un réseau réflecteur focalisant (Fig.3.1) afin de rediriger les ondes incidentes ambiantes vers un récepteur lointain dédié (point d'accès Wi-Fi ou rectenna). L'approche de conception d'une telle lentille, abordée dans ce chapitre, est basée sur l'optique géométrique ou « ray optics » (RO). Avant de présenter les détails de conception de cette lentille, il est important d'analyser l'état de l'art sur des dispositifs comparables incluant notamment les lentilles et les metasurfaces.

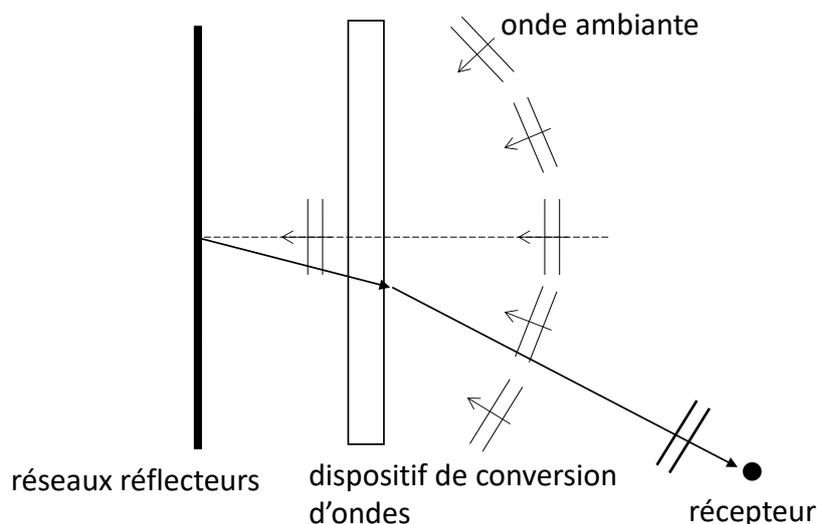


Fig. 3.1. Association du dispositif proposée à un réseau réflecteur pour augmenter la puissance collectée dans les applications intérieures.

La section III.2 présente l'état de l'art des différents dispositifs capables de rediriger des incidences multiples. La section III.3 détaille les équations de conception proposées prenant en compte les paramètres clés tels que l'épaisseur, la hauteur et la permittivité de la lentille. La section III.4 expose la procédure de conception générale, tandis que la section III.5 met en œuvre et valide plusieurs cas de lentilles moyennant des simulations électromagnétiques. La section III.6 traite des paramètres de conception optimaux et des défis de fabrication. La section III.7 présente quelques résultats sur les problématiques d'intégration de la lentille avec une cellule unitaire du réseau réflecteur. La conclusion de ce chapitre est donnée dans la section III.8.

III.2. Etat de l'art

III.2.1. Les lentilles

Les méthodes de conception des lentilles peuvent être définies selon trois groupes principaux incluant l'optique géométrique (OG) ou « ray optics » (RO), la transformation de champ ou « field transformation » (FT), et la transformation optique ou « transformation optics » (TO).

III.2.1.1. L'optique géométrique (OG) ou « ray optics » (RO)

La méthode RO est une approche scalaire basée sur la différence de marche optique selon laquelle tous les rayons issus de fronts d'onde identiques sortent de la lentille avec des différences de marche identiques. Ce principe a donné lieu à différentes structures 3D (convexe, concave, Luneburg, Maxwell fish-eye [III.1], etc.) et planes (Fresnel/GRIN) [III.2-III.5].

(1) La lentille de Luneburg

La lentille de Luneburg [III.1] est un type classique de lentille 3D présentant un gradient d'indice symétrique. Son indice n diminue radialement du centre vers la surface extérieure et est donné par l'équation suivante :

$$n(r) = (2 - r^2)^{1/2} \quad (3-1)$$

Où r est la mesure de la distance radiale par rapport au centre de la sphère.

Lorsque cette lentille est excitée en un point de sa surface, elle produit un front d'onde plan en sortie. Ainsi, en déplaçant le point d'excitation sur la surface, un balayage du faisceau dans tout l'espace peut être obtenu (Fig.3.2).

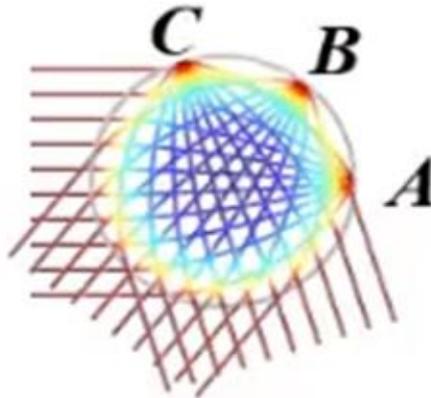


Fig. 3.2. Schéma du principe de la lentille de Luneburg.

(2) La lentille de Maxwell ou « Maxwell fish-eye »

Le principe de fonctionnement de la lentille de Maxwell est donné par la Fig.3.3. Il s'agit d'une lentille non homogène dont l'indice de réfraction varie selon la relation [III.6] :

$$n(r) = \frac{2}{1 + (r/R)^2} \quad (3-2)$$

où R désigne le rayon de la sphère et r est la mesure de la distance radiale par rapport au centre de la sphère.

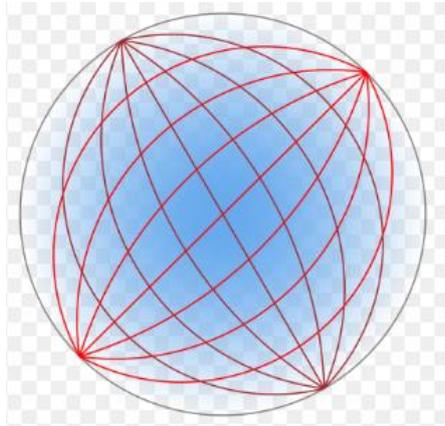


Fig. 3.3. Schéma du principe de la lentille de Maxwell.

Si une source est située en surface de la sphère, la lentille focalisera les rayons vers un autre point en surface du côté opposé.

(3) Les lentilles convexe et concave

Les milieux diélectriques homogènes naturels ont toujours un indice $n > 1$. Ces matériaux sont souvent utilisés pour synthétiser des lentilles aux formes convexe et concave [III.1] illustrées par la Fig.3.4.

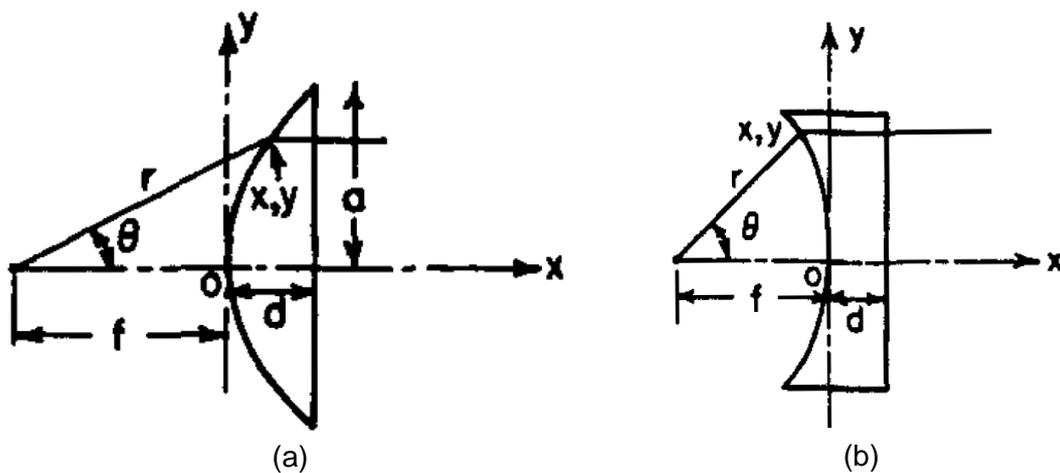


Fig. 3.4. Schéma de principe des lentilles (a) convexe, (b) concave [III.1].

La source est située à une distance f de la surface extérieure adjacente au point focal. La réfraction se produit sur la surface convexe ou concave vers l'intérieur de la lentille. Le profil de lentille convexe ou concave peut être calculé par les relations (3-3a) et (3-3b), respectivement.

$$r = \frac{(n-1)f}{n \cos \theta - 1} \quad (3-3a)$$

$$r = \frac{(1-n)f}{1-n\cos\theta} \quad (3-3b)$$

(4) Les lentilles de Fresnel et les lentilles GRIN

La plupart des lentilles planes sont souvent conçues avec des techniques de compression donnant lieu à des structures comme la lentille de Fresnel et GRIN (Graded Index) [III.2-III.5]. Par rapport aux lentilles diélectriques conventionnelles, ces structures présentent un poids et un encombrement réduits, et surtout une facilité de fabrication.

La lentille de Fresnel est souvent construite à partir d'anneaux concentriques de différentes épaisseurs placés sur un même matériau ou encore avec des matériaux différents sur une épaisseur unique. Dans le deuxième cas, quand l'indice varie graduellement, on parle alors de GRIN (Graded Index). La Fig.3.5 montre un exemple de lentille de Fresnel donnée pour une longueur d'onde de conception λ_0 , une distance focale F et une ouverture de lentille D .

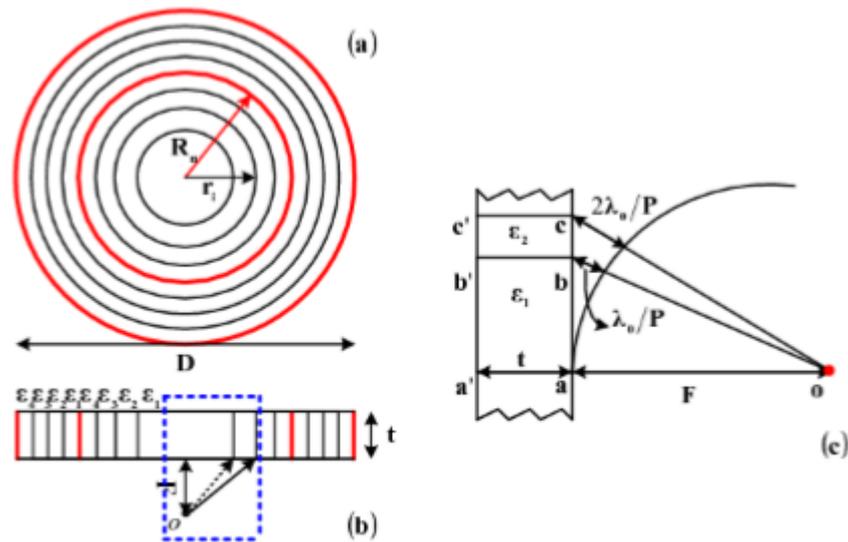


Fig. 3.5. Configuration de la lentille de Fresnel quart d'onde, (a) vue de dessus, (b) vue latérale, (c) chemin optique à travers chaque sous-zone de la lentille de Fresnel à correction de phase [III.7].

Les rayons successifs de chaque zone de Fresnel r_i et l'épaisseur de la lentille t peuvent être calculés selon les relations suivantes :

$$r_i = \sqrt{2iF\lambda_0 / P + (i\lambda_0 / P)^2} \quad (3-4a)$$

$$t = \lambda_0 / \left(P \left(\sqrt{\epsilon_i} - \sqrt{\epsilon_{i-1}} \right) \right) \quad (3-4b)$$

, avec $i=2,3,\dots,P$.

P est l'indice de correction de phase donné par $360/P$. Par exemple, la lentille de Fresnel quart d'onde de la Fig.3.5, correspond à $P = 4$. Selon le principe de correction de phase de Fresnel, les trajets parcourus par les rayons du point focal à la fin de chaque zone, seront électriquement égaux ou augmentés des fractions multiples de la longueur d'onde, c'est-à-dire:

$$2\pi \left| (ob) + (bb')\sqrt{\varepsilon_1} \right| / \lambda_0 = 2\pi \left| (oc) + (cc')\sqrt{\varepsilon_2} \right| / \lambda_0 \quad (3-4c)$$

Cependant, un tel schéma de correction de phase se traduira par des performances en bande étroite, car le rayon de la $n^{\text{ième}}$ zone R_n donné par l'équation (3-4d) deviendra incomplet ou surabondant en correction de phase avec la variation de fréquence:

$$R_n = \sqrt{2nF\lambda_0 + (n\lambda_0)^2} \quad (3-4d)$$

L'erreur de correction de phase de $2\pi/P$ pour chaque sous-zone :

$$2\pi \left| (oa) + (aa')\sqrt{\varepsilon_1} \right| / \lambda_0 = 2\pi \left| (ob) + (bb')\sqrt{\varepsilon_1} \right| / \lambda_0 - 2\pi / P \quad (3-4e)$$

III.2.1.2. La transformation optique ou « transformation optics » (TO)

La TO est une approche de cartographie, qui traduit les propriétés originelles du matériau sur le trajet des rayons dans un système de coordonnées cartésiennes [III.7]. La Fig.3.6a montre le cas d'une lentille hyperbolique conventionnelle d'abord dans l'espace physique (distordu) de la lentille puis complètement compressée dans l'espace cartésien (Fig.3.6b).

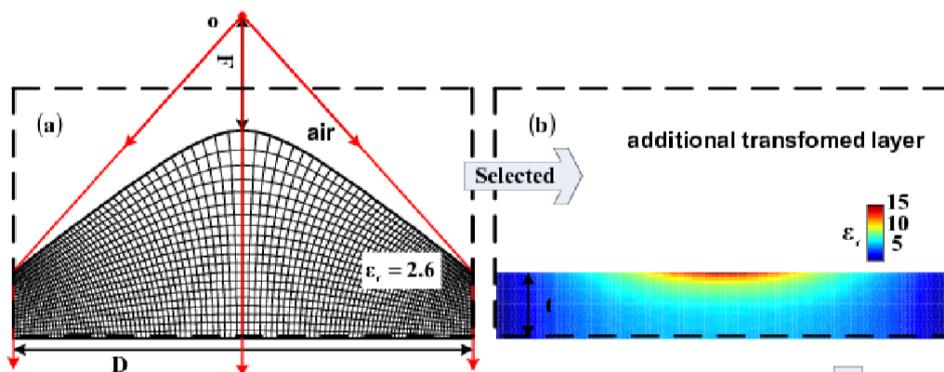


Fig. 3.6. Schématique de la conception de la lentille à plaque transformée à l'aide de la technique de TO. (a) Lentille hyperbolique 2D avec cartographie. (b) Plat 2D avec la carte de permittivité composée de 22x4 blocs.

Le processus de compression consiste à cartographier la lentille hyperbolique en cellules orthogonales dans l'espace physique distordu, puis à appliquer des transformations mathématiques, afin de transposer les propriétés de la lentille sur chaque cellule dans la base cartésienne finale. La Fig.3.6b illustre la grille orthogonale des cellules cartésiennes obtenues avec la carte de permittivité composée de 110 x 20 blocs.

III.2.1.3. La transformation de champ ou « field transformation » (FT)

La FT est une approche vectorielle [III.8] utilisant l'approche RO pour la correction de phase (Fig.3.7a) et le modèle de ligne de transmission pour optimiser l'amplitude de l'onde transmise. Les Fig.3.7b et 3.7c donnent un exemple de lentille conçue selon l'approche FT avec cinq couches permettant de réaliser la conversion de phase souhaitée à la fréquence centrale et un coefficient de transmission proche de 1 sur une large bande de fréquences

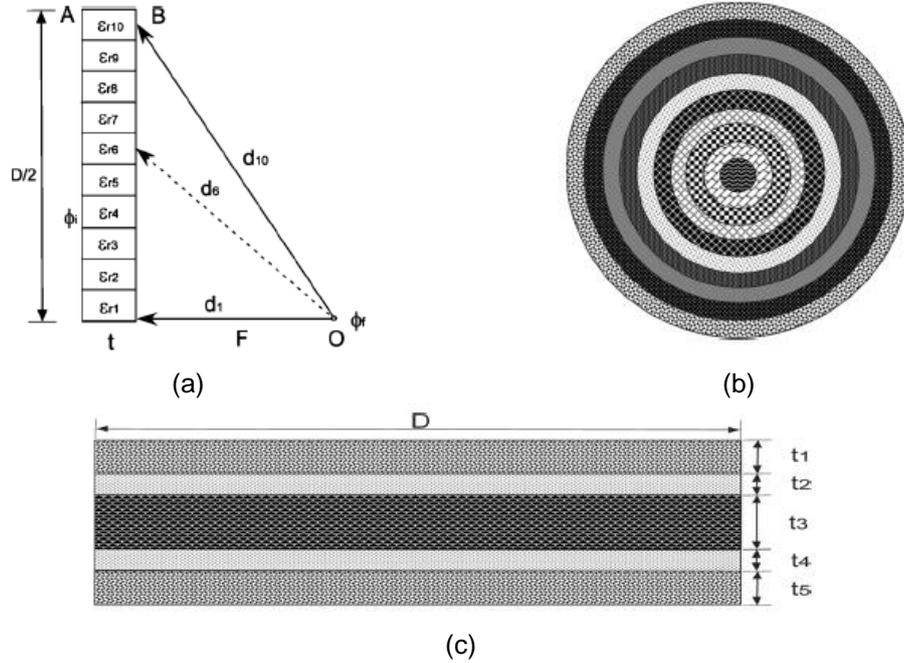


Fig. 3.7. Conception de lentille basée sur l'approche FT, (a) principe de conception, (b) vue de dessus, (c) vue de côté.

III.2.2. Les metasurfaces de Huygens

Les metasurfaces de Huygens sont des surfaces 2D permettant la transformation non conventionnelle des ondes électromagnétiques [III.9-13]. L'inspiration des metasurfaces de Huygens provient du principe d'équivalence de Huygens, qui ramène des transformations de champ à des densités de courant de surface minces. En ramenant les discontinuités de champ à un ensemble de courants électrique et magnétique, le principe d'équivalence fournit des moyens de manipulation du front d'onde avec ces conditions aux limites.

En considérant les champs E_1, H_1 et E_2, H_2 dans les deux demi-plans d'espace (Fig.3.8), les courants électriques tangentiel J_s et magnétique M_s peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$\vec{J}_s = n \times \left(\vec{H}_2 - \vec{H}_1 \right) \quad (3-5a)$$

$$\vec{M}_s = -n \times \left(\vec{E}_2 - \vec{E}_1 \right) \quad (3-5b)$$

L'impédance électrique Z_{sc} et l'admittance magnétique Y_{sm} peuvent alors être liées aux champs comme suit:

$$\vec{E}_{t,avg} = Z_{sc} \vec{J}_s \quad (3-5c)$$

$$\vec{H}_{t,avg} = Y_{sm} \vec{M}_s \quad (3-5d)$$

où $E_{t,avg}$ et $H_{t,avg}$ sont les champs tangentiels moyens en surface.

Après résolution, l'impédance et l'admittance de surface peuvent alors être obtenues par :

$$Z_{se} = \frac{E_{1,x}^- + E_{2,x}^+}{2(H_{1,y}^- - H_{2,y}^+)}, \quad Y_{se} = \frac{H_{1,y}^- + H_{2,y}^+}{2(E_{1,x}^- - E_{2,x}^+)} \quad (3-5e)$$

Les metasurfaces de Huygens peuvent être conçues en termes d'impédances électrique et magnétique, capables de générer les courants nécessaires à partir des champs incidents pour produire la transformation d'onde souhaitée.

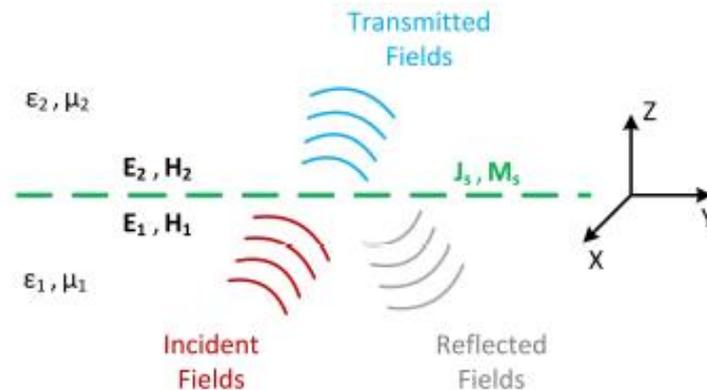


Fig. 3.8. Principe d'équivalence pour la transformation non conventionnelle de champ [III.9].

Les structures bi-anisotropique/admittance parallèle [III.9][III.12] et boucle-fil [III.13] sont détaillées dans le chapitre I, la section I.2.

III.2.3. Synthèse

Le Tableau 3-1 synthétise les différents dispositifs (lentilles, metasurfaces) couramment utilisés pour la transformation d'onde.

Avec la metasurface de Huygens [III.9-III.13], des réfractions sans réflexion et à faible réflexion sont obtenues sur la base de la condition physique des impédances de surface électrique et magnétique. Ces transformations d'ondes conduisent souvent à des structures complexes utilisant des multicouches ou / et des montages en cascade [III.9][III.12].

Avec les lentilles diélectriques, l'approche TO conduit intrinsèquement à des matériaux anisotropes, qui restent difficiles à synthétiser et à fabriquer y compris avec des metamatériaux. L'approche FT peut conduire à une structure complexe multicouche, qui peut être difficile à fabriquer [III.8]. En outre, malgré leur degré de liberté réduit et limité uniquement à la mise en phase des rayons, les lentilles issues de l'approche RO sont relativement simples à concevoir et ne souffrent pas de limitations de fabrication majeures [III.2-III.5]. C'est pourquoi, dans la suite de ce chapitre, les travaux menés utilisent plutôt l'approche RO.

	Méthode de conception	Structure		Taille	Applications	Facteur de forme, options de fabrication
Lentille	RO	3D	Luneburg [III.1]	30λ	balayage de faisceau	volumineux, simple à fabriquer
			Maxwell fish eye [6]	15λ		
		Concave [III.1]	\	transformation de front d'onde généralement sphérique à plan		
		Convex [III.1]	\			
	plane	Fresnel/GRIN [III.2-5]	$6\lambda - 10\lambda$		taille acceptable, simple à fabriquer	
	TO	GRIN [III.7]			\	anisotropique matériaux, difficile à fabriquer
FT	multiple couches de GRIN [III.8]		6λ		volumineux, simple à fabriquer	
Metasurface de Huygens	bi-anisotrope/admittance parallèle [III.9] [III.12]				$\lambda/10$ (cellule)	manipulation de l'angle de réfraction et de réflexion
	boucle-fil [III.13]					

Tableau 3.1. Synthèse des dispositifs de transformation d'onde.

III.3. Conception des lentilles à compression d'incidence

III.3.1. Mise en équations

On considère une lentille diélectrique à N couches de plusieurs matériaux de permittivité relative ε_i comme le montre la Fig.3.9. La $n^{\text{ième}}$ couche a une épaisseur e_n et une permittivité relative ε_n , tandis que le paramètre h_n indique la hauteur totale des n premières couches. Cette lentille est illuminée par une onde plane incidente sous un angle θ_{in} référencé à partir de l'axe z . Le paramètre t_n est la différence de marche entre le rayon de référence et le rayon le plus éloigné entrant dans la $n^{\text{ième}}$ couche.

L'objectif visé dans ce chapitre est de convertir toute incidence oblique en un front d'onde transmis selon la direction normale ($\theta_{out} = 0^\circ$). Cela signifie que tous les rayons sortants sont transmis en phase par rapport à l'incidence normale. Cette condition appliquée sur les deux rayons aux frontières (haute et basse) traversant deux couches consécutives, typiquement la $(n-1)^{\text{ième}}$ et la $n^{\text{ième}}$ couche, conduit à la relation suivante :

$$\frac{2\pi}{\lambda} (e_n \sqrt{\varepsilon_n} + t_n) = \frac{2\pi}{\lambda} (e_{n-1} \sqrt{\varepsilon_{n-1}} + t_{n-1}) \quad (3-6)$$

où λ est la longueur d'onde en espace libre.

La formulation de correction de phase de Fresnel est invoquée. Elle suggère que la plus grande différence de marche t_n sur la $n^{\text{ème}}$ couche devrait augmenter d'une fraction p de la longueur d'onde (λ/p) en partant du rayon de référence [III.14], où p est un entier désignant l'indice de correction de phase. Sur la base de cette considération, les équations clés suivantes sont dérivées comme suit:

$$t_n = t_{n-1} + \frac{\lambda}{p} \quad (3-7a)$$

$$h_n = \frac{t_n}{\sin \theta_{in}} \quad (3-7b)$$

$$t_n = \frac{n}{p} \lambda \quad (3-7c)$$

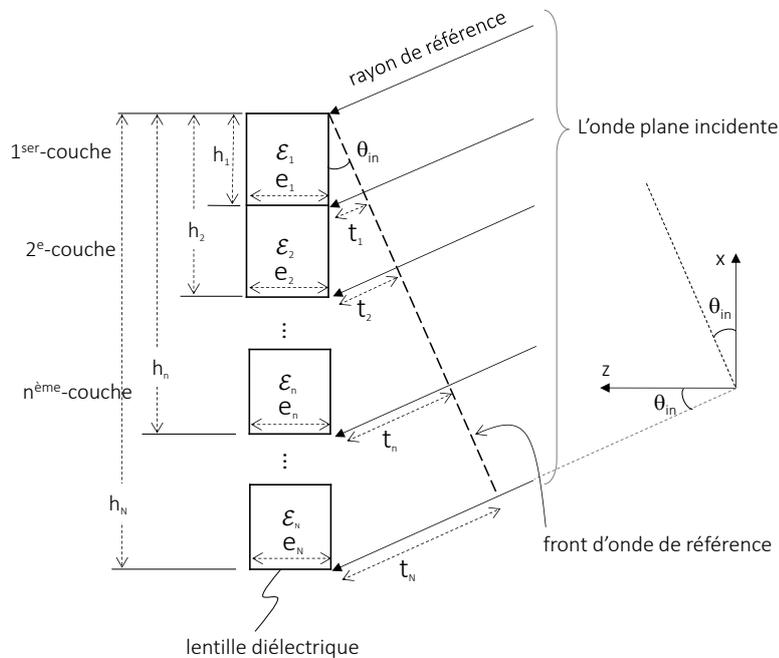


Fig. 3.9. Schéma de la lentille proposée sous illumination oblique.

La hauteur totale H de la lentille peut être obtenue en combinant (3-7b) et (3-7c) et en fixant $n = N$, soit :

$$H = h_N = \frac{N\lambda}{p \sin \theta_{in}} = N\Delta h \quad (3-7d)$$

où $\Delta h = \lambda/p \sin \theta_{in}$ désigne l'incrément de hauteur.

L'analyse de l'équation (3-6) suggère deux cas de conception définis par les grandeurs épaisseur et permittivité de la lentille. Dans le premier cas de conception, on peut fixer une

épaisseur constante pour toutes les couches ($e_n = e_{n-1} = e$), et leurs attribuer une permittivité variable. Ce type de conception conduit à une lentille à indice graduel.

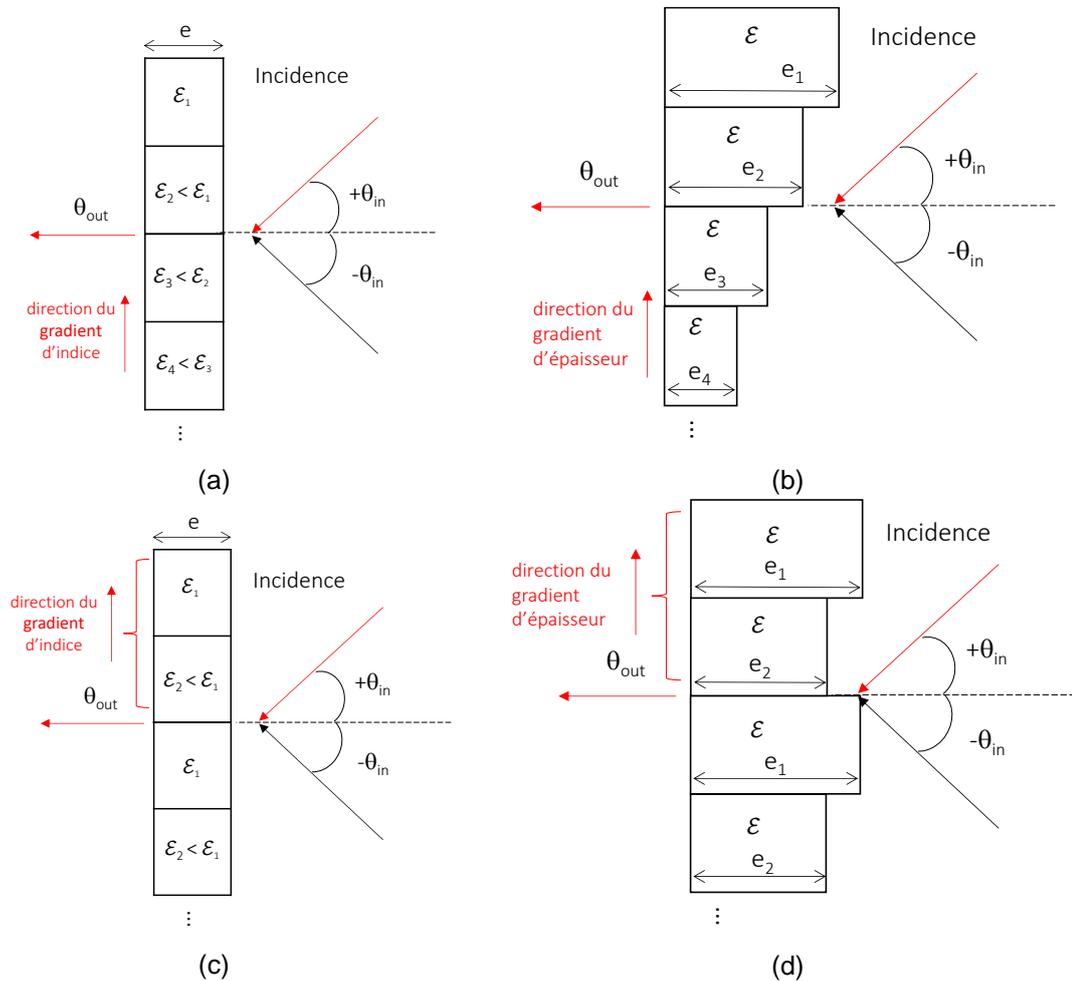


Fig. 3.10. Types de lentilles conçues, (a) lentille à indice graduel, (b) lentille à épaisseur graduelle, (c) lentille à indice graduel périodique, (d) lentille à épaisseur graduelle périodique.

La lentille à indice graduel peut être développée en s'appuyant sur les équations ci-dessous qui intègrent à la fois des incidences positives et négatives, comme le montre la Fig.3.10a, c'est-à-dire:

$$\text{Pour } \theta_{in} > 0, \sqrt{\epsilon_n} = \sqrt{\epsilon_{n-1}} - \frac{\lambda}{pe} \quad (3-8a)$$

$$\text{Pour } \theta_{in} < 0, \sqrt{\epsilon_n} = \sqrt{\epsilon_{n-1}} + \frac{\lambda}{pe} \quad (3-8b)$$

Dans le deuxième cas de conception, la permittivité peut être considérée constante ($\epsilon_n = \epsilon_{n-1} = \epsilon$) pour des couches d'épaisseurs variables. Cela conduit à une lentille à épaisseur graduelle (Fig.3.10b) dont les équations de conception sont données comme suit:

$$\text{Pour } \theta_{in} > 0, e_n = e_{n-1} - \frac{\lambda}{p\sqrt{\varepsilon}} \quad (3-9a)$$

$$\text{Pour } \theta_{in} < 0, e_n = e_{n-1} + \frac{\lambda}{p\sqrt{\varepsilon}} \quad (3-9b)$$

Un autre type de lentille peut être dérivé en analysant la formule (3-7c). En effet, à partir de cette équation, on peut voir que $tp = \lambda$, ce qui signifie que la correction de phase atteint une variation complète de 2π sur les p premières couches. Ainsi, une lentille périodique peut être obtenue en répétant ces p couches conçues, soit à partir des équations (3-8a) et (3-8b) pour obtenir une lentille à indice graduel périodique, soit à partir des expressions (3-9a) et (3-9b) pour une lentille à épaisseur graduelle périodique.

D'après les équations (3-8a) et (3-8b), on peut constater que le pas du gradient d'indice entre deux couches consécutives est $\lambda/(pe)$, ce qui conduit à $(N-1)\lambda/(pe)$ pour l'ensemble de la lentille comparativement à la première couche. Par conséquent, la diminution du gradient d'indice de total de la lentille peut être obtenue en considérant soit un nombre limité de couches, soit un indice de correction de phase d'ordre élevé p ou soit une lentille épaisse. De même, à partir des (3-9a) et (3-9b), on voit que le gradient d'épaisseur total $(N-1)\lambda/(p\sqrt{\varepsilon})$ diminue avec des valeurs faibles pour N et des valeurs élevées pour p et ε .

Maintenant que les équations de conception ont été présentées, la procédure de conception complète peut être détaillée.

III.3.2. Procédure de conception

Les étapes de conception sont présentées dans l'organigramme de la Fig.3.11. Les premières données à introduire sont l'incidence θ_{in} à traiter et la longueur d'onde λ .

Les autres étapes sont détaillées de la façon suivante:

Etape 1. Choisir le rapport N/p comme un entier et calculer la hauteur totale H de la lentille selon l'équation (3-7d).

Etape 2. Choisir la variable et la constante entre e et ε . Cela signifie que le concepteur doit décider du type de lentille à synthétiser, soit une lentille à indice graduel (voir Fig.3.10a), soit une lentille à épaisseur graduelle (voir Fig.3.10b).

Etape 3. Choisir p , puis calculer N et Δh .

Etape 4. Choisir l'option I ou l'option II.

L'option I permet de synthétiser une lentille périodique tandis que l'option II permet de traiter une lentille graduelle.

Etape 5. Avec l'option I, une lentille graduelle est obtenue pour $p = 1$, tandis qu'une lentille périodique est obtenue pour des valeurs plus élevées de p , typiquement pour $p \geq 2$. Dans ce cas, la première période avec p couches est conçue en se basant sur les relations (3-8a) - (3-8b) ou (3-9a) -(3-9b). Ces p couches sont ensuite répétées N/p fois pour avoir une lentille complète en hauteur. Dans le cas de $p = 1$, une lentille graduelle avec N couches est directement obtenue en utilisant les équations (3-8a)-(3-8b) ou (3-9a)-(3-9b).

Etape 6. Avec l'option II, une lentille graduelle est obtenue sur la base des équations (3-8a) - (3-8b) ou (3-9a) - (3-9b), le tout dépendant de la valeur de N considérée à l'étape 3. Il faut noter que plus p est élevé plus grand N puisque le rapport N/p est pris constant.

Au-delà de cette procédure de conception, il convient de mentionner que l'option de conception graduelle peut conduire à une lentille avec un profil important en termes de permittivité et d'épaisseur en raison de la plage du gradient total nécessaire pour couvrir les N couches. De ce fait, l'option de conception périodique est plus avantageuse car le gradient total est réduit car limité à couvrir seulement les p premières couches.

Dans la section suivante, la procédure de conception est appliquée pour synthétiser plusieurs types de lentilles.

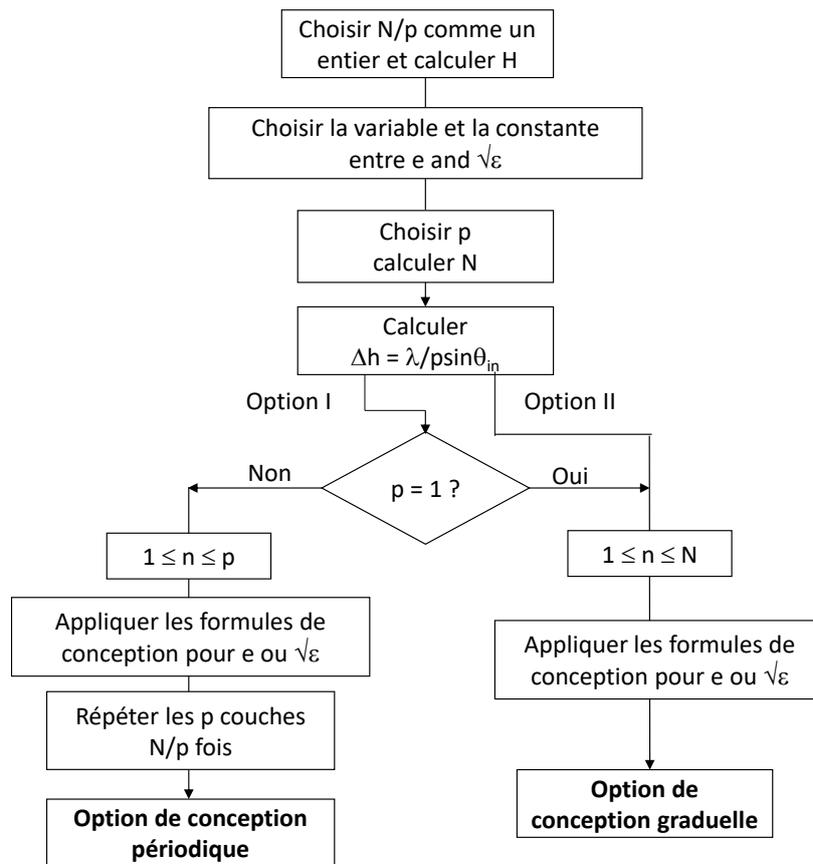


Fig. 3.11. Organigramme de la procédure de conception de lentille.

III.4. Validations numériques

III.4.1. Lentilles synthétisées

Les quatre types de lentilles présentés dans la Fig.3.10 sont considérés dans cette section. Ces lentilles sont maintenant conçues pour une incidence de $\theta_{in}=60^\circ$ à la fréquence 2.4 GHz ($\lambda = 125$ mm).

On considère arbitrairement $N/p=5$ et $p = 2$. Les paramètres suivants N , H et Δh sont ensuite calculés selon la procédure de conception donnée par la Fig.3.11. Les designs périodique et graduel sont obtenus avec les options I et II, respectivement.

L'option I conduit à une lentille à épaisseur graduelle périodique (Fig.3.12a) et une lentille à indice graduel périodique (Fig.3.12c), tandis que l'option II conduit à une lentille à épaisseur graduelle (Fig.3.12b) et une lentille à indice graduel (Fig.3.12d). Les paramètres de conception de ces quatre lentilles sont résumés dans le Tableau 3. 2.

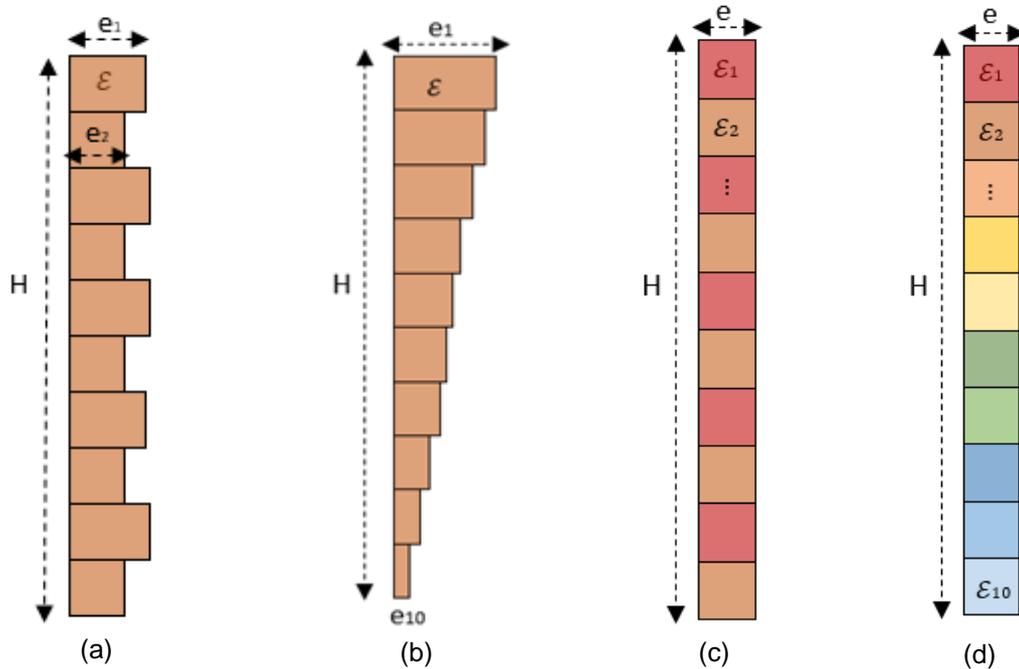


Fig. 3.12. Lentilles conçues, (a) lentille à épaisseur graduelle périodique, (b) lentille à épaisseur graduelle, (c) lentille à indice graduel périodique, (d) lentille à indice graduel.

Indice de correction de phase $p = 2$	Plage de permittivité (ϵ)	Plage d'épaisseur (e), mm	Incrément en hauteur Δh , mm
Lentille à épaisseur graduelle	25	12.5 – 125	72
Lentille à épaisseur graduelle périodique	25	112.5 – 125	72
Lentille à indice graduel	1–30.25	125	72
Lentille à indice graduel périodique	25; 30.25	125	72

Tableau 3.2. Résumé des caractéristiques des lentilles conçues pour l'incidence $\theta_{in} = 60^\circ$.

Pour la lentille à indice graduel, la permittivité la plus basse est fixée à $\epsilon_{10} = 1$, conduisant à la permittivité la plus élevée de $\epsilon_1 = 30,25$ sur les $N = 10$ couches. Pour les autres designs, la permittivité de base est fixée à $\epsilon = 25$, ce qui conduit à une plage de ϵ entre 25 et 30,25 pour la lentille à indice graduel périodique.

Dans tous les designs, l'épaisseur de base est prise égale à une longueur d'onde ($e = \lambda$), ce qui conduit à une plage d'épaisseur allant 12,5 mm à 125 mm pour la lentille à épaisseur graduelle et de 112,5 à 125 mm pour la lentille à épaisseur graduelle périodique.

III.4.2. Indicateurs de performance

Un nouveau paramètre pour évaluer quantitativement les performances des lentilles conçues est introduit. Ce paramètre est appelé dans ces travaux l'erreur de compression d'incidence et est défini par les équations suivantes:

$$\langle \Delta \theta_{out} \rangle (z) = \frac{1}{H} \int_0^H |\theta_{out}(x, z) - \theta_{ref}| dx \quad (3-10a)$$

$$\theta_{out}(x, z) = \arctan \left(\frac{\Re(S_x)}{\Re(S_z)} \right) \quad (3-10b)$$

, où H est rappelé comme étant la hauteur de la lentille, θ_{out} est l'angle du vecteur de Poynting sortant \mathbf{S} par rapport à la direction normale (ici, l'axe z), et θ_{ref} est l'angle de référence c'est-à-dire l'angle visé.

L'erreur de compression $\langle \Delta \theta_{out} \rangle$ est définie comme l'erreur moyenne de la direction du vecteur de Poynting sortant par rapport à la direction ciblée θ_{ref} . La moyenne est prise le long de l'axe transversal, c'est-à-dire l'axe x , qui est la direction parallèle à la surface sortante de la lentille. Ici, $\theta_{ref} = 0^\circ$, puisque l'objectif de conception est de convertir toute incidence θ_{in} en une onde sortante dans la direction normale le long de l'axe z .

Un deuxième indicateur de performance est basé sur une analyse qualitative de l'amplitude du champ électrique complexe dans la région entourant la lentille.

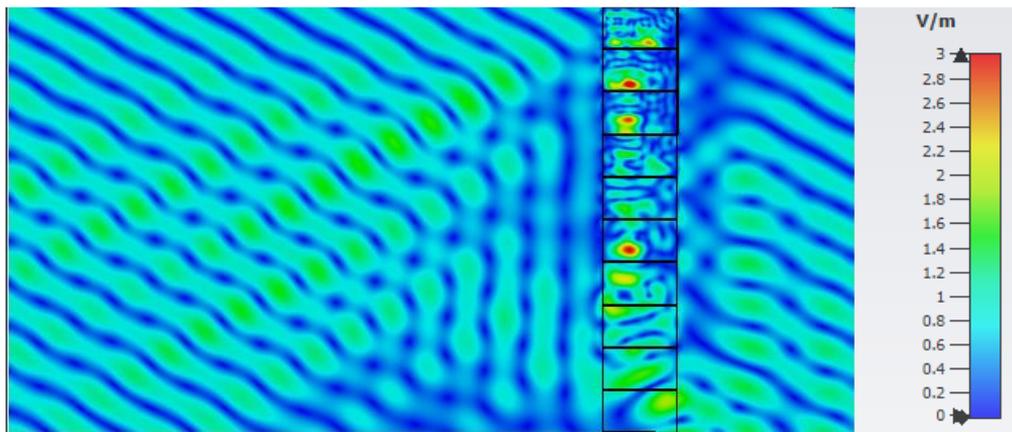
III.4.3. Résultats

Les quatre types de lentilles synthétisées et présentés dans la Fig.3.12 sont maintenant simulés à 2,4 GHz avec CST [III.15].

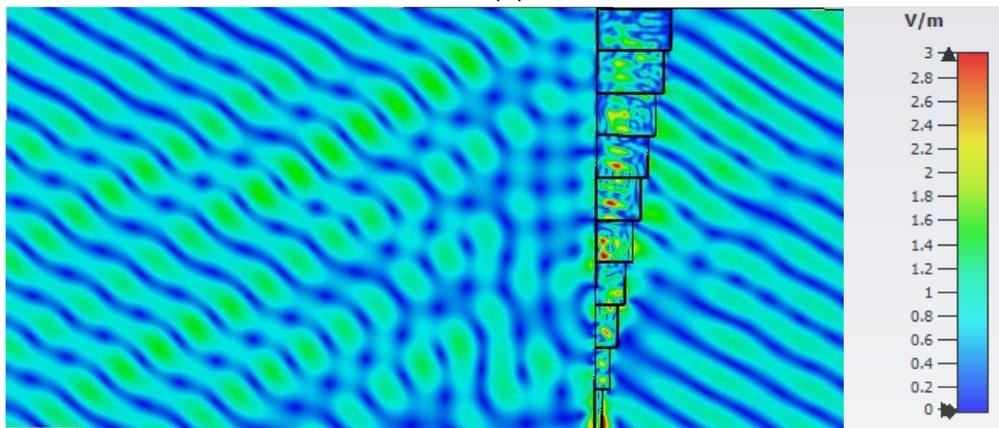
III.4.3.1. Lentilles à incidence unique

Les résultats des deux lentilles graduées sont représentés dans les Fig.3.13 et Fig.3.14 respectivement pour l'amplitude du champ électrique complexe et l'erreur de compression.

Sur les Fig.3.13 et Fig.3.14, on voit que la lentille à indice graduel présente un front d'onde presque vertical près de la surface de la lentille, tandis que pour la lentille à épaisseur graduelle, le front d'onde sortant est plutôt irrégulier. Cela signifie que la lentille à indice graduel atteint qualitativement une meilleure performance que la lentille à épaisseur graduelle. Ce résultat est confirmé quantitativement par l'erreur de compression $\langle \Delta \theta_{out} \rangle$ présentée dans la Fig. 3.14.



(a)



(b)

Fig. 3.13. Amplitude du champ électrique complexe simulée à 2,4 GHz pour (a) lentille à indice graduel, et (b) lentille à épaisseur graduelle.

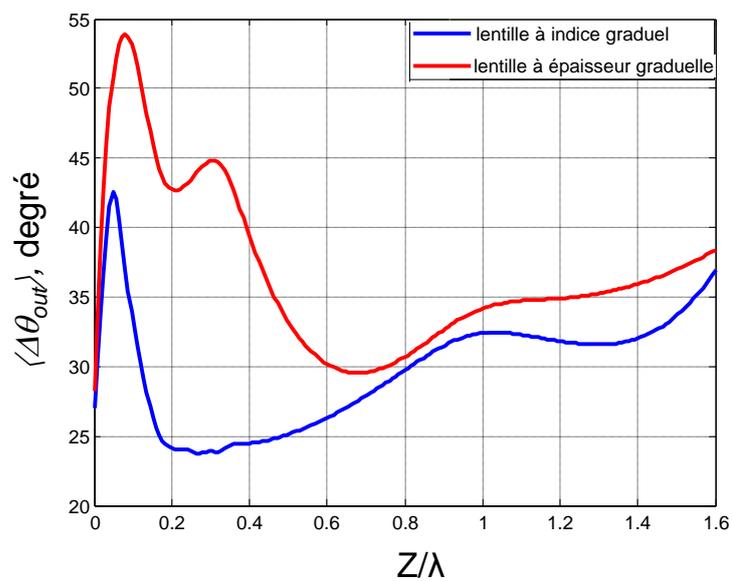


Fig. 3.14. Erreurs de compression $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ des lentilles à indice graduel et à épaisseur graduelle sous éclairage positif $\theta_{in} = 60^\circ$ en fonction de la distance normale normalisée.

En effet, on voit sur la Fig.3.14 que les deux lentilles présentent le même niveau d'erreur $\langle \Delta\theta_{out} \rangle \approx 28^\circ$ près de la surface de la lentille. Cependant, dans la région proche de la surface de la lentille jusqu'à environ $z \approx \lambda$, l'erreur de la lentille à indice graduel diminue et devient minimale autour de $z \approx \lambda/3$ avec une erreur proche de $\langle \Delta\theta_{out} \rangle \approx 23^\circ$. D'un autre côté, l'erreur de la lentille à épaisseur graduelle augmente considérablement jusqu'à $\langle \Delta\theta_{out} \rangle \approx 54^\circ$, ce qui indique une mauvaise redirection de l'incidence.

La présence de cette région avec une erreur minimale pour la lentille à indice graduel est intéressante pour l'application visée de redirection des ondes vers le réseau réflecteur. Deux intégrations potentielles avec le réflecteur peuvent être envisagées. La première option pourrait consister à installer directement le réflecteur sur le dessus de la lentille. Cela devra se faire par co-conception car les propriétés diélectriques de la lentille peuvent diminuer la fréquence de résonance du réflecteur. La deuxième option peut être de placer le réflecteur à une distance appropriée de la lentille, typiquement à l'emplacement minimisant $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$, c'est-à-dire à $\lambda/3$.

L'effet de p sur $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ pour le cas de la lentille à indice graduel est analysé. Dans cette analyse, le rapport N/p est maintenu constant et égal à 5, mais plusieurs valeurs de p sont considérées de 1 à 4. Toute valeur de p conduit à la valeur correspondante pour le nombre de couches avec $N = 5p$. Seule l'option II est prise en compte car l'accent est mis sur la lentille à indice graduel. Les résultats sur $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ pour toutes les valeurs de p sont donnés dans la Fig. 3.15.

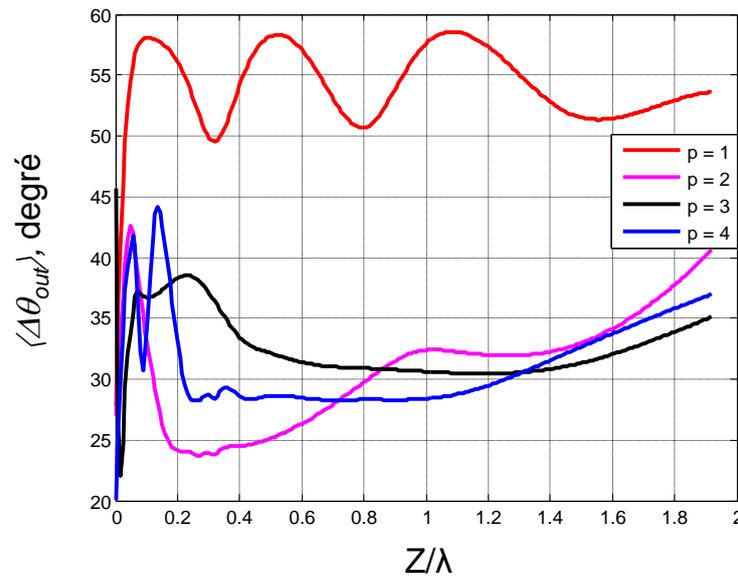


Fig. 3.15. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel en fonction de la distance normale normalisée pour différentes valeurs de p (indice de correction de phase).

On note que le cas $p = 2$ présente l'erreur la plus faible en dehors de la surface de la lentille, avec un minimum à $\lambda/3$. Pour $z > \lambda/3$, les erreurs des cas $p = 2$ à 4 sont presque équivalentes et augmentent avec z/λ . En revanche, le cas $p = 1$, présente l'erreur la plus importante.

Nous venons de montrer que la lentille à indice graduel surpasse la lentille à épaisseur graduelle en ce qui concerne l'erreur de compression d'incidence. La meilleure valeur de l'indice de correction de phase est $p = 2$ avec un minimum en surface et à $z \approx \lambda/3$. Cependant, cette lentille ne convient que pour une seule incidence. Ici, les incidences négatives ne sont

pas incluses. Dans la section suivante, les lentilles polyvalentes capables de traiter simultanément les incidences positives et négatives seront analysées.

III.4.3.2. Lentilles polyvalentes en incidence

Une lentille polyvalente en incidence pourrait rediriger à la fois les incidences positives $+\theta_{in}$ et négatives $-\theta_{in}$ simultanément. Dans cette section, trois solutions de conception de cette lentille sont proposées et analysées. Ces solutions comprennent la lentille à indice graduel périodique, la lentille à épaisseur graduelle périodique et la lentille double à indice graduel, toutes illustrées par la Fig.3.16.

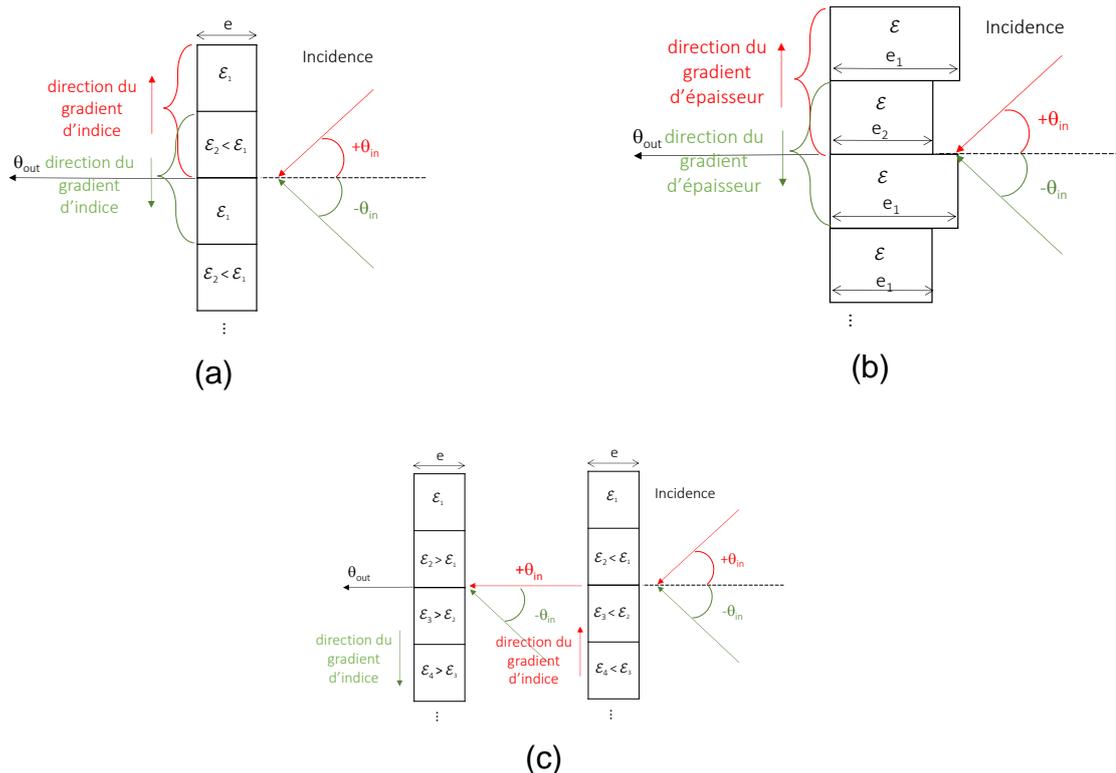


Fig. 3.16. Lentilles à incidence polyvalente, (a) lentille à indice graduel périodique, (b) lentille à épaisseur graduelle périodique, (c) lentille double à indice graduel.

La polyvalence de la lentille à indice graduel périodique (Fig.3.16a) vient du fait qu'elle comprend deux gradients d'indice inversés adressant individuellement les incidences positives et négatives ($+\theta_{in}$, $-\theta_{in}$). En effet, l'indice décroît périodiquement de la première à la seconde couche, ce qui convient aux incidences positives $+\theta_{in}$. Cependant, de la deuxième à la troisième couche, l'indice augmente, ce qui convient aux incidences négatives $-\theta_{in}$ (Fig.3.16a). Le même principe, appliqué sur l'épaisseur au lieu de l'indice, explique le cas de la lentille à épaisseur graduelle périodique (Fig.3.16b). Dans le cas de la lentille à double indice, une lentille est conçue pour adresser $+\theta_{in}$ tandis que l'autre couvre $-\theta_{in}$ (Fig.3.16c). Les caractéristiques de ces trois solutions de lentilles sont données dans le Tableau 3.2.

La Fig.3.17 montre les amplitudes du champ électrique de ces trois lentilles simulées sous CST aussi bien dans le domaine temporel que fréquentiel.

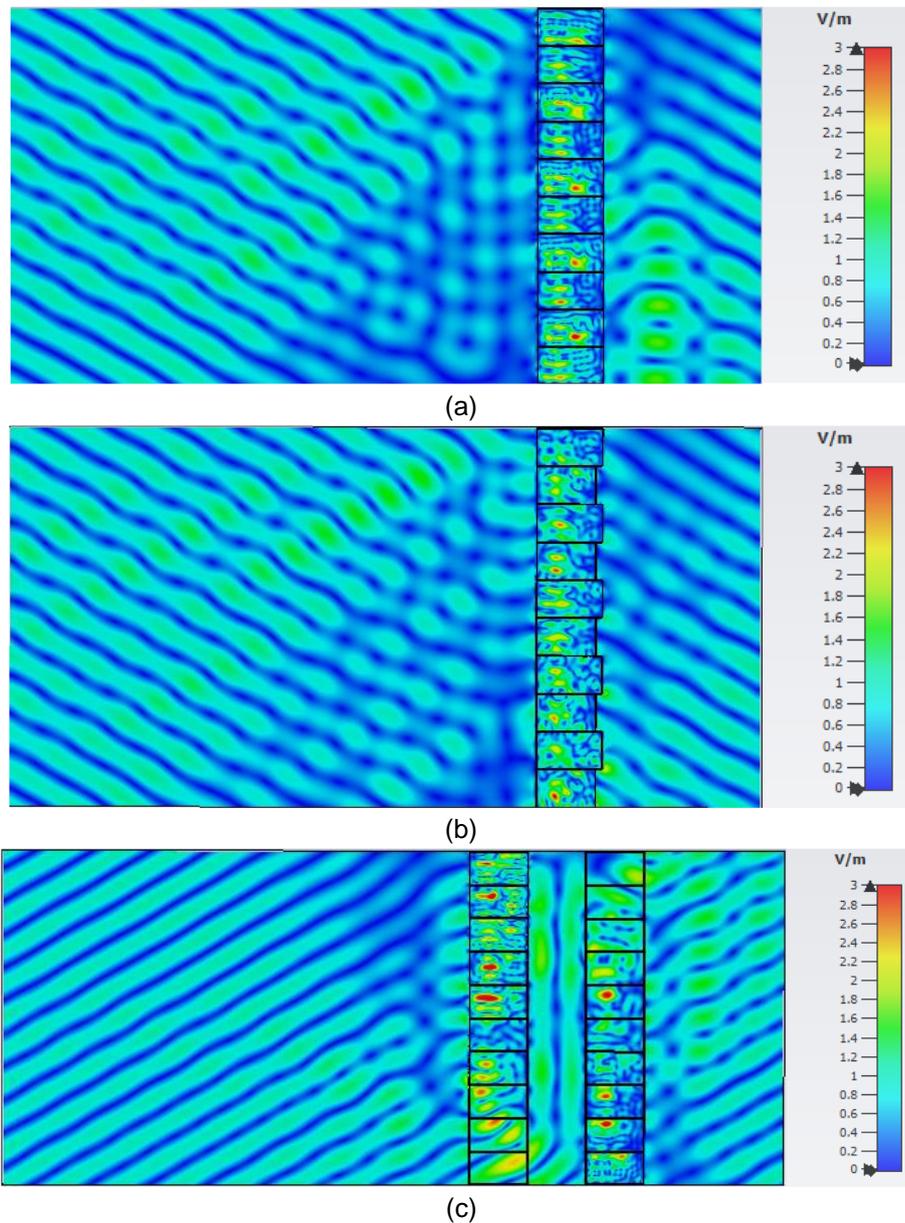


Fig. 3.17. Amplitude de champ électrique complexe simulée à 2,4 GHz pour (a) lentille à indice graduel périodique, (b) lentille à épaisseur graduelle périodique, (c) lentille double à indice graduel.

On note que la lentille à indice graduel périodique donne le meilleur résultat. Pour la lentille double à indice graduel, la distance entre les deux lentilles est réglée sur une valeur équivalente à la longueur d'onde. Bien que cette distance diffère des emplacements minimaux de l'erreur, typiquement à $z = 0$ et $z \approx \lambda/3$, la Fig.3.17c montre toujours que la première lentille convertit l'incidence à 0° avec succès. Cependant, la deuxième lentille semble compenser cette conversion car le front d'onde sortant est presque égal à l'incidence elle-même loin de la lentille. Ce résultat montre bien que cette double association de lentille n'est pas concluante sur la compression d'incidence visée.

La Fig.3.18 confirme ces résultats quantitativement avec l'erreur la plus faible obtenue avec la lentille à indice graduel périodique, typiquement $\langle \Delta\theta_{out} \rangle \approx 24^\circ$ à $z = 0$ et $\lambda/2$.

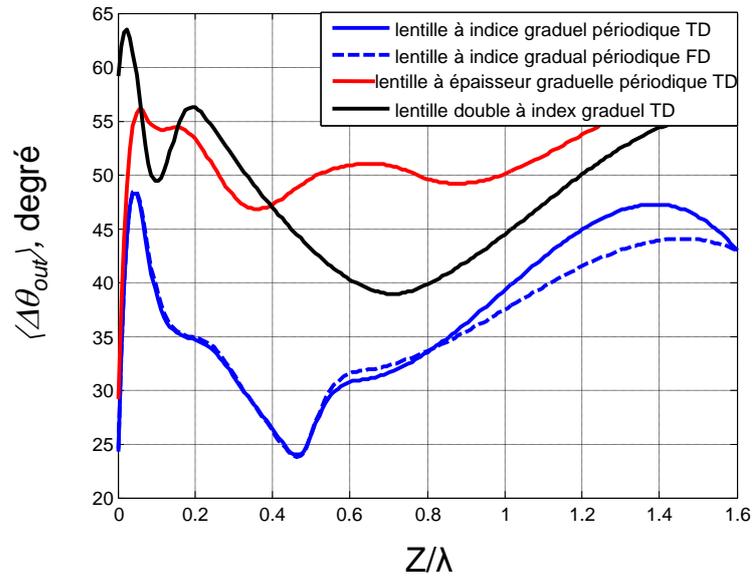


Fig. 3.18. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ en fonction de la distance normalisée pour (a) lentille à indice graduel périodique, (b) lentille à épaisseur graduelle périodique, (c) lentille double à indice graduel.

III.4.3.3. Couverture d'incidence

Nous avons montré dans la section précédente que la lentille à indice graduel périodique offre les meilleures performances en termes de polyvalence en incidence. Dans cette section, cette lentille est analysée en termes de couverture en incidence comme le montre la Fig.3.19.

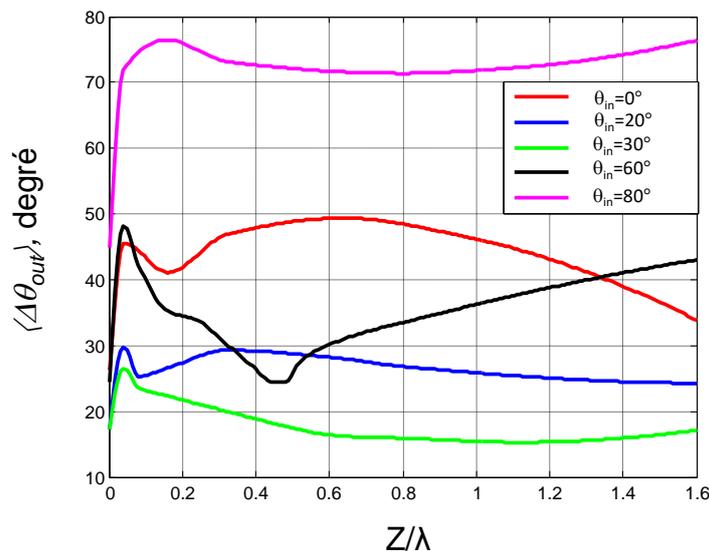


Fig. 3.19. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel périodique sous diverses incidences.

On constate que l'erreur minimale $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ se produit toujours en surface de la lentille, c'est-à-dire à $z = 0$ pour toute la plage d'angles d'incidence $0^\circ < \theta_{in} < 80^\circ$. Au voisinage de la surface

de la lentille, l'erreur augmente rapidement et devient plus stable dans tous les cas sauf pour l'incidence $\theta_{in} = 60^\circ$ qui représente l'objectif de la conception. Seule l'incidence $\theta_{in}=30^\circ$ fournit une erreur inférieure à celle en surface de la lentille, avec $\langle \Delta\theta_{out} \rangle \approx 15^\circ$ à $z \approx \lambda$. Globalement, l'erreur de compression d'incidence reste inférieure à 26° dans une plage d'angles d'incidence relativement large $-60^\circ \leq \theta_{in} \leq 60^\circ$ en surface de la lentille.

III.5. Discussions

III.5.1. Paramètres de conception optimaux

La lentille à indice graduel périodique est apparue dans la section III.4.3 comme la meilleure lentille polyvalente présentant l'erreur de compression la plus faible sur une plage d'angles d'incidence relativement large. Dans cette section, les choix optimaux de plusieurs paramètres (p , ε , e , N) dans la tâche de conception de cette lentille sont analysés. Pour ce faire, la procédure de conception illustrée par la Fig.3.11 est suivie et l'option II est choisie pour la synthèse et l'étude de ces paramètres. Il est important de noter que cette analyse est faite pour une incidence arbitrairement choisie de $\theta_{in} = 60^\circ$ et un rapport constant $N/p = 5$ pour garder la même hauteur H tout au long de la discussion. La permittivité du substrat de base est $\varepsilon_2 = 25$, la périodicité est $p = 2$, tandis que l'épaisseur de la lentille est $e = \lambda$, c'est-à-dire $\lambda = 125$ mm.

III.5.2. Périodicité p

L'effet de la périodicité p sur l'erreur de compression est analysé comme le montre la Fig.3.20.

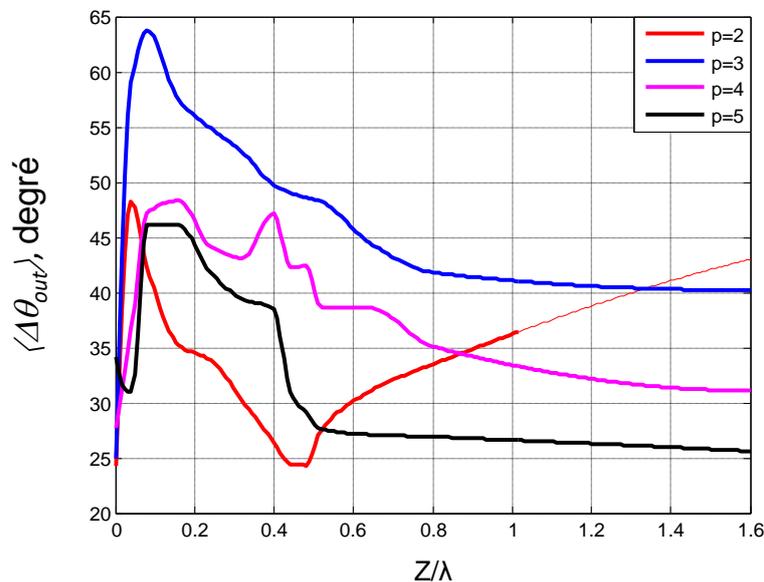


Fig. 3.20. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel périodique en fonction de la distance normale normalisée pour diverses périodicités p .

On note que l'erreur minimale $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ se produit à $z = 0$ pour tous les cas qui présentent des erreurs comparables. Au-delà de la surface de la lentille, l'erreur augmente rapidement et décroît continuellement sauf pour $p = 2$ où elle atteint un second minimum, soit $\langle \Delta\theta_{out} \rangle \approx 24^\circ$ à

$z \approx \lambda / 2$. Cette erreur minimale $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ est la plus faible de tous les autres cas ($p \geq 3$). Cela montre que le réglage de $p = 2$ est le meilleur choix sur toute la plage de distance z considérée.

III.5.3. Permittivité ε

L'effet de la permittivité ε est analysé sur l'erreur de compression de la lentille à indice graduel périodique ($p = 2$) pour deux types de diélectriques comme le montre la Fig.3.21. Les diélectriques considérés comprennent un premier cas à forte permittivité et un second cas à faible permittivité.

On note d'après la Fig.3.21 que le cas à forte permittivité conduit à une erreur plus faible jusqu'à une distance de $z \approx \lambda$ que le cas à faible permittivité. Au-delà de cette plage, le cas à faible permittivité fournit une erreur plus faible.

Dans l'ensemble, les deux profils d'erreur sont similaires, mais le cas à forte permittivité fournit une erreur minimale plus faible et plus proche de la surface de la lentille que le cas à faible permittivité. Le facteur de réduction sur la position du minimum d'erreur est du même ordre de grandeur que le rapport d'indice entre les deux diélectriques.

Afin de réaliser un système compact représenté par la Fig.3.1, des diélectriques à haute permittivité doivent être privilégiés pour réduire à la fois la distance de correction et l'erreur de compression.

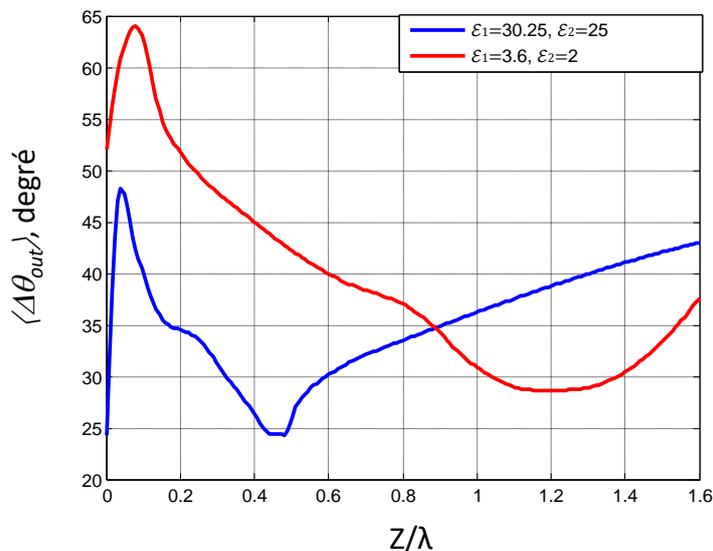


Fig. 3.21. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel périodique en fonction de la distance normale normalisée pour diverses permittivités ε .

III.5.4. Epaisseur e

L'effet de l'épaisseur de la lentille e est également analysé sur l'erreur de compression comme l'indique la Fig.3.22. Les épaisseurs suivantes sont considérées: 2λ , λ , $\lambda/2$ et $\lambda/4$, avec les permittivités correspondantes ε_1 de la première couche données par 27,56 ; 30,25 ; 36 et 49, respectivement. Ces valeurs sont obtenues avec une permittivité de base de $\varepsilon_2 = 25$.

On note que les lentilles épaisses ($e = 2\lambda$) et minces ($e = \lambda/4$) ne sont pas efficaces et conduisent à des erreurs de compression plutôt élevées entre 45° et 60° . Cependant, les lentilles moyennement épaisses avec $e = \lambda$ et $e = \lambda/2$ fournissent des erreurs plus faibles avec des minimums se produisant respectivement aux distances $z \approx \lambda/2$ et $4\lambda/5$. Dans l'ensemble, une lentille d'épaisseur λ fournit l'erreur la plus faible sur une distance relativement courte de $z \leq \lambda/2$.

En résumé, la lentille optimale capable de fournir l'erreur de compression la plus faible sur une distance compacte inférieure ou égale à une demi-longueur d'onde est la lentille à indice graduel périodique de période $p = 2$, avec une épaisseur de λ et synthétisée avec des diélectriques à fortes permittivités.

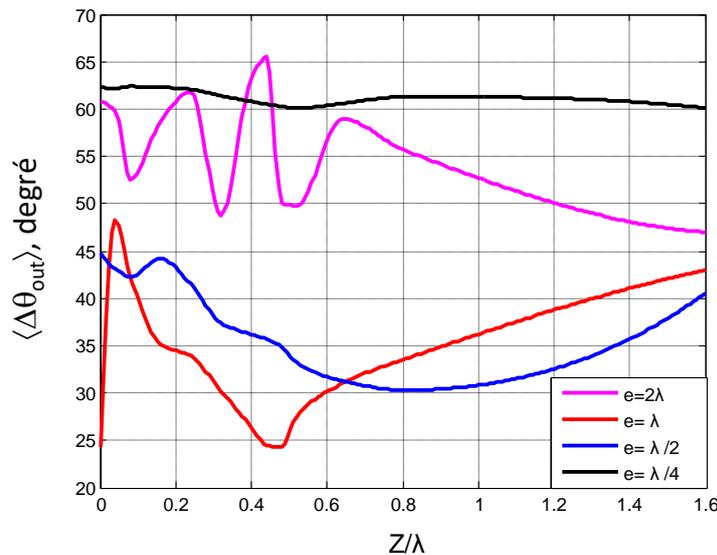


Fig. 3.22. Erreur de compression d'incidence $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ de la lentille à indice graduel périodique en fonction de la distance normale normalisée pour différentes épaisseurs e .

III.5.5. Problématiques de fabrication

Dans la littérature, les metamatériaux et la céramique sont deux solutions principales utilisables pour la synthèse et la fabrication de diélectriques à fortes permittivités. Un metamatériau se compose toujours de réseaux d'éléments métalliques immergés dans un milieu diélectrique naturel. Sa permittivité peut être synthétisée en changeant la taille, la forme et l'espacement de ces éléments avec une permittivité pouvant aller jusqu'à plusieurs milliers. Cependant, ce matériau est bien souvent anisotrope [III.16-III.18] ce qui est plutôt limitant pour le type de lentille visée qui nécessite de la précision et la stabilité des propriétés de la lentille pour rediriger efficacement les ondes issues d'incidences obliques multiples.

D'un autre côté, la céramique est un matériau à faibles pertes ayant une permittivité pouvant aller jusqu'à 80, mais son facteur de qualité Q élevé peut conduire à une bande passante étroite [III.19]. Une autre problématique s'inscrit dans le fait que les techniques actuelles de dépôts de céramique sont limitées à de fines couches. Or, le besoin en épaisseur visé, notamment à 2,4 GHz, renvoie des épaisseurs autour de $e \approx \lambda/2 \approx 62,5$ mm, ce qui reste encore difficilement atteignable !

III.5.6. Bande passante

L'analyse de (3-7d) indique qu'une nouvelle hauteur de lentille doit être considérée à chaque fois que la longueur d'onde est modifiée même si les autres paramètres (N , p , θ_{in}) sont maintenus constants. Cela signifie que la lentille proposée est essentiellement à bande passante étroite. La mise en cascade de plusieurs lentilles avec des fréquences de fonctionnement proches peuvent aider à augmenter la bande passante.

III.6. Intégration de la lentille et de la cellule du réseau réflecteur

Dans la section III.4.3, il a été montré que la lentille à indice graduel périodique est capable de convertir une plage d'incidences relativement large $-60^\circ \leq \theta_{in} \leq 60^\circ$ avec une erreur de compression d'incidence plutôt faible, idéalement sur la surface de la lentille où $\langle \Delta\theta_{out} \rangle$ reste inférieure à 26° .

La lentille et la cellule de référence du réseau réflecteur sont intégrées ensemble selon la Fig.3.23a. L'objectif visé est d'analyser les effets de la lentille sur la résonance du réseau réflecteur pour différentes valeurs de d à la fréquence 2,4 GHz sous CST [III.5].

La lentille considérée reste la lentille à indice graduel périodique avec la plage de permittivité $\varepsilon_1 = 30,25$, $\varepsilon_2 = 25$, et une épaisseur $e = \lambda$. Pour rappel, cette lentille a conduit à une erreur $\langle \Delta\theta_{out} \rangle \approx 26^\circ$ sur une distance de $z \leq \lambda/2$.

La Fig.3.23 montre bien que la cellule toute seule a une résonance à 2.4GHz, tandis que la phase de S_{11} devient complètement irrégulière après intégration de la lentille pour toutes les valeurs de d . Cela signifie que le fait d'ajouter la lentille change complètement la performance de la cellule, donc par extension, celle du réseau réflecteur. Nous concluons alors que l'intégration de la lentille avec le réseau réflecteur nécessite de la co-conception.

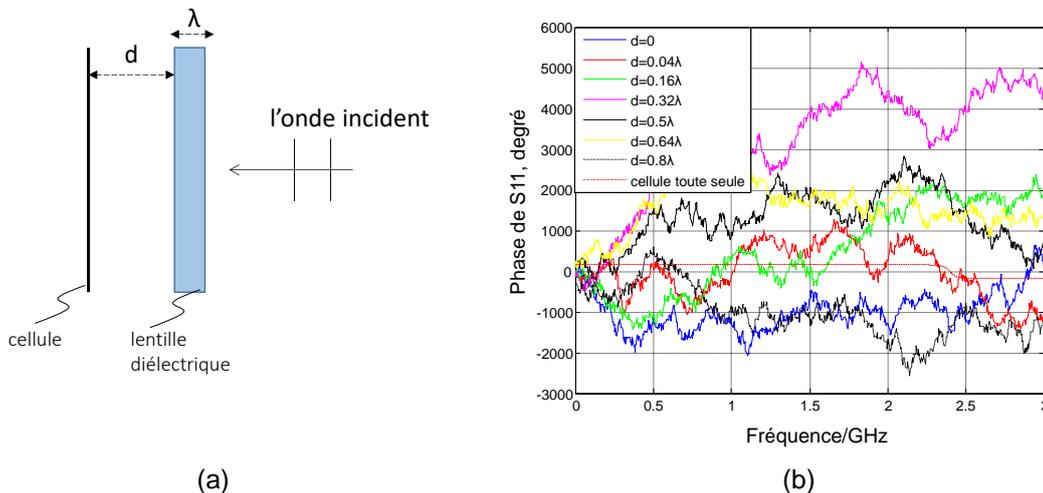


Fig. 3.23. (a) Schéma de l'intégration de la lentille et de la surface, (b) Phase du coefficient de réflexion S_{11} de la cellule en présence de la lentille pour différents d .

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle classe de lentilles est introduite, et dénommée ici les lentilles à compression d'incidence, utiles notamment pour rediriger de multiples incidences arrivant sur un réseau réflecteur (surface) en onde transmise unique selon la normale.

Les équations de conception sont proposées sur la base de l'approche RO. Quatre types de lentilles sont conçus, implémentés numériquement et analysés en termes de polyvalence d'incidence et de couverture, de périodicité ou d'indice de correction de phase, d'épaisseur et de permittivité du substrat.

On note que la lentille offrant les meilleures performances en termes d'erreur de compression minimale, est la lentille à indice graduel périodique de période $p = 2$, d'épaisseur λ et synthétisée avec des substrats diélectriques à fortes permittivités. Cette lentille est en plus polyvalente car elle est capable de traiter à la fois les incidences positives et négatives. Cette lentille fournit une erreur de compression la plus faible de 24° sur une distance relativement compacte inférieure à une demi-longueur d'onde.

Cependant, la fabrication de ce type de lentille nécessite des diélectriques plutôt épais à fortes permittivités et son intégration avec des réseaux réflecteurs requiert de la co-conception.

Références

- [III.1] Antenna Engineering Handbook, 3rd ed., Johnson, C. Richard, 1993, pp. 1-16.
- [III.2] A. O. Diallo, R. Czarny, B. Loiseaux and S. Holé, "Comparison Between a Thin Lens Antenna Made of Structured Dielectric Material and Conventional Lens Antennas, in Q-Band in a Compact Volume," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 307-310, Feb. 2018, doi: 10.1109/LAWP.2017.2787789.
- [III.3] J.E. Garrett, J.C. Wiltse, "Fresnel Zone Plate Antennas at Millimeter Wavelengths," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, Vol. 12, No. 3, pp. 195-220, march.1991.
- [III.4] A. Petosa, N. Gagnon and A. Ittipiboon, "Effects of Fresnel lens thickness on aperture efficiency," 2004 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference, Ottawa, Canada, 2004, pp. 1-4, doi: 10.1109/ANTEM.2004.7860666.
- [III.5] A. Petosa, A. Ittipiboon and S. Thirakoune, "Investigation on arrays of perforated dielectric fresnel lenses," in *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 3, pp. 270-276, June 2006, doi: 10.1049/ip-map:2005019.
- [III.6] C. T. TAI, "Maxwell Fish-eye treated by Maxwell Equations". *Nature*, 182(4649), 1600–1601. 1958.
- [III.7] Yang, Rui et al. "A broadband zone plate lens from transformation optics." *Optics express* vol. 19,13 (2011): 12348-55. doi:10.1364/OE.19.012348.
- [III.8] S. Jain, M. Abdel-Mageed and R. Mittra, "Flat-Lens Design Using Field Transformation and Its Comparison With Those Based on Transformation Optics and Ray Optics," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 777-780, June. 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2270946.
- [III.9] M. Chen, E. Abdo-Sánchez, A. Epstein, & G. V. Eleftheriades, "Theory, design, and experimental verification of a reflectionless bianisotropic Huygens" metasurface for wide-angle refraction. *Physical Review B*, 97(12). 2018. doi:10.1103/physrevb.97.125433
- [III.10] M. Chen, M. Kim, A. M. H. Wong, & G. V. Eleftheriades, "Huygens' metasurfaces from microwaves to optics: a review". *Nanophotonics*, 7(6), 1207–1231. 2018.
- [III.11] C. Huygens, "Traité de la Lumière". (Pieter van der Aa, Leyden, 1690).
- [III.12] A. Epstein and G. V. Eleftheriades, "Arbitrary Power-Conserving Field Transformations With Passive Lossless Omega-Type Bianisotropic Metasurfaces," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 9, pp. 3880-3895, Sept. 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2588495.
- [III.13] J. P. S. Wong, M. Selvanayagam, G. V. Eleftheriades "Polarization considerations for scalar Huygens' metasurfaces and characterization for 2-D refraction," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 3, pp. 913–924, Jan. 2015.
- [III.14] D. N. Black and J. C. Wiltse, "Millimeter-Wave Characteristics of Phase-Correcting Fresnel Zone Plates," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 12, pp. 1122-1129, Dec 1987, doi: 10.1109/TMTT.1987.1133826.
- [III.15] Computer Simulation technology. [Online]. Available: <http://www.cst.com>
- [III.16] S. Barzegar-Parizi, & B. Rejaei, (2015). "Calculation of effective parameters of high permittivity integrated artificial dielectrics," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 9(12), 1287–1296, April. 2015.
- [III.17] D. R. Smith, D. C. Vier, T. Koschny, & C. M. Soukoulis, " Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials," *Physical Review E*, 71(3), March 2005.
- [III.18] C. Menzel, C. Rockstuhl, T. Paul, F. Lederer, & T. Pertsch, "Retrieving effective parameters for metamaterials at oblique incidence," *Physical Review B*, 77(19). May, 2008.
- [III.19] Simon. J. Nicholls, "High Permittivity Ceramics for Dielectrically Loaded Applications," PhD thesis, University of Sheffield, Jan, 2017.

Chapitre 4

Réseaux réflecteurs en environnement réel pour l'amélioration des communications Wi-Fi

Sommaire

IV. RESEAUX REFLECTEURS EN ENVIRONNEMENT REEL POUR L'AMELIORATION DES COMMUNICATIONS WI-FI	
IV.1. INTRODUCTION.....	89
IV.2. ETAT DE L'ART.....	89
IV.2.1. Optimisation du déploiement de points d'accès.....	89
IV.2.2. Réflecteurs passifs.....	91
IV.2.3. Réseaux réflecteurs sélectifs en fréquence (FSR).....	92
IV.2.4. Répéteur passif.....	93
IV.2.5. Synthèse des techniques utilisées.....	94
IV.3. RESEAUX REFLECTEURS EN ENVIRONNEMENT DETERMINISTE.....	95
IV.3.1. Canal simple incidence Scénarios d'illumination.....	95
IV.3.2. Canal multi-trajet.....	99
IV.4. REFLECTEURS EN ENVIRONNEMENT REEL.....	101
IV.4.1. Environnement de mesure.....	101
IV.4.2. Système de mesure.....	102
IV.4.3. Protocole de test.....	103
IV.4.4. Résultats et exploitations.....	104
IV.5. CONCLUSION.....	108
REFERENCES.....	109

IV. Réseaux réflecteurs en environnement réel pour l'amélioration des communications Wi-Fi

IV.1. Introduction

Les chapitres I et II ont introduit un modèle théorique et une méthodologie de conception de réseaux réflecteurs basée sur l'algorithme PSO. Dans ce chapitre, les réseaux réflecteurs précédemment conçus sont mis en pratique dans des applications concrètes en environnement réel afin d'améliorer la qualité de la réception des signaux Wi-Fi sur plusieurs récepteurs.

La section IV.2 suivante présente les différentes techniques existantes sur l'amélioration des communications Wi-Fi. Dans la section IV.3, nous exposons les différentes approches envisagées dans ce travail pour l'amélioration des communications Wi-Fi selon différents scénarios de propagation notamment le déterministe simple et le multi-incidence. Des expérimentations pratiques d'un cas en environnement réel sont ensuite conduites et détaillées dans la section IV.4. La conclusion de ce chapitre est donnée dans la section IV.5.

IV.2. Etat de l'art

L'utilisation croissante de terminaux mobiles comme les ordinateurs portables et les smartphones munis d'accès Internet par liaison Wi-Fi a conduit à des déploiements massifs de réseaux Wi-Fi dans les environnements urbains comme les campus universitaires, les bâtiments professionnels et résidentiels, etc. Ce besoin important en couverture Wi-Fi nécessite l'installation d'une grande quantité de points d'accès (AP), qui par leur nombre, deviennent des appareils énergivores. Par conséquent, un déploiement judicieux de ces points d'accès est nécessaire pour minimiser voire réduire les énergies mises en jeu. La problématique rencontrée consiste à réduire le nombre de routeurs Wi-Fi tout en maintenant les performances attendues en couverture. Les sections suivantes détaillent les différentes techniques envisagées pour solutionner ce problème.

IV.2.1. Optimisation du déploiement de points d'accès

Certaines recherches ont été menées pour optimiser les déploiements des points d'accès. Ces études visent à caractériser la propagation du signal sans fil et introduire certains modèles de canaux dans divers environnements [IV.1-IV.3].

Dans l'article [IV.4], une mesure, dans deux salles universitaires typiques, à grande échelle de l'évanouissement du signal (large-scale channel fading) d'un AP à 2,4 GHz et 5,8 GHz est effectuée. La Fig.4.1 montre le plan des deux salles sous test où l'antenne d'émission Tx a été placée à côté de la paroi intérieure dans la Salle 1. Cette dernière présente une hauteur de 2,5 m. L'expérimentation a utilisé un AP installé sur le mur pour assurer une couverture des deux salles. Dans les deux salles, le récepteur Rx a été déplacé sur 99 positions dans une matrice rectangulaire pour émuler les terminaux mobiles distribués dans la salle. Sur la base des résultats de mesure, un modèle d'évanouissement de canal à double bande est établi, y compris les mécanismes sous-jacents de propagation comme l'atténuation du signal, l'effet d'ombrage et les multi-trajets. Ces caractéristiques de propagation permettent ensuite d'élaborer des spécifications pour optimiser le déploiement du réseau à des fins d'économie d'énergie pour la couverture du campus.

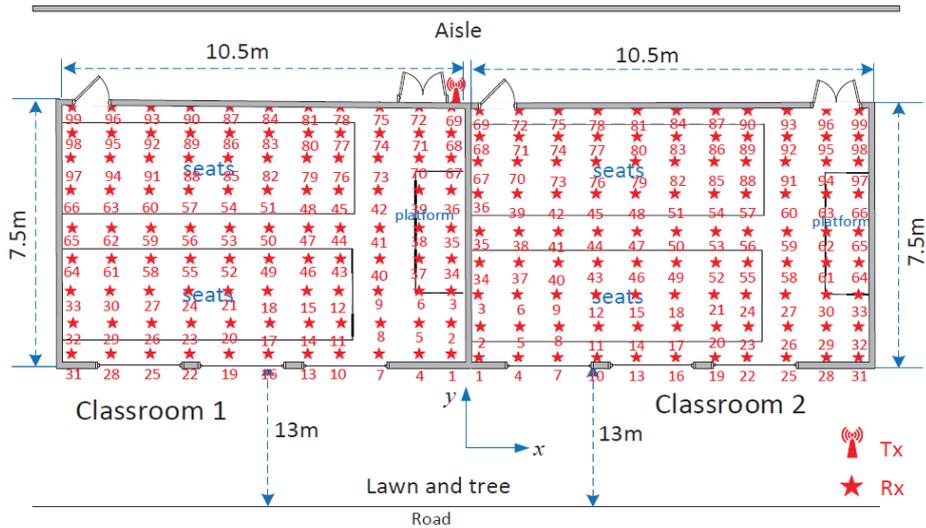


Fig. 4.1. Plan des deux salles sous test IIV.41.

Une expérience de type « Outdoor-to-Indoor Channel » (O2I) est introduite dans [IV.5]. Les résultats de mesure visent à anticiper la couverture O2I en ondes millimétriques notamment pour la conception et le déploiement du réseau 5G. Comme le montre la Fig.4.2, la mesure a été effectuée dans un scénario O2I de microcellule urbaine. L'antenne d'émission Tx a été installée au sommet d'un immeuble de cinq étages. L'antenne de réception Rx a été placée aux 5^{ème} et 7^{ème} étages dans un immeuble d'appartements moderne du côté opposé au Tx pour obtenir la distribution d'amplitude du signal comme le montre la Fig.4.3.



Fig. 4.2. « Outdoor-to-Indoor Channel » mesure scénario.

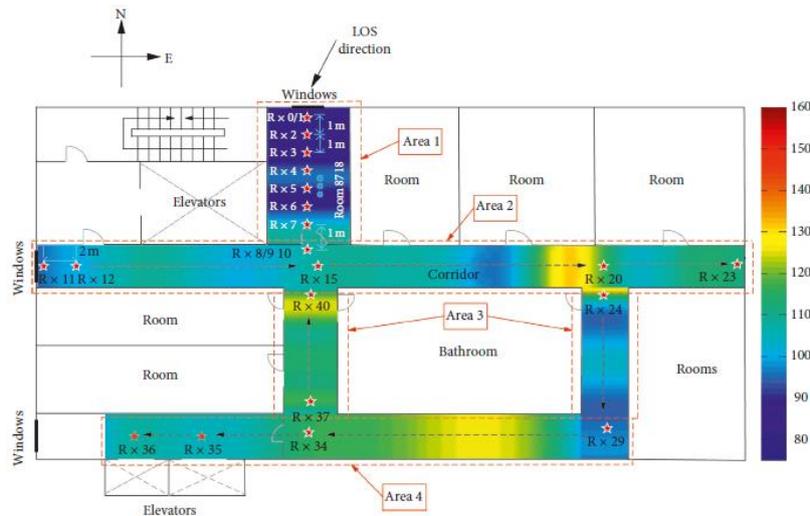


Fig. 4.3. Distribution d'amplitude du signal [IV.5].

IV.2.2. Réflecteurs passifs

Dans d'autres études des réflecteurs passifs ont été envisagés afin de rediriger le signal émis vers le récepteur.

Un réseau réflecteur en forme de croix est proposé dans [IV.6] pour améliorer le bilan de liaison dans le cas d'une propagation sans visibilité directe « non-line-of-sight » (NLOS) entre la station de base extérieure et le récepteur intérieur. Ce réflecteur est conçu pour un angle d'incidence de 5° et un angle de réflexion de 50° .

L'environnement de mesure présenté dans la Fig.4.4 comprend une antenne d'émission Tx placée à une distance de 1,7 m du mur d'un bâtiment et un récepteur Rx situé à l'intérieur du bâtiment près de la fenêtre. Le réseau réflecteur est fixé sur une paroi latérale près de la fenêtre et conduit à une amélioration du bilan de liaison de plus de 30 dB indépendamment de la polarisation et de l'existence de la fenêtre.

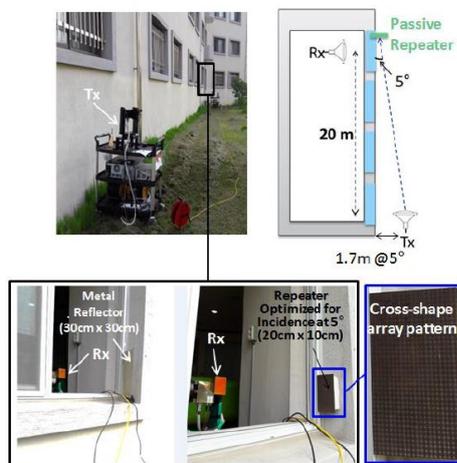


Fig. 4.4. Configuration de la mesure avec un réseau de répéteur en forme de croix [IV.6].

Le réseau réflecteur avec 42×44 éléments de « interdigital gap loading » structure présenté dans [IV.7] (Fig.4.5) est utilisé dans un environnement réel pour compenser les ruptures de transmission comme le montre la Fig.4.6.

La communication implique deux voitures Tx et Rx disposées sur deux voies orthogonales sans visibilité directe. Dans le scénario envisagé, le signal Tx émis est redirigé vers la voiture Rx par le réseau réflecteur positionné à l'intersection des deux voies. Il a été montré que le niveau du signal reçu est amélioré de plus de 12 dB par rapport au cas sans le réseau réflecteur.

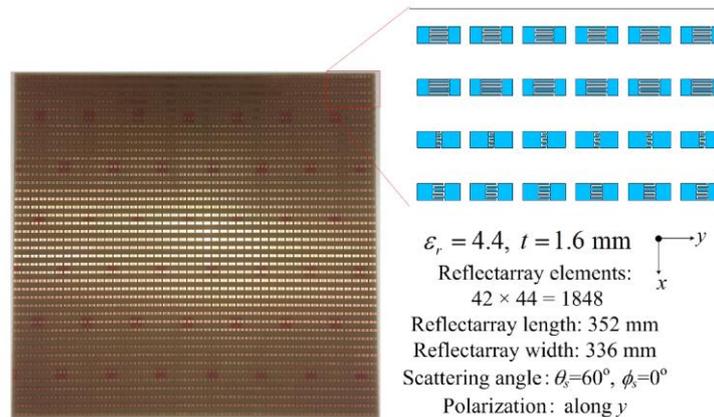


Fig. 4.5. Réseaux réflecteurs avec 42×44 éléments de « interdigital gap loading » structure [IV.7].

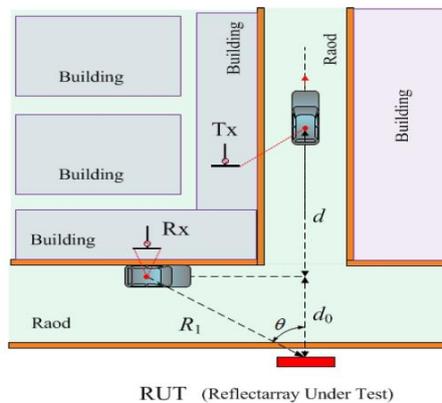


Fig. 4.6. Configuration de la communication entre deux véhicules Tx/Rx positionnés sur deux voies orthogonales [IV.7].

IV.2.3. Réseaux réflecteurs sélectifs en fréquence (FSR)

Une nouvelle idée pour booster les communications indoor consiste à utiliser des réseaux réflecteurs sélectifs en fréquence dans le but de minimiser voire bloquer les communications indésirables dans l'environnement de propagation [IV.8]. Son principe est de laisser pénétrer seulement les communications utiles. Le FSR a été appliqué au standard WCDMA pour éliminer la cécité des communications entre la station de base et les utilisateurs mobiles comme présenté dans la Fig.4.7. Les résultats montrent une amélioration du gain de liaison d'au moins 20 dB avec le FSR comparé au cas avec une plaque métallique.

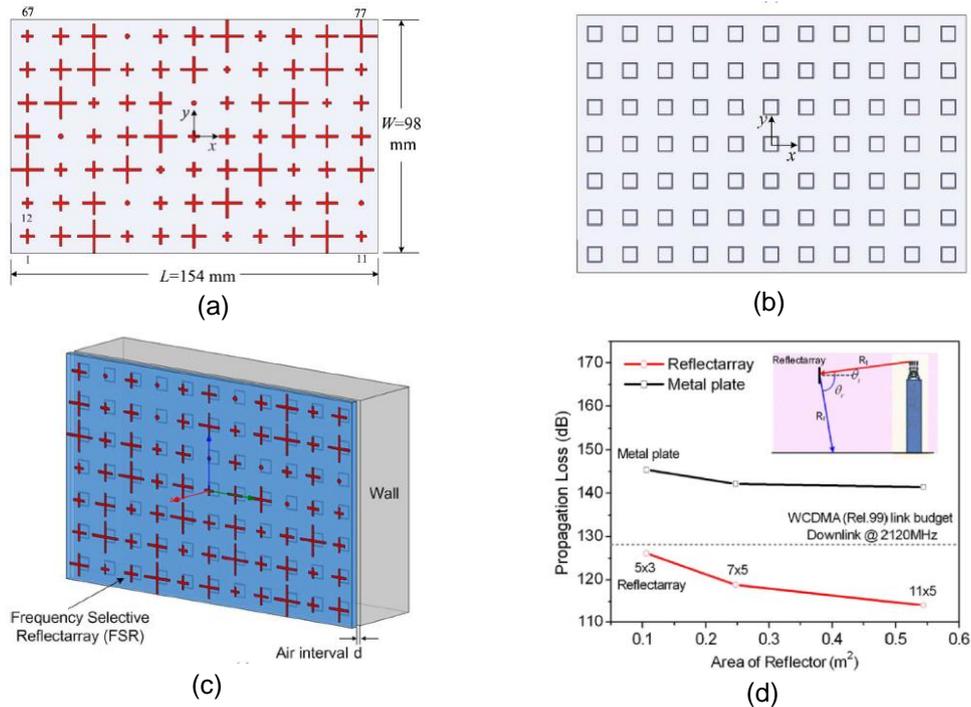


Fig. 4.7. Réseaux réflecteurs sélectifs en fréquence, (a) vue de dessus, (b) vue dessous, (c) montage sur un mur, (d) gain de liaison dans le cas d'une propagation WCDMA [IV.8].

IV.2.4. Répéteur passif

Le répéteur passif (PR) est introduit dans [IV.9]. Il s'agit d'un panneau réfléchissant qui reçoit le signal issu d'un émetteur pour le réémettre vers un récepteur placé dans des endroits pourvus d'obstacles sur le chemin du signal bloquant toute communication directe.

Dans l'étude [IV.9], le répéteur passif est constitué d'un réseau de 4×1 antennes planaires de type Yagi utilisé pour la réception du signal en provenance de l'émetteur (Fig.4.8). Il intègre un autre réseau de 4×4 patchs utilisé pour réémettre le signal reçu vers le récepteur situé dans un autre couloir orthogonal à celui de l'émetteur (Fig.4.9). Le maillage de la zone de test de $50 \times 50 \text{ cm}^2$ en cellules de mesure de côté $2,5 \text{ cm}$ a conduit à 21×21 mesures. Les résultats montrent une amélioration de la puissance reçue d'environ 17 dB par rapport au cas sans le répéteur passif (voir Tableau 4.1).

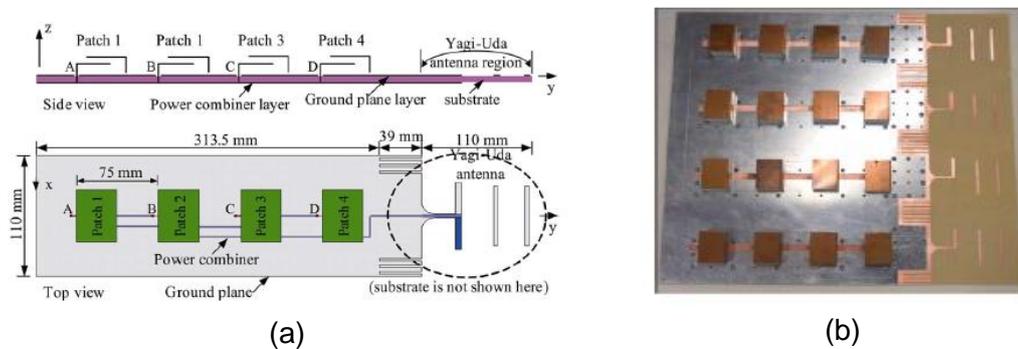


Fig. 4.8. Répéteur passif (a) configuration d'une unité, (b) photo du prototype fabriqué [IV.9].

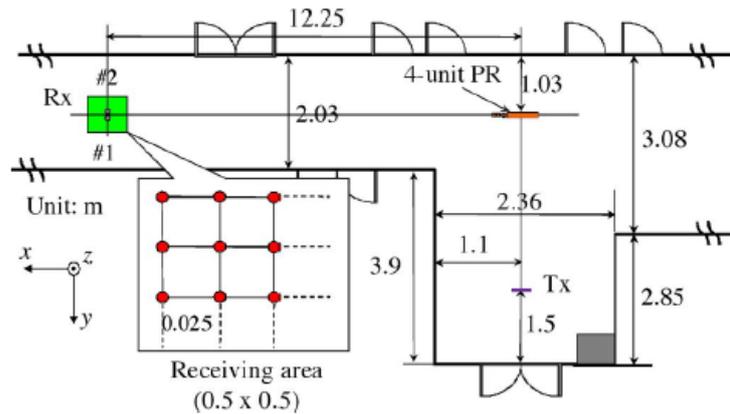


Fig. 4.9. Environnement de mesure [IV.9].

IV.2.5. Synthèse des techniques utilisées

La synthèse de quelques techniques utilisées pour l'amélioration des communications Wi-Fi est donnée dans le Tableau 4.1.

Techniques d'amélioration du gain de liaison	Performances obtenues (gain)	Remarques, commentaires
Caractérisation du canal de propagation en vue d'optimiser le déploiement du réseau [IV.4-IV.5].	\	Applicable au cas par cas, donc plutôt limité à un site spécifique
Réflecteurs passifs pour la redirection du signal incident [IV.6-IV.7].	12 - 30 dB	Valable que pour un emplacement spécifique du récepteur
Réseaux réflecteurs sélectifs en fréquence (FSR) pour la minimisation voire le blocage de communications indésirables [IV.8].	~ 20 dB	Limite les interférences dues aux émissions voisines sans booster directement le signal dans la bande
Répéteur passif pour la redirection du signal incident [IV.9].	17 dB	Valable que pour un emplacement spécifique du récepteur

Tableau 4.1. Synthèse des techniques utilisées pour booster les communications Wi-Fi.

L'optimisation du déploiement des points d'accès par la caractérisation des canaux de propagation ne semble pas être efficace pour réduire le nombre de points d'accès. Les réseaux réflecteurs passifs et le répéteur passif apportent en effet une amélioration remarquable sur le gain de communication jusqu'à 30 dB. Cependant, ils ne sont valables que pour un emplacement spécifique du récepteur. Ceci est limitatif en pratique car de nombreux utilisateurs sont concernés et se déplacent dans l'environnement. Les réseaux réflecteurs

sélectifs en fréquence limitent les interférences dues aux émissions voisines sans booster directement le signal dans la bande.

Ce chapitre présente une approche d'extension des signaux Wi-Fi utilisant le revêtement mural avec des réflecteurs passifs. Cette approche ne nécessite pas de points d'accès supplémentaires et peut même bénéficier à un utilisateur en mouvement.

IV.3. Réseaux réflecteurs en environnement déterministe

IV.3.1. Canal simple incidence

IV.3.1.1. Scénarios d'illumination

Le système à l'étude est illustré par la Fig.4.10 avec une antenne d'émission (Tx) et une antenne de réception (Rx), fonctionnant toutes les deux à 2,4 GHz. L'antenne Tx est positionnée de sorte à émettre son maximum de rayonnement dans la direction ($\theta_i = 20^\circ$, $\phi_i = 45^\circ$). Tandis que l'antenne Rx (identique à Tx) est positionnée de sorte à recevoir son maximum de rayonnement dans la direction ($\theta_o = 41^\circ$, $\phi_o = 339^\circ$). L'environnement global du système est un milieu d'air délimité par des parois absorbantes. Les deux antennes Tx/Rx sont séparées du réflecteur par les distances F_i et F_o , respectivement.

Pour simplifier, l'hypothèse suivante est considérée $F_i = F_o = F$, c'est-à-dire que les antennes Tx et Rx sont positionnées à égale distance du réflecteur.

Trois scénarios de propagation sont considérés. Dans ces scénarios, le réflecteur est successivement i) la surface conçue, ii) un conducteur électrique parfait (PEC) de même taille que la surface conçue, et iii) rien (pas de réflecteur), cas désigné comme cas de référence. Plusieurs distances (F) sont également considérées. Ces cas sont simulés avec CST dans le domaine fréquentiel.

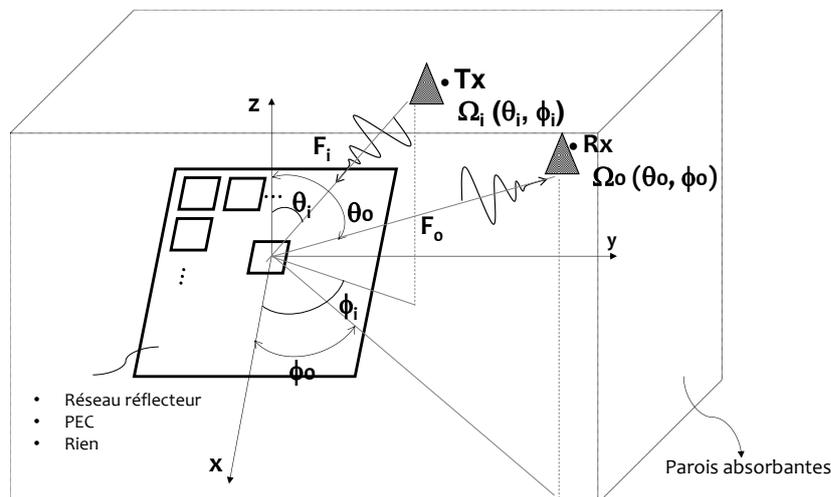


Fig. 4.10. Scénarios d'illumination

Deux sources sont considérées pour l'illumination de la structure dans les différents cas d'étude. Il s'agit d'une antenne patch à 5,4 dBi de directivité, utilisée pour générer un faisceau Gaussien pointant dans la direction d'incidence du réflecteur. Un réseau dipolaire à trois brins orthogonaux de directivité 1,5 dBi [IV.10] est également utilisé pour générer un faisceau quasi-

isotrope afin de répartir la puissance incidente sur des trajets multiples de façon quasi-isotrope. Les diagrammes des deux sources sont illustrés par la Fig.4.11.

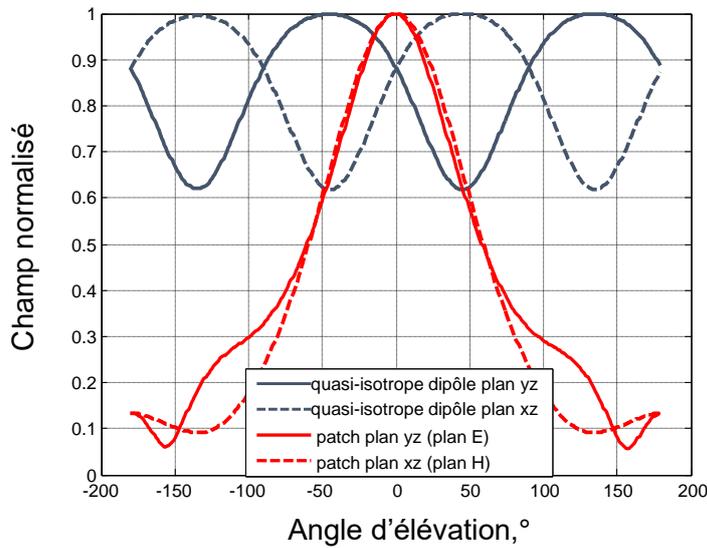


Fig. 4.11. Champ lointain électrique normalisé de l'antenne patch (faisceau Gaussien) et d'un réseau dipolaire à 3 brins (faisceau quasi-isotrope) à 2,4 GHz.

IV.3.1.2. Performances du réseau réflecteur

Un réseau réflecteur de type champignon est conçu sur la base de la méthodologie présentée dans les chapitres I et II. Le réseau réflecteur est constitué de 10×8 éléments, séparés par une distance fixe de $0,5\lambda$ (λ étant la longueur d'onde en espace libre). La structure est conçue pour fonctionner à 2,4 GHz avec un faisceau principal réfléchi focalisé dans la direction Ω_0 ($\theta_0 = 41^\circ$, $\phi_0 = 339^\circ$) pour l'incidence Ω_i ($\theta_i = 20^\circ$, $\phi_i = 45^\circ$). Le diagramme de diffusion du réseau, simulé dans CST, est donné dans la Fig.4.12.

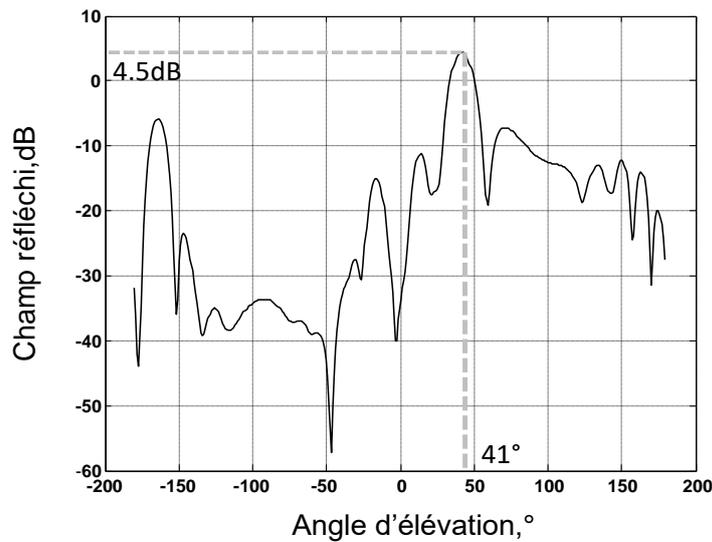


Fig. 4.12. Champ réfléchi du réseau dans le plan $\phi_0 = 339^\circ$ à 2.4 GHz pour l'incidence : $\theta_i = 20^\circ$, $\phi_i = 45^\circ$.

IV.3.1.3. Bilan de liaison

À partir du bilan de liaison entre Tx et Rx, le gain Rx/Tx est évalué dans les différents scénarios d'illumination par le rapport de la puissance reçue dans chaque cas sur celle de référence, c'est-à-dire celle reçue en l'absence de réflecteur :

$$G_{link} = \frac{P_{\text{réflecteur}}}{P_{\text{rien}}} \quad (4-1)$$

IV.3.1.4. Résultats numérique

Le gain de liaison est analysé en fonction de la distance focale normalisée au diamètre du réflecteur, soit (F/D) dans les deux cas de sources Gaussienne et isotrope. Les résultats sont montrés dans la Fig.4.13.

(1) Source Gaussienne

La Fig.4.13a montre le gain de liaison du réseau réflecteur et celui du PEC de taille identique en fonction de F/D en considérant une source Gaussienne.

On note que le réseau réflecteur agit presque comme un PEC pour de faibles distances focales, c'est-à-dire lorsque $F/D \leq 1$ avec une hausse de gain pouvant aller jusqu'à 5 dB. En outre, pour de grandes distances focales, c'est-à-dire lorsque $F/D > 2,4$, le réseau réflecteur dégrade le gain de liaison contrairement au PEC. Cependant, dans la plage $1 < F/D < 2,4$, le réseau réflecteur améliore le gain de liaison jusqu'à 8,34 dB à $F/D \approx 2$, tandis que le PEC le dégrade jusqu'à environ -3,5 dB.

Quand bien même un gain significatif est obtenu sur le bilan de liaison pour $F/D \approx 2$, au-dessus de cette distance focale, il y a plutôt une diminution du gain pouvant aller en dessous de 0 dB (dégradation de la liaison). Pour des cas pratiques d'utilisation nécessitant des distances focales importantes, ce résultat n'est pas utilisable. Physiquement, le cas des distances focales importantes F/D pourrait être interprété par des incidences multiples, qui ne peuvent pas être « vues » par le réseau réflecteur, qui a été conçu pour une seule incidence.

(2) Source quasi-isotrope

La Fig.4.13b montre le gain de liaison en considérant la source quasi-isotrope. L'amélioration du gain n'est sensible ni pour le cas du réseau réflecteur ni pour le cas du PEC. Les deux gains de liaison sont d'environ 0 dB.

D'autres valeurs importantes de F/D sont nécessaires au-delà de la limite fixée dans ce travail à 2,5, afin d'être concluant. On constate que la tendance pour $F/D > 2$, est à une légère augmentation du gain. Cependant, le réseau réflecteur agit presque comme un PEC pour $F/D \leq 1$, de manière similaire au cas avec la source Gaussienne.

Pour remédier à cette problématique d'incidences multiples, l'idée envisagée a consisté à implémenter un réseau réflecteur constitué de sous-réseaux focalisant tous dans la même direction comme présenté dans le chapitre II, section II.6.

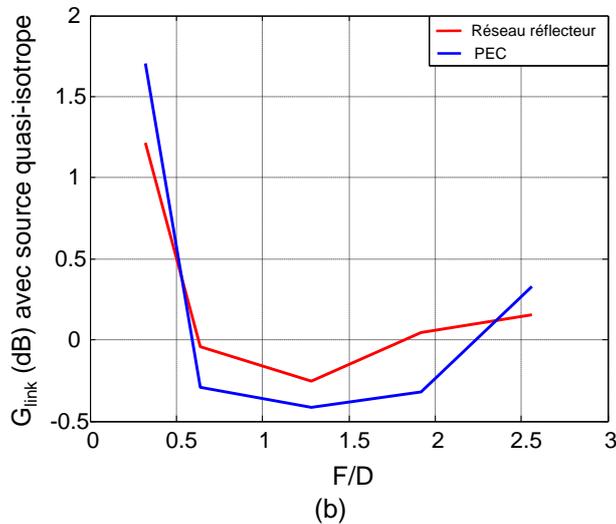
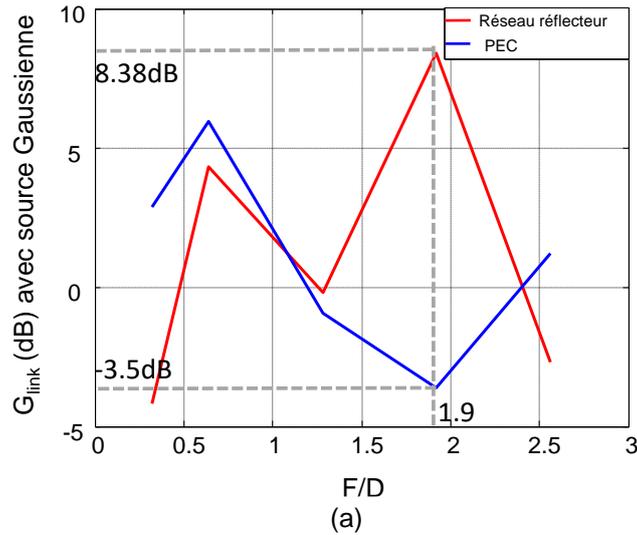


Fig. 4.13. Gain de liaison du réseau réflecteur et du PEC de taille identique à 2.4 GHz, (a) faisceau Gaussien, (b) faisceau quasi-isotrope.

Pour ce nouveau réseau, la source quasi-isotrope est positionnée dans la direction $\theta_0 = 0^\circ$, $\phi_0 = 0^\circ$ tandis que l'antenne Rx (identique à la source) est placée de sorte à recevoir son maximum de rayonnement dans la direction ($\theta_0 = 20^\circ$, $\phi_0 = 180^\circ$).

Selon le Tableau 4.2, on note que le gain de liaison du réseau réflecteur et celui du PEC sont tous deux autour de 0 dB, ce qui signifie que le réseau réflecteur constitué de plusieurs sous-réseaux n'apporte pas de contributions suffisantes pour booster la liaison.

F/D	0,4	0,8	1,6	2,5	3,3
PEC	1,6 dB	-1,6 dB	1,3 dB	-1,7 dB	-0,2 dB
Réseau réflecteur à sous-réseaux focalisant	1,6 dB	0,4 dB	-0,4 dB	0,4 dB	-2 dB

Tableau 4.2. Gain de liaison du réseau réflecteur à sous-réseaux focalisants comparé au PEC.

IV.3.1.5. Synthèse

Une analyse du gain de liaison amélioré par le réseau réflecteur dans un environnement déterministe avec des incidences simples (quasi-mono-incidence) a été menée dans les sections précédentes. Nous avons vu qu'avec la source Gaussienne, le gain de liaison est amélioré jusqu'à 8.38 dB pour $F/D \approx 2$ par le réseau réflecteur alors qu'il est d'environ -3,5 dB en substituant un PEC de même dimension, à la surface réfléchissante. Nous avons relevé également qu'avec la source quasi-isotrope, le gain de liaison reste autour de 0 dB aussi bien pour le réseau réflecteur que pour le PEC. Ces résultats montrent que les incidences et la forme du canal de propagation ainsi que la distance focale jouent un rôle important dans l'amélioration effective du gain de liaison par les réseaux réflecteurs.

Un réseau réflecteur à sous-réseaux est aussi proposé pour traiter quelques incidences mais les résultats obtenus montrent une stabilité de gain autour de 0 dB, ce qui signifie qu'il n'y a pas d'amélioration obtenue. Cette conclusion nous a conduit à étudier dans le chapitre III les dispositifs qui peuvent convertir les incidences multiples à une seule incidence afin de répondre à notre problématique du départ.

Dans la section suivante, une analyse du gain de liaison est faite dans le cas d'un canal multi-trajets.

IV.3.2. Canal multi-trajet

IV.3.2.1. Description du système à l'étude

Dans cette section, la communication entre les deux antennes Tx/Rx est étudiée dans le cas pseudo-pratique d'un couloir réel réduit, pour des raisons de durée de simulation, à l'échelle 1/11 avec les dimensions de 240 x 240 x 1200 mm³. Comme dans la section précédente, la liaison Tx/Rx est analysée selon différents scénarios de propagation où les murs verticaux du couloir sont recouverts d'une part de réflecteur, et d'autre part de PEC avec un taux de couverture variable. Notons que le cas de référence est celui pour lequel les murs restent nus.

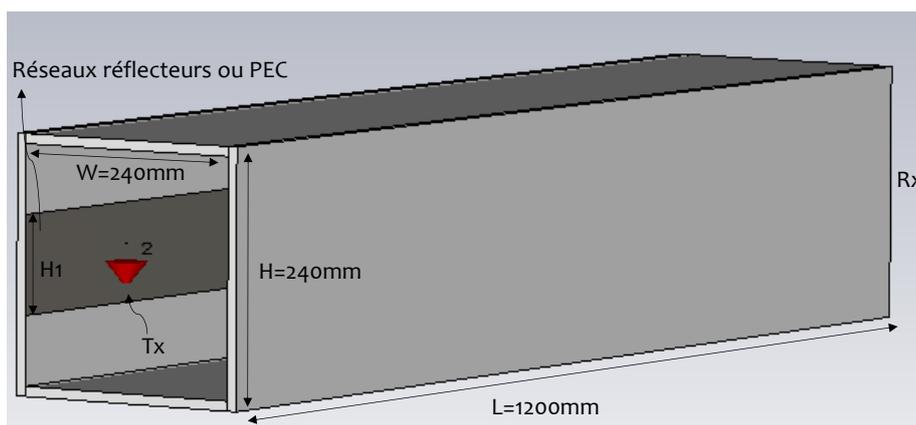


Fig. 4.14. Configuration du couloir simulé sous CST.

La configuration du couloir modélisé dans CST est présentée dans la Fig.4.14. Deux antennes dipôles sont conçues à 2,4 GHz et placées des deux côtés du couloir. Elles représentent respectivement l'émetteur Wi-Fi et l'utilisateur (un PC ou un smartphone). Le réflecteur utilisé dans cette simulation est de type spéculaire afin de favoriser une propagation du signal par réflexions successives.

Les quatre parois du couloir sont en béton avec $\epsilon_r = 4,5$ et $\tan\delta = 0.02$. Comme le montre la Fig.4.15, le signal arrive sur le réflecteur puis il se réfléchit jusqu'à atteindre le récepteur par réflexions successives selon la loi de Snell-Descartes [IV.11].

Le taux de couverture est défini par le rapport entre la hauteur du réflecteur (H_1) et la hauteur du couloir (H), soit par H_1/H .

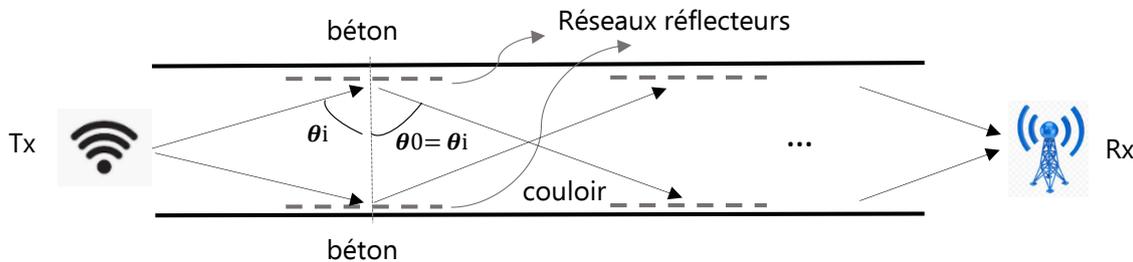


Fig. 4.15. Scénario de propagation du signal Wi-Fi par réflexions successives sur les réseaux réflecteurs.

IV.3.2.2. Résultats numériques

Le Tableau 4.3 synthétise les résultats du gain de liaison obtenu dans les cas du réseau réflecteur et du PEC selon les taux de couverture appliqués sur les murs verticaux.

Taux de couverture	PEC						Réseaux réflecteurs	Papier aluminium
	10%	20%	40%	60%	80%	100%	74%	80%
Gain/dB	0,95	5,57	6,9	8,6	8,7	3,6	-2,2	8,7

Tableau 4.3. Synthèse des résultats simulés du gain en fonction du taux de couverture.

On note que le réseau réflecteur n'apporte aucune amélioration, au contraire, il dégrade le gain. Ceci s'explique par les pertes diélectriques au sein de la cavité même de la cellule unitaire du réseau réflecteur. Le bénéfice de redirection des ondes de proche en proche est dominé par ces pertes importantes.

La même étude a été faite avec un réseau réflecteur conçu avec de l'air (sans perte) en lieu et place d'un diélectrique à pertes. Des résultats similaires sont obtenus justifiés par le stockage d'énergie dans la cavité du patch.

Une seconde étude a été réalisée avec une topologie présentant beaucoup moins de surface métallique, afin de réduire l'effet de cavité. La structure unitaire considérée est une boucle métallique placée dans l'air au-dessus d'un plan de masse comme indiqué par la Fig.4.16.

Les résultats montrent une augmentation de gain de 5 dB par rapport à la structure champignon, mais restent toujours 4 dB inférieur à celui du PEC. Cela signifie que l'effet de la cavité a été réduit mais le gain obtenu reste insuffisant par rapport au PEC.

Pour le PEC, le gain augmente jusqu'à atteindre 8,7 dB à 80% de taux de couverture, puis diminue à 3,6 dB à 100% de taux de couverture. La même étude est faite avec du papier aluminium de conductivité 3.56×10^7 et d'épaisseur 35 microns confirme cette amélioration à

80% de taux de couverture. Le résultat montre qu'il n'y a quasiment aucune différence avec le PEC.

Ces résultats avec le PEC sont très intéressants. Dans l'environnement réel, les murs du couloir peuvent être simplement recouverts du papier aluminium, afin d'améliorer la qualité du signal Wi-Fi. La section suivante présente les tests effectués dans un couloir de 16 m avec 3 salles d'essais, et plusieurs taux de couverture du papier aluminium considérés.

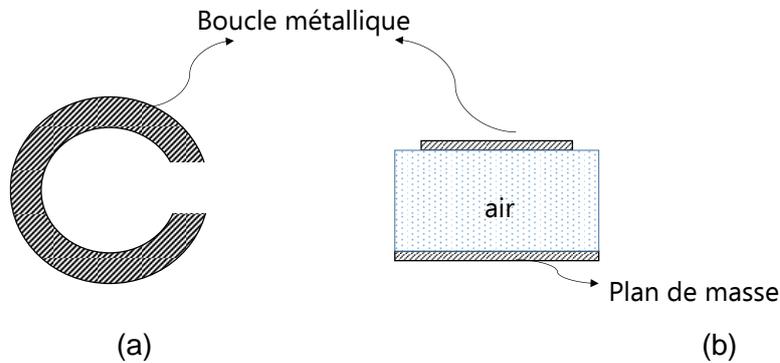


Fig. 4.16. Structure boucle métallique, (a) cellule élémentaire, (b) vue latérale.

IV.4. Réflecteurs en environnement réel

IV.4.1. Environnement de mesure

L'environnement de mesure est un couloir de 16m de long, 1,4 m de large et 2,6 m de haut. Il s'agit du couloir du rez-de-chaussée du bâtiment ESIGELEC (Fig.4.17). Il dessert trois bureaux et une infirmerie d'un côté, et un mur de l'autre côté.

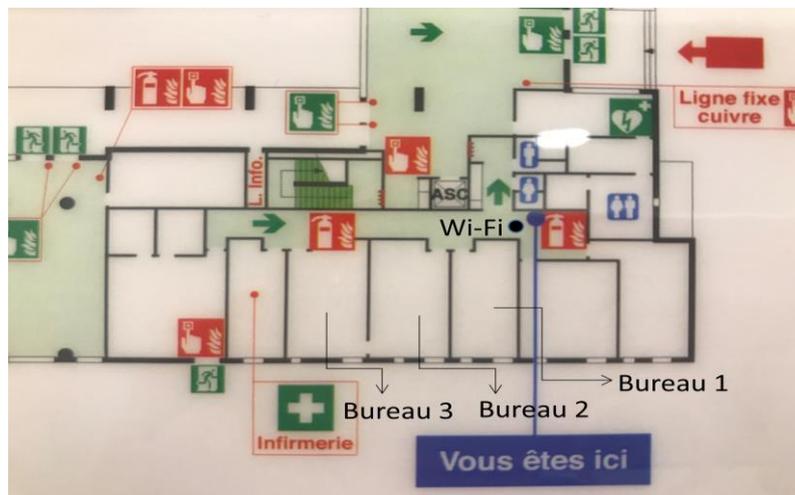


Fig. 4.17. Plan du couloir sous test.

Le routeur Wi-Fi commercial utilisé est le modèle *AP120 de Aerohive* dont l'antenne d'émission intégrée présente une directivité de 4 dBi avec un diagramme de rayonnement donné dans la Fig.4.18.



Fig. 4.18. Diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission AP120.

Le routeur est installé au plafond au début du couloir comme indiqué par la Fig.4.19.



Fig. 4.19. Routeur Wi-Fi modèle AP 120 de Aerohive installé au plafond du couloir.

IV.4.2. Système de mesure

Le système de mesure se compose d'une antenne de réception, d'un analyseur de spectre (le modèle FieldFox N9918A de Keysight) et d'un pc équipé d'un programme LabVIEW comme schématisé par la Fig.4.20.

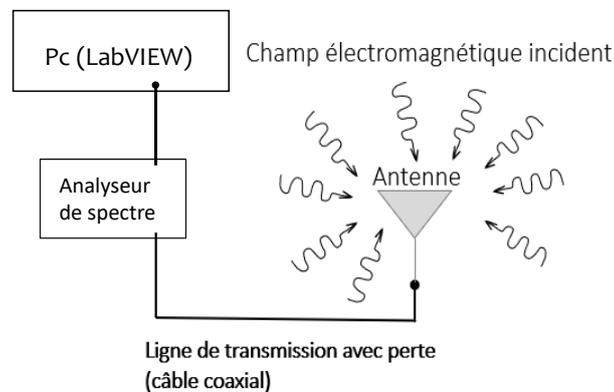


Fig. 4.20. Schéma du système de mesure.

L'antenne de réception est connectée à l'analyseur de spectre via un câble coaxial, l'analyseur est contrôlé par LabVIEW pour automatiser les différentes acquisitions :

- La puissance reçue est mesurée par une antenne monopole opérant à la fréquence 2,4 GHz.
- La densité de puissance électromagnétique ambiante est mesurée par un réseau de dipôles de directivité 1,5 dBi et de diagramme de rayonnement quasi isotrope [IV.10].

Ce système a été développé dans le cadre d'une autre thèse à l'IRSEEM où une nouvelle approche de mesure des densités de puissance électromagnétique ambiante a été mise en œuvre en prenant en compte différents effets comme les pertes de câbles, le diagramme de l'antenne de mesure, et surtout le caractère aléatoire du canal de propagation.

IV.4.3. Protocole de test

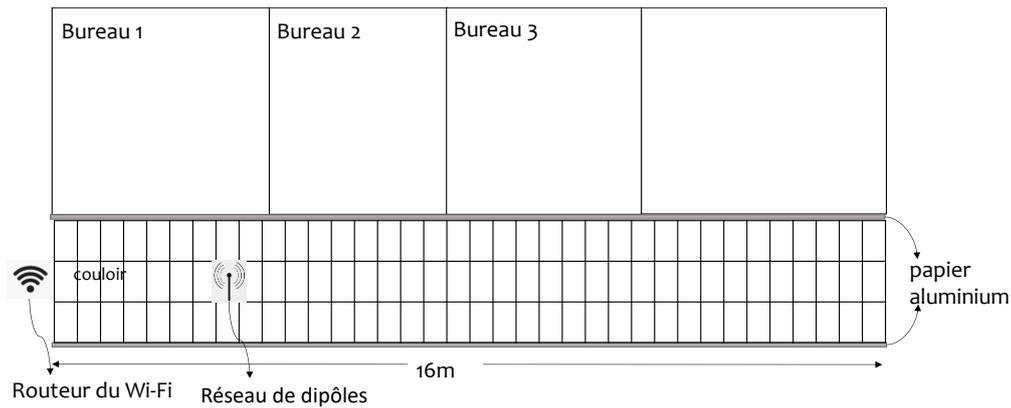
L'analyseur de spectre est réglé sur une bande passante allant de 2,3 GHz à 2,7 GHz avec 1001 points et un RBW de 100 kHz pour atteindre une bonne précision et maintenir une vitesse de balayage acceptable et un planché de bruit relativement bas (≤ -100 dBm). A chaque point test, l'analyseur de spectre effectue 15 mesures de puissances toutes les 53 ms, puis les stocke ainsi que leur moyenne, considérée par la suite dans l'analyse des résultats. Les mesures sont effectuées pour 5 taux de couverture différents réalisés avec du papier aluminium de 33 microns d'épaisseur, c'est-à-dire : 0%, 22%, 44%, 66%, 88%.

La Fig.4.21 montre une photo du couloir pendant les tests.

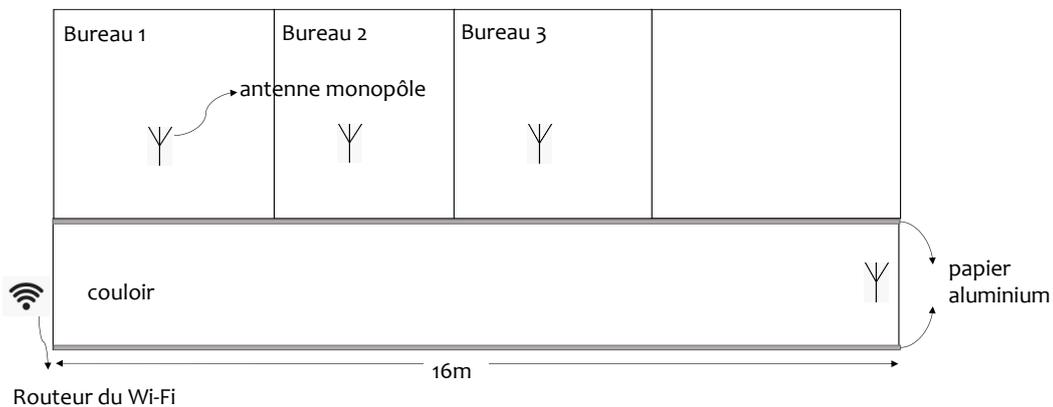


Fig. 4.21. Photo du couloir sous test.

Afin de mesurer la répartition de la densité de puissance pour chaque taux de couverture, un maillage en 108 cellules de 45×45 cm² de l'environnement de mesure est effectué comme présenté dans la Fig.4.22a. Les mesures sont ensuite réalisées sur chacune de ces cellules. Afin d'obtenir la puissance reçue par chaque utilisateur, 4 mesures sont accomplies dans les 3 bureaux et en bout de couloir (voir Fig.4.22b).



(a)



(b)

Fig. 4.22. Plan de mesure (a) maillage du couloir, (b) positionnement des points de mesure.

IV.4.4. Résultats et exploitations

IV.4.4.1. Cartographie de la densité de puissance

La Fig. 4. 23 présente la densité de puissance prise dans le couloir en respectant le plan de mesure de la Fig. 4.22, et cela pour différents taux de couverture des deux murs verticaux simultanément.

On note que pour tous les taux de couverture, la densité de puissance la plus élevée se produit au début et à la fin du couloir, soit pour $225 \text{ mm} (1,8\lambda) < x < 450 \text{ mm} (3,6\lambda)$ et pour $1125 \text{ mm} (9\lambda) < x < 1575 \text{ mm} (12,6\lambda)$. Il y a une augmentation significative de la répartition de la densité de puissance jusqu'à 66%.

IV.4.4.2. Bilan de liaison

La puissance reçue au niveau des points de test (utilisateurs) est présentée par la Fig.4.24 pour différents taux de couverture. Il convient de noter qu'il existe généralement 3 canaux Wi-Fi déterminés par les bandes de fréquences suivantes : 2,435 GHz-2.441 GHz (canal 1), 2.443 GHz-2.448 GHz (canal 2) et 2.449 GHz-2.455 GHz (canal 3). Dans le fonctionnement général d'un réseau Wi-Fi, c'est principalement le routeur qui choisit le canal le plus approprié pour la communication avec le terminal. C'est pourquoi, la répartition de la puissance reçue sur les 3 canaux est différente pour les 4 points de test (utilisateurs). En effet, le canal 2 présente le

plus de puissance dans les bureaux 1 et 2, tandis que dans le bureau 3 et en bout de couloir, les canaux 1 et 3 présentent le plus de puissance.

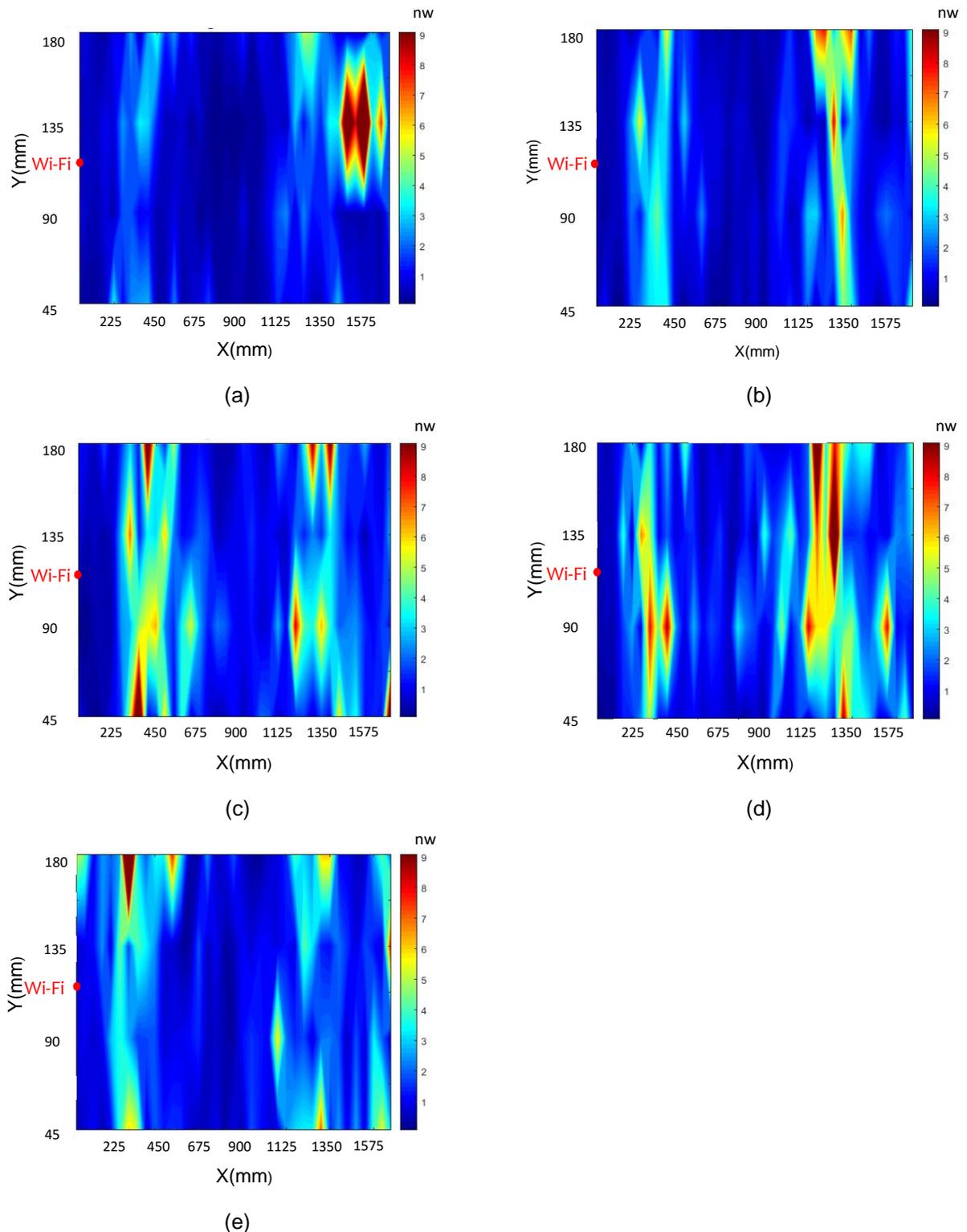


Fig. 4.23. Cartographie de la densité de puissance du couloir pour différents taux de couverture, (a) 0%, (b) 22%, (c) 44%, (d) 66%, (e) 88%.

Le taux de couverture agit différemment sur les 3 canaux pour les différents utilisateurs. En effet, dans le bureau 1, la puissance reçue est considérablement améliorée à 88% de taux de

couverture uniquement dans le canal 2. Dans le bureau 2, il y a plutôt une diminution de la puissance sur le canal 2 où la puissance est la plus importante, mais une augmentation sur les deux autres canaux 1 et 3. Dans le bureau 3 et en bout de couloir, il y a une augmentation de la puissance sur les canaux présentant les puissances les plus élevées avec des maximums à 88% et 66%, respectivement.

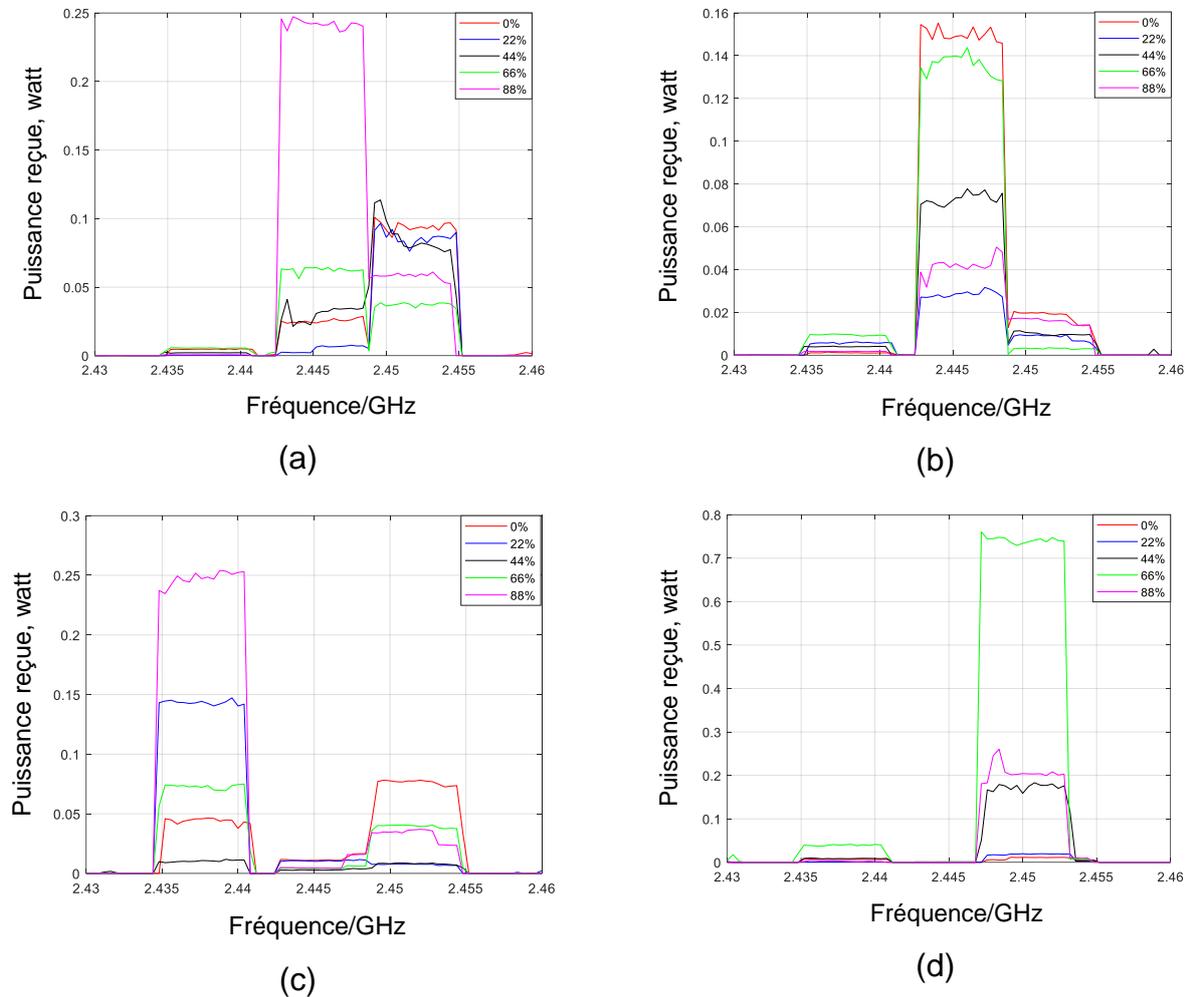


Fig. 4.24. Puissance reçue au niveau des points de test (utilisateurs) avec un émetteur de directivité de 4 dBi (a) bureau 1, (b) bureau 2, (c) bureau 3, (d) en bout de couloir.

Le gain de liaison tel que défini précédemment est évalué pour les 4 points de test (utilisateurs) et synthétisé dans le Tableau 4.4.

Taux de couverture canal	Bureau 1			Bureau 2			Bureau 3			Bout de couloir		
	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
22%	-12,7	-5,7	-0,1	6,8	-7,2	-3,2	4,5	-0,1	-10	-10	-3,3	2,2
44%	-3,6	1,1	-0,7	5,4	-3,1	-2,7	-6,5	-5,6	-9,9	1,1	2,2	12,4
66%	0,7	4	-4,1	9,1	-0,3	-7,4	2,1	-4,1	-2,9	7,7	12,2	18,1
88%	-9,1	9,8	-1,7	2,1	-5,6	-0,8	7,4	-3,8	-3,5	-3,5	5,8	15,9

Tableau 4.4. Le gain de liaison (dB) pour les 4 points de test avec un routeur du commerce (*modèle AP 120 de Aerohive*) de directivité 4 dBi.

Le Tableau 4.4 montre que chaque utilisateur peut bénéficier d'un gain positif dans au moins un canal avec une valeur maximale pouvant atteindre 18.1 dB en bout de couloir pour un taux de couverture de 66%. Dans l'ensemble, 66% peut être choisi comme taux de couverture optimal offrant à tous les utilisateurs un gain positif sur les canaux de communication.

La même expérimentation a été effectuée avec un autre routeur Wi-Fi (*modèle AP 230 de Aerohive*) dont l'antenne d'émission est plus directive (6 dBi) que le modèle précédent à 4 dBi. La Fig.4.25 montre la puissance reçue au niveau de chaque point de test sur les différents canaux en fonction du taux de couverture.

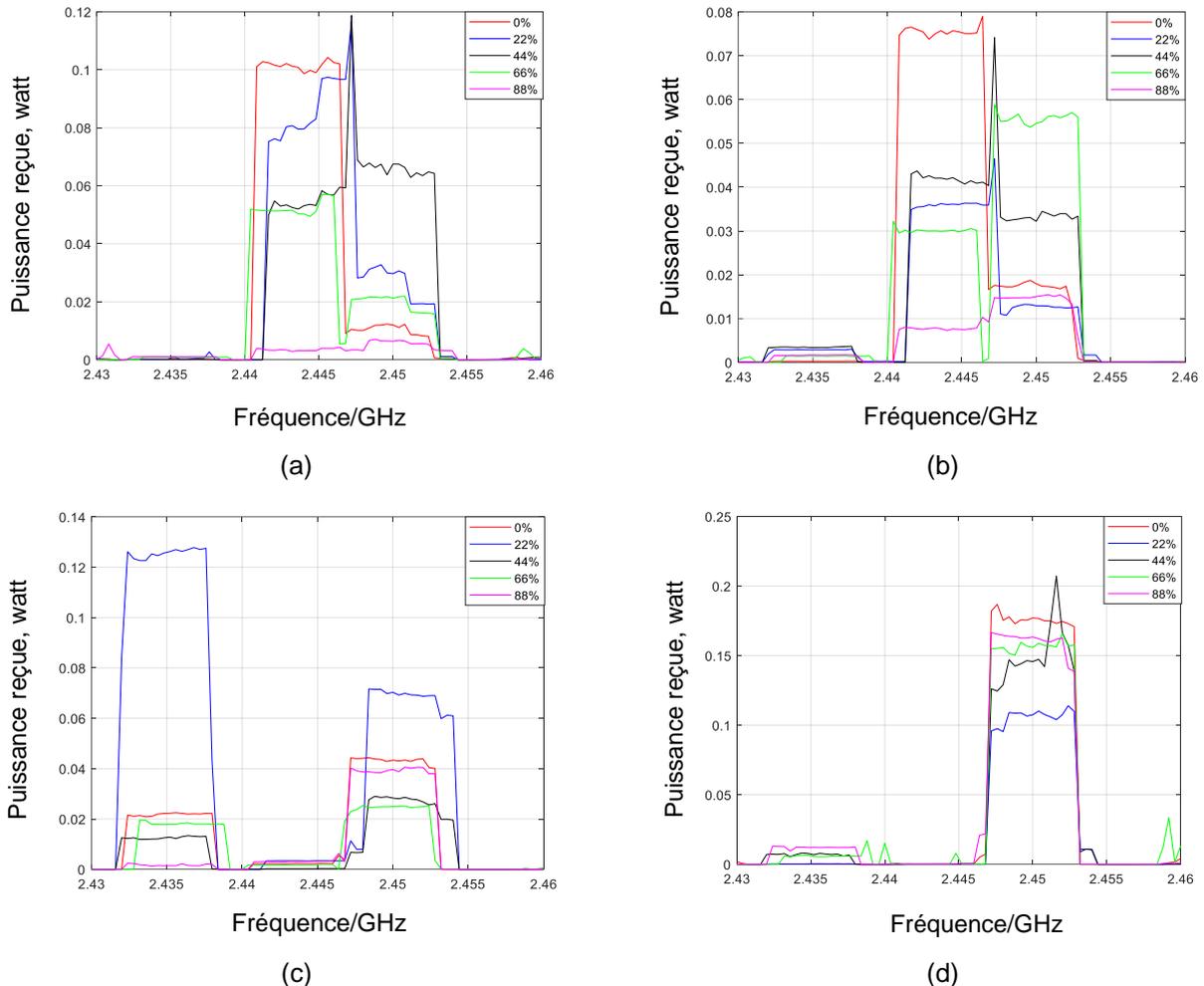


Fig. 4.25. Puissance reçue au niveau des points de test avec un émetteur de directivité 6 dBi (a) bureau 1, (b) bureau 2, (c) bureau 3, (d) en bout de couloir.

Ce nouveau routeur fonctionne sur les 3 canaux suivants qui restent similaires aux précédents: 2,432 GHz-2,438 GHz (canal 1), 2,44 GHz-2,447 GHz (canal 2) et 2,447 GHz-2,453 GHz (canal 3).

On note d'après la Fig.4.25 que les canaux 2 et 3 présentent le plus de puissance dans les bureaux 1 et 2, tandis que dans le bureau 3 et en bout de couloir ce sont les canaux 1 et 3 qui manifestent le plus de puissance, respectivement. Le gain de liaison est synthétisé dans le Tableau 4.5.

On remarque que dans les bureaux 1 et 2, les canaux 1 et 3 présentent un gain important. Ceci est mitigé par le fait que le canal 1 présente très peu de puissance. Dans le bureau 3, les canaux 1 et 3 présentent une amélioration importante jusqu'à 7,6 dB et 1,6 dB, respectivement, au taux de couverture 22%. En bout de couloir, on constate un gain significatif aux fréquences du canal 1 uniquement mais avec une puissance très faible, et cela pour tous les taux de couverture.

Taux de couverture canal	Bureau 1			Bureau 2			Bureau 3			Bout de couloir		
	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
22%	5,3	-0,7	5,2	10	-3,3	-0,3	7,6	-1,6	1,6	1,8	-3,1	-2,2
44%	1,7	-2,4	8,5	11,2	-2,5	3,5	-2,4	-9,3	-2,4	15,7	-1,8	-0,7
66%	9,2	-2,7	3	21,1	-3,6	5,4	-0,8	-0,9	-2,7	15,4	-0,3	-12
88%	-9,7	-14	-2,4	7,9	-9,2	-0,6	-11	-0,4	-0,4	18,1	0,4	-0,4

Tableau 4.5. Gain de liaison (dB) pour les 4 points de test avec un routeur du commerce (*modèle AP 230 de Aerohive*) de directivité 6 dBi.

Globalement, les résultats du Tableau 4.5 montrent que pour chaque point de test, il y a deux canaux (colonnes grisées dans le Tableau 4.5) présentant des puissances les plus significatives avec une dégradation sur l'un et une amélioration sur l'autre. Cette limitation pratique peut être contrebalancée par le mode de fonctionnement du routeur qui est capable de choisir le canal le plus approprié pour communiquer.

Physiquement, cette différence de résultats par rapport au cas précédent, s'explique par l'usage d'un routeur plus directif avec un diagramme pointant vers le sol plutôt que vers les utilisateurs. Au-delà de ces résultats, on note que le réflecteur (papier aluminium) n'apporte d'avantage qu'aux utilisateurs les moins éloignés de la source dans le cas d'une source plus directive.

IV.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une approche d'amélioration de la qualité du signal Wi-Fi par le revêtement mural de réflecteurs passives. L'analyse a d'abord été conduite dans un environnement déterministe avec un canal simple incidence, puis un canal multi-trajets. L'approche analyse le gain de liaison dans des scénarios de propagation avec et sans le réflecteur.

Il ressort que les incidences multiples limitent voire annulent le bénéfice du réseau réflecteur aussi bien focalisant que spéculaire. Cependant, une amélioration continue du gain jusqu'à 8,7 dB est obtenue avec le PEC pour un taux de couverture de 80%. Ces résultats sont confirmés par l'expérimentation montrant un gain pouvant atteindre les 18,1 dB à 66% de couverture murale avec du papier aluminium. En outre, l'usage d'un routeur Wi-Fi plus directif et mal orienté peut limiter considérablement ces améliorations notamment pour les utilisateurs les plus éloignés du routeur.

Références

- [IV.1] R. Zhang, L. Cai, Z. Zhong, J. Zhao, and J. Zhou, "Crosspolarized three-dimensional channel measurement and modeling for small-cell street canyon scenario," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 9, pp. 7969–7983, Sep. 2018.
- [IV.2] R. M. Sandoval, A. J. Garcia-Sanchez, J. M. Molina-Garcia-Pardo, F. Garcia-Sanchez, and J. Garcia-Haro, "Radio-Channel Characterization of Smart Grid Substations in the 2.4-GHz ISM Band," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 2, pp. 1294–1307, Feb. 2017.
- [IV.3] D. Kirov, R. Passerone, and M. Donelli, "Statistical characterization of the 2.4 GHz radio channel for WSN in indoor office environments," in *Proc. IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, Berlin, Germany, pp. 1–9, Sep. 2016.
- [IV.4] R. Zhang, Q. Guo, J. Wang, Z. Zhong and C. Li, "WLAN Channel Measurement in Two Classrooms for LOS and NLOS Coverage," *2019 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, Honolulu, HI, USA, pp. 708-713, April. 2019.
- [IV.5] ZHONG Zhimeng, ZHAO Jianyao and et LI, Chao, "Outdoor-to-Indoor Channel Measurement and Coverage Analysis for 5G Typical Spectrums", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2019, Sep. 2019.
- [IV.6] D. Ha, D. Choi, H. Kim, J. Kum, J. Lee and Y. Lee, "Passive repeater for removal of blind spot in NLOS path for 5G fixed wireless access (FWA) system," *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, pp. 2049-2050, Oct. 2017, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073067.
- [IV.7] Q. Chen *et al.*, "Experimental investigation of elimination blindness propagation channel using reflectarray," *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Chicago, IL, pp. 1-2, July. 2012, doi: 10.1109/APS.2012.6347942.
- [IV.8] L. Li *et al.*, "Frequency Selective Reflectarray Using Crossed-Dipole Elements With Square Loops for Wireless Communication Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 1, pp. 89-99, Jan. 2011, doi: 10.1109/TAP.2010.2090455.
- [IV.9] L. Wang, S. Qu, J. Li, Q. Chen, Q. Yuan and K. Sawaya, "Experimental Investigation of MIMO Performance Using Passive Repeater in Multipath Environment," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 752-755, July. 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2162812.
- [IV.10] S. Aghabeiki, *et al.*, Design methodology of quasi-isotropic antennas with basic radiators as the electric and magnetic dipoles, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Grenade, Spain, (2019)
- [IV.11] N. Bloembergen and P. S. Pershan, "Light Waves at the Boundary of Nonlinear Media," *Physical review*, Vol. 128, pp. 606-622, Oct. 1962.

Conclusion générale

Ces travaux de thèse ont présenté les fondements théoriques de conception des réseaux réflecteurs passifs et directifs à distance focale arbitraire sous illumination en onde plane. Un concept de lentilles à compression d'incidences a également été introduit comme dispositif d'association possible aux réseaux réflecteurs pour une meilleure focalisation des ondes. Des prototypes de surfaces réfléchissantes ont été conçus, fabriqués et validés aussi bien numériquement au moyens de simulations électromagnétiques qu'expérimentalement. Ces réseaux réflecteurs ont ensuite été placés dans un cadre applicatif réel comme dispositif possible d'amélioration des communications Wi-Fi.

Le chapitre I a présenté un formalisme théorique de conception des réseaux réflecteurs passifs et directifs à partir de la formulation du facteur de réseau exprimé en fonction de plusieurs paramètres physiques et géométriques comme le nombre de cellules, la distance et le déphasage inter-élément, etc. Deux cas d'étude sont dégagés et analysés notamment la surface spéculaire sans déphasage inter-élément et la surface focalisante à déphasage inter-élément. Des prototypes de ces deux surfaces ont été conçus, fabriqués et puis validés aussi bien par la simulation que la mesure.

Le chapitre II est une extension au chapitre I notamment en ce qui concerne la conception des réseaux réflecteurs passifs avec objectif de focalisation. L'approche de conception proposée s'articule autour de l'algorithme PSO (Particle Swarm Optimization en Anglais) pour synthétiser les paramètres géométriques constitutifs du réseau avec un temps de conception et une complexité réduits. Des prototypes de surfaces focalisantes ont ainsi été conçus, fabriqués et validés aussi bien par la simulation que la mesure. Cette approche proposée procure une bonne précision avec une erreur angulaire inférieure à 2° sur le positionnement du faisceau principal rétrodiffusé. Cependant, elle n'est valable que pour une seule incidence.

Une solution possible à cette limitation est introduite dans le chapitre III notamment avec la synthèse d'une nouvelle classe de lentilles capables de convertir des ondes planes incidentes arbitrairement en une seule onde transmise. L'objectif visé étant de ramener les multiples incidences en une seule arrivant sur le réseau réflecteur. La lentille à gradient d'indice périodique de période $p = 2$ offre les meilleures performances avec une erreur de compression inférieure à 24° sur une distance relativement compacte inférieure à une demi-longueur d'onde pour une plage d'incidences couvertes de $\pm 60^\circ$.

Le chapitre IV intègre le réseau réflecteur dans un environnement réel afin d'améliorer la portée des communications Wi-Fi. Les réseaux réflecteurs focalisants et spéculaires sont analysés et comparés à une surface équivalente entièrement métallique selon différents scénarios de propagation incluant notamment les cas d'un canal simple incidence et multi-trajet. Dans le cas d'une source Gaussienne associée à une incidence simple, le gain de communication est amélioré jusqu'à 8,38 dB par les réseaux réflecteurs focalisants. Dans le cas du canal multi-trajet, le PEC présente les meilleures performances avec un gain de communication amélioré jusqu'à 8,7 dB, tandis que les réseaux réflecteurs dégradent plutôt le gain. Des expérimentations conduites à l'ESIGELEC dans un couloir de 16 m de long avec différents taux de remplissage réalisés avec du papier aluminium sur les murs verticaux, confirment cette amélioration avec un gain pouvant atteindre jusqu'à 18 dB pour un taux de remplissage optimal autour de 66%.

Perspectives

La méthodologie proposée de conception du réseau réflecteur avec l'algorithme PSO apporte une bonne précision en termes de synthèse de la forme du champ rétrodiffusé avec un faisceau principal unique. Cependant, elle n'est pas en mesure de prédire l'amplitude exacte du champ rétrodiffusé, en raison de la complexité liée à la définition précise des facteurs a et b présents dans l'expression du facteur de réseau. Une extension possible à ce travail pourrait consister à proposer des modèles théoriques de ces deux facteurs a et b en fonction de la topologie de la cellule unitaire considérée, de l'incidence, du point d'observation et de la taille du réseau.

Pour ce qui concerne les lentilles, le travail suivant pourrait se focaliser, d'une part, sur les approches de synthèse de substrats diélectriques à forts indices de réfraction notamment pour des perspectives de fabrication de ce type de lentille. Et d'autre part, le travail pourrait adresser les problématiques d'intégration lentille/réseau réflecteur en vue d'améliorer les densités de puissances RF focalisées sur le récepteur (rectenna) en environnement ambiant.

Annexe

Sommaire

ANNEXE	115
A. SOLUTION POUR θ_0 ET ϕ_0	115
B. CONTRAINTE SUR θ_l	115
C. LIMITATION SUR θ_0	116
D. VALEURS POSSIBLES DES COEFFICIENTS A ET B	117

Annexe

A. Solution pour θ_o et ϕ_o

L'équation $\sin\theta_i^2 = \sin\theta_o^2$ est obtenue à partir de l'équation (1-12a) avec $\theta_o \in [0^\circ, 180^\circ]$. L'illumination de l'onde plane sur le demi-plan supérieur impose $\theta_i \in [0^\circ, 90^\circ]$, ce qui conduit à $\sin\theta_i > 0$ et $\sin\theta_o > 0$. Ainsi, les deux solutions possibles pour l'équation $\sin\theta_i = \sin\theta_o$ sont : $\theta_o = \theta_i$ ou $\theta_o = \pi - \theta_i$.

A partir de l'équation (1-13b), la relation entre ϕ_o et ϕ_i conduit à $(-\sin\phi_i) / (-\cos\phi_i) = \sin\phi_o / \cos\phi_o$, ce qui donne $\tan\phi_i = \tan\phi_o$. L'analyse de signe de $-\sin\phi_i$ et $-\cos\phi_i$ tel que donné dans le Tableau A1 permet de trouver les plages admissibles de valeurs de ϕ_i et ϕ_o . Le Tableau A1 montre que parmi les deux solutions possibles que sont $\phi_o = \phi_i$ ou $\phi_o = \phi_i + \pi$, seule la solution reste permise $\phi_o = \phi_i + \pi$.

$-\sin\phi_i$	-	-	+	+
$-\cos\phi_i$	+	-	-	+
ϕ_i	$[\pi/2, \pi]$	$[0, \pi/2]$	$[\pi/2, \pi]$	$[\pi, 3\pi/2]$
ϕ_o	$[3\pi/2, 2\pi]$	$[\pi, 3\pi/2]$	$[3\pi/2, 2\pi]$	$[0, \pi/2]$

Tableau A1. Plage de variations possibles de ϕ_i et ϕ_o .

B. Contrainte sur θ_i

Afin de permettre une solution réelle de l'équation (1-10a), le terme sous la racine doit être positif, c'est-à-dire :

$$0 \leq \left(A_{r0} - A_{x\Omega i} \right)^2 + \left(A_{r0} - A_{y\Omega i} \right)^2 \leq 1 \quad (\text{A-1})$$

Où, l'hypothèse $A_{x0} = A_{y0} = A_{r0}$ est faite pour simplifier l'analyse,

L'inégalité de gauche dans (A-1) est toujours vraie car il s'agit d'une somme de deux termes élevés au carré. En considérant A_{r0} comme une variable tel que $A_{r0} \leq A_{r0} \leq A_{r0+}$, la transformation de l'inégalité de droite dans (A-1) en égalité, permet de trouver les valeurs limites de A_{r0} par résolution de cette équation de second ordre. Les valeurs A_{r0-} et A_{r0+} sont obtenues comme suit en fonction de θ_i et ϕ_i :

$$A_{r0+} = \frac{\sin\theta_i \sin(\phi_i + 45)}{\sqrt{2}} + \frac{\sqrt{2 - \sin\theta_i^2 + \sin\theta_i^2 \sin(2\phi_i)}}{2} \quad (\text{A-2a})$$

$$A_{r0-} = \frac{\sin\theta_i \sin(\phi_i + 45)}{\sqrt{2}} + \frac{\sqrt{2 - \sin\theta_i^2 + \sin\theta_i^2 \sin(2\phi_i)}}{2} \quad (\text{A-2b})$$

Afin d'obtenir une solution de A_{r0} pour tout ϕ_i , les plages de variation A_{r0-} et A_{r0+} ne doivent pas se chevaucher ce qui conduit à la condition suivante $\max(A_{r0-}) \leq \min(A_{r0+})$ qui est explicitée comme suit :

$$\frac{\sin \theta_i}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{2-2 \sin^2 \theta_i}}{2} \leq \frac{-\sin \theta_i}{\sqrt{2}} + \frac{\sqrt{2-2 \sin^2 \theta_i}}{2} \quad (\text{A-2c})$$

Ce qui fournit une plage admissible de $0^\circ \leq \theta_i \leq 45^\circ$.

La condition conduit à la plage admissible suivante pour θ_i , c'est-à-dire: $0^\circ \leq \theta_i \leq 45^\circ$. Cette condition est très importante car elle indique que les incidences arrivant sur le réseau avec un angle $\theta_i > 45^\circ$, ne peuvent être redirigées dans la direction permise par 1-10a et 1-10b.

Par exemple, pour $\theta_i = 20^\circ$ pris arbitrairement dans la plage autorisée, les angles θ_0 et ϕ_0 peuvent être tracés en fonction de A_{r0} selon les équations (1-10a) et (1-10b) pour différentes valeurs de ϕ_i comme présenté par la Fig. A1.

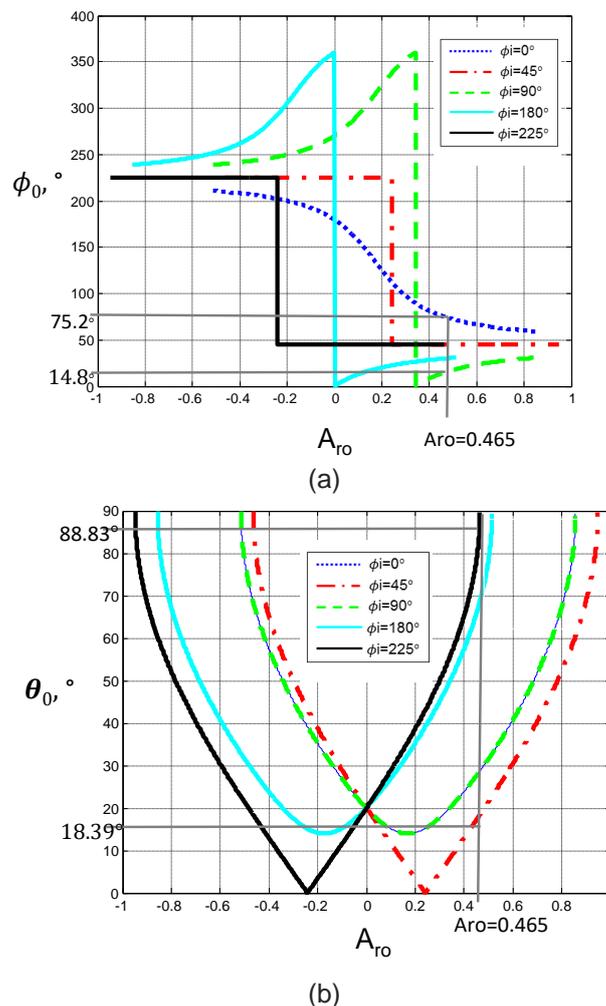


Fig. A1. Angles ϕ_0 et θ_0 en fonction de A_{r0} pour $\theta_i = 20^\circ$.

La Fig. A1 montre que le faisceau principal peut être réglée dans la plage de $18,4^\circ < \theta_0 < 88,9^\circ$ et $14,8^\circ < \phi_0 < 75,2^\circ$ avec $A_{r0} = 0,465$.

C. Limitation sur θ_0

L'exemple d'une surface avec deux cellules de type champignon est considérée pour analyser la limite de redirection sur le faisceau principal. Des cellules identiques sont considérées mais avec les déphasages (ligne microruban) adéquats pour rediriger le faisceau

principal dans la direction θ_0 allant de 0 à 60°. Les différentes valeurs de θ_0 sont indiquées dans le Tableau B1. Le résultat de la théorie est calculé à partir des équations (1-15a) et (1-15b) en fixant $a = 0$, $b = 1$, car seul le faisceau contrôlable est pris en compte. La simulation est réalisée avec CST.

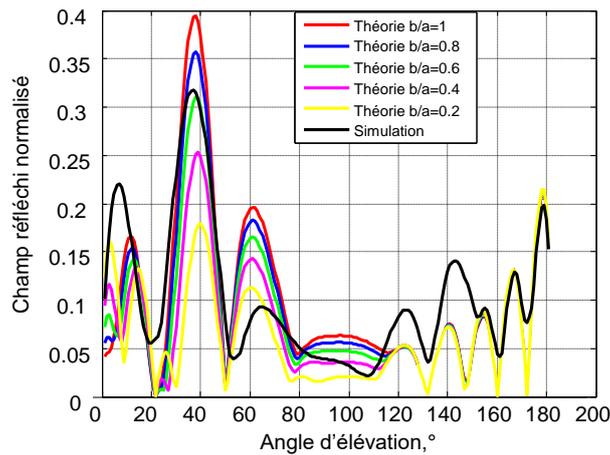
Objectif	0°	20°	40°	45°	50°	60°
Théorie	5°	20°	40°	46°	52°	60°
Simulation	6°	19°	38°	20°	29°	27°
Erreur	1°	1°	2°	26°	23°	33°

Tableau B1. Résultat de conception avec différents objectifs de θ_0 pour $\theta_i = 20^\circ$.

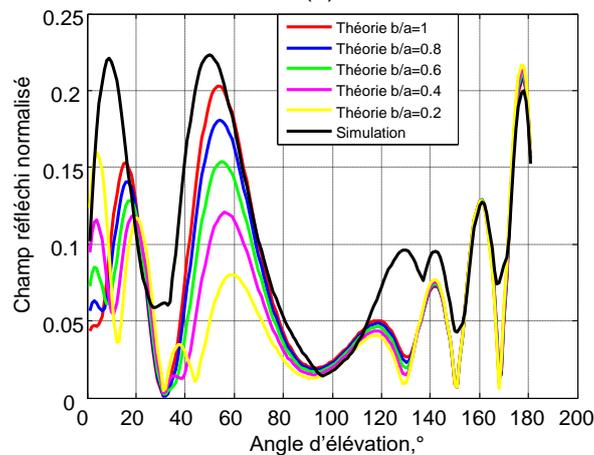
Le Tableau B1 montre que l'erreur entre la simulation et la théorie augmente à mesure que θ_0 augmente. Ceci peut être dû aux effets de bords présents sur le champ de la cellule unitaire. Ces effets semblent être plus visibles sur θ_0 à mesure que celui-ci devient grand (rapprochement de l'horizontal).

D. Valeurs possibles des coefficients a et b .

La Fig.C1 montre le champ réfléchi normalisé pour le réseau 1x10 de type de champignon dans deux plans de coupe.



(a)



(b)

Fig. C1. Champ réfléchi normalisé par le réseau 1x10 type de champignon avec différents rapports entre b et a , (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\phi=315^\circ$.

La Fig. C1 montre que le rapport entre b et a varie en fonction du point d'observation Ω (θ , ϕ). Ceci traduit la complexité des valeurs prises par a et b .

La Fig.C2 montre qu'une analyse similaire avec un réseau 1x5 type de champignon (moins de cellules), conduit à des différentes valeurs pour a et b (rapport plus faible entre b et a) comparées à celles du réseau 1x10.

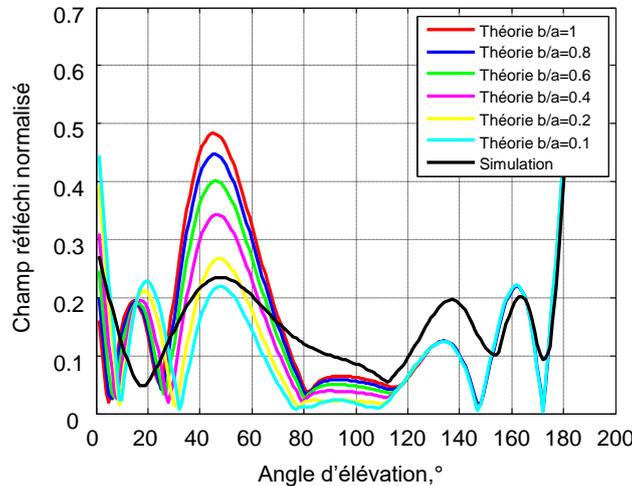


Fig. C2. Champ réfléchi normalisé pour le réseau 1x5 type de champignon évalué pour différents rapports entre b et a , (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\phi=315^\circ$.

Une autre structure avec moins de métallisation est étudiée et présentée par la Fig.C3. Il s'agit d'une boucle métallisée avec une fente, le tout imprimé sur un substrat muni d'un plan de masse. La position de la fente sur chaque cellule (boucle) fournit le déphasage intrinsèque inter-élément β_r .

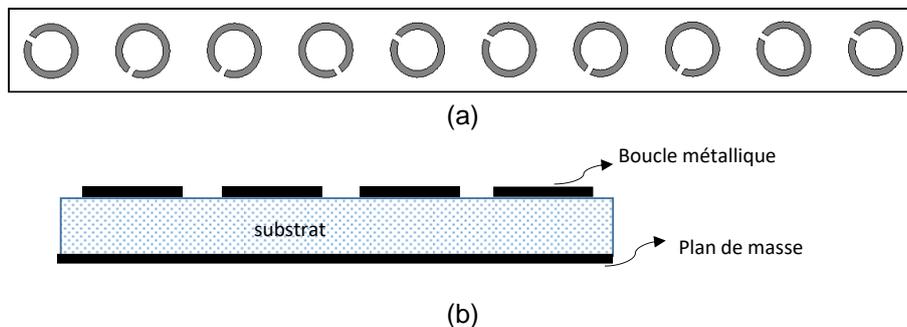


Fig. C3. Réseau 1x10 à boucle ouverte, (a) vue de dessus, (b) vue latérale.

La Fig. C4 montre que la structure à boucle ouverte présente un faisceau structurel généralement avec une amplitude du champ rétrodiffusé plus faible qu'avec la structure d type champignon avec plus de métallisation. Le rapport entre b et a prend des valeurs plus élevé qu'avec la structure champignon.

Les résultats des Fig. C1, C2 et C4 montrent que les coefficients a et b dépendent du point d'observation, la taille du réseau et la topologie de la cellule.

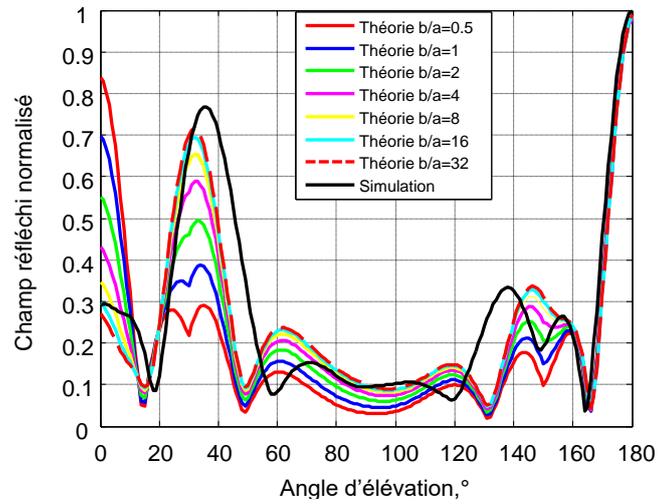


Fig. C4. Champ réfléchi normalisé pour le réseau 1x5 de type boucle avec différents rapports entre b et a , plan $\phi=0^\circ$.

Liste des Publications

Conférences internationales

- [1] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "Design methodology of a single-beam passive reflectarray for controlling arbitrary illuminations," Asia-Pacific Microwave Conference (APMC) Kyoto Japon. (2018)
- [2] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "Design methodology of a passive reflectarray for focusing indoor arbitrary energy in a particular direction range," Antenna and Propagation Conference (LAPC) Loughborough. (2018)
- [3] [6] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "Design methodology of a passive reflectarray for main beam collimation," International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting Atlanta, Georgia, U.S.A. (2019)
- [4] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "PSO-Algorithm-Based Design of Arbitrary Focal Distance Reflectarrays for Beam Collimation Objective," International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting Quebec, Montréal, Canada. (2020)
- [5] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "Analysis of Gaussian and Isotropic Beams on Power Link Gain Enhanced with Large-Focal-Distance Reflectarrays," International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting Quebec, Montréal, Canada. (2020)

Journaux (soumis)

- [1] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "RO-Based Design Approach of Incidence Compression Lenses," IEEE Transactions Antennas and Propagation
- [2] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "Theoretical Foundations for the Design of Passive Reflectarrays with Arbitrary Focal Distance," IEEE Transactions Antennas and Propagation.
- [3] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "PSO-Algorithm-Based Design of Arbitrary Focal Distance Reflectarrays with Beam Collimation Objective," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters
- [4] J. Han, M. A. C. Niamien, Z. Riah, "Extending the range of Wi-Fi signals with Passive Reflectors," IEEE Access