

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبو بكر بلقايد- تلمسان

Université ABOUBEKR BELKAID – TLEMCEN

Faculté de TECHNOLOGIE



# MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du **Diplôme de MASTER**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Système de Télécommunications

**Par** : ABBOU KHAWLA & SAIDI IMAD

## Conception d'absorbants métamatériaux d'ondes millimétriques pour des applications 5G

Soutenu le : 06/06/2023

devant le jury composé de :

Mr. KAMECHE Samir	Prof.	Université de Tlemcen	Président
Mme BENMOSTEFA Naima	MCA	Université de Tlemcen	Encadreur
Mr. FEHAM Mohammed	Prof.	Université de Tlemcen	Co-encadreur
Mme SELADJI HASSAINE Nawel	MCA	Université de Tlemcen	Examineur

**À**

**Nos familles**

**Nos parents et nos frères et sœurs**

**Qui ont été une source constante de soutien**

**D'encouragement et d'inspiration.**

## REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude envers les personnes qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

Nous remercions tout d'abord notre encadreur, Madame **BENMOSTEFA Naima** maître de conférences classe A à l'université de Tlemcen pour son suivi et ses recommandations.

Notre profonde gratitude s'adresse à notre Co-encadreur, Monsieur **FEHAM Mohammed** Professeur à l'université de Tlemcen, pour sa disponibilité, ses conseils avisés et son soutien constant tout au long de ce projet.

Nous remercions également Mr KAMECHE Samir, Professeur à l'université de Tlemcen et Mme SELADJI HASSAINE Nawel, MCA à l'université de Tlemcen, respectivement Président du Jury et Examineur, pour leur expertise de ce travail.

Nous n'oublierons pas nos enseignants de la Faculté de Technologie de l'Université de Tlemcen, qui nous ont permis une évolution scientifique continue tout au long de notre parcours universitaire.

Enfin, nous remercions nos parents, nos familles et toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce mémoire de projet de fin d'étude en Master Systèmes de Télécommunications.

Merci à tous.

## RÉSUMÉ

Les matériaux absorbants parfaits ont la particularité de pouvoir absorber efficacement les ondes électromagnétiques sur une large gamme de fréquences, ce qui les rend très utiles pour les dispositifs de communication sans fil. Les métamatériaux, quant à eux, sont des matériaux artificiels ayant des propriétés électromagnétiques inhabituelles, qui leur permettent de manipuler précisément les ondes électromagnétiques.

Dans le cadre de la technologie 5G, il est crucial de concevoir des absorbants parfaits à base de métamatériaux à bande ultra-large, capables de s'adapter aux différentes fréquences utilisées pour cette technologie de communication sans fil. La morphologie et l'épaisseur d'un matériau absorbant influencent son efficacité, d'où la nécessité de les rendre suffisamment minces pour faciliter leur intégration dans des dispositifs électroniques. Les métamatériaux à bande ultra-large sont idéaux pour les applications 5G en bande Ka.

L'objectif de ce mémoire est de mener une étude théorique des conditions requises pour créer des structures absorbantes ultra-large bande en utilisant des métamatériaux miniatures ultra-minces. Les simulations sont menées sous l'environnement de deux professionnels logiciels HFSS et CST afin de valider les résultats.

**Mots-Clés :** Métamatériaux (MM) ; ultra-large bande ; onde millimétrique (mm-onde) ; 5G ; la récupération d'énergie ; réduction des interférences électromagnétiques.

## ABSTRACT

Perfect absorber materials have the particularity of being able to efficiently harvest electromagnetic waves over a wide range of frequencies, which makes them very useful for wireless communication devices. On the other hand, Metamaterials are artificial materials with unusual electromagnetic properties, which allow them to precisely manipulate electromagnetic waves.

In the context of 5G technology, it is crucial to design perfect absorbers based on ultra-wide band metamaterials, capable of adapting to the different frequencies used for this wireless communication technology. The morphology and thickness of an absorber material influence its effectiveness, hence the need to make them thin enough to facilitate their integration into electronic devices. Ultra-wideband metamaterials are ideal for 5G applications in the Ka band.

The objective of this work is to conduct a theoretical study of the required conditions to create ultra-wide band absorber structures using ultra-thin metamaterials. Simulations are carried out using two professional software HFSS and CST to validate the results.

**Keywords:** Metamaterials (MM); ultra-wideband metamaterials; millimeter-wave (mm-wave); 5G; energy harvesting; electromagnetic interference reduction.

## المخلص

تتميز المواد الماصة المثالية بخصوصية القدرة على امتصاص الموجات الكهرومغناطيسية بكفاءة عبر مجموعة واسعة من الترددات، مما يجعلها مفيدة جداً لأجهزة الاتصالات اللاسلكية. من ناحية أخرى، تعد المواد الخارقة مواد اصطناعية ذات خصائص كهرومغناطيسية غير عادية، مما يسمح لها بمعالجة الموجات الكهرومغناطيسية بدقة.

في سياق تقنية الجيل 5، من المهم تصميم مواد امتصاص مثالية تعتمد على مواد خارقة ذات نطاق ترددي واسع، قادرة على التكيف مع الترددات المختلفة المستخدمة لتقنية الاتصالات اللاسلكية هذه. يؤثر شكل وسمك المادة الماصة على فعاليتها، وبالتالي الحاجة إلى جعلها رقيقة بما يكفي لتسهيل اندماجها في الأجهزة الإلكترونية. تعتبر المواد الوصفية فائقة النطاق مثالية لتطبيقات في نطاق ak.

الهدف من هذه العمل هو اجراء دراسة نظرية للظروف المطلوبة لإنشاء هياكل ماصة عريضة النطاق باستخدام مواد وصفية مصغرة رقيقة جداً. يتم HFSS و CST اجراء المحاكاة باستخدام برنامجين لمقارنة النتائج.

**كلمات مفتاحية:** المواد الخارقة، مواد خارقة فائقة النطاق، الموجة المليمترية، الجيل الخامس، حصاد الطاقة، تقليل التداخل الكهرومغناطيسي.

---

DEDICACE.....	I
REMERCIEMENTS.....	II
RÉSUMÉ.....	III
SOMMAIRE.....	IV
LISTE DES TABLEAUX.....	VIII
LISTE DES FIGURES.....	IX
LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATION.....	XIV
INTRODUCTION GÉNÈREALE.....	1
CHAPITRE I ÉTAT DE L'ART DES MÉTAMATÉRIAUX ET DES ABSORBANTS.....	2
I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 ÉTAT DE L'ART DES MÉTAMATÉRIAUX.....	3
I.2.1 Définition des métamatériaux.....	3
I.2.2 Historique des métamatériaux.....	4
I.2.3 Classification des matériaux en fonction de leur permittivité et perméabilité.....	5
I.2.4 Ingénierie des métamatériaux métalliques doublement négatifs.....	11
I.2.4.1 Superposition de deux milieux simplement négatifs.....	11
I.2.4.2 Concept de ligne duale.....	12
I.2.4.3 Réseaux de boucles de courant interconnectées.....	14
I.2.4.4 Métamatériaux pour l'incidence normale.....	15
I.2.5 Composition main droite et gauche CRLH (composite right left handed).....	16
I.2.6 Applications des métamatériaux électromagnétiques.....	19
I.2.6.1 Propagation guidé.....	19
I.2.6.2 Propagation en espace libre.....	20
I.2.6.3 Réfraction.....	21
I.2.6.4 Focalisation.....	22

I.2.6.5 Le cloaking .....	24
I.3 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX .....	25
I.4 SCHÉMA THÉORIQUE DES ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX .....	26
I.4.1 Théorie de l'adaptation d'impédance .....	26
I.4.2 Théorie de l'interférence .....	27
I.5 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX A BANDE ÉTROITE .....	29
I.6 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX A LARGE BANDE .....	30
I.7 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX COHÉRENTS .....	32
I.8 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX ACCORDABLES EN FRÉQUENCE .....	33
I.9 LES TYPES D'ABSORBANTS ÉLECTROMAGNÉTIQUES .....	34
I.9.1 Absorbants diélectriques .....	34
I.9.2 Absorbants structuraux à adaptation .....	34
I.9.2.1 Absorbants pyramidaux .....	35
I.9.2.2 Absorbants charges progressivement .....	35
I.9.2.3 Absorbants a couches d'adaptation d'impédance .....	36
I.9.3 Absorbants résonnants .....	36
I.9.4 Absorbants comportant des circuits analogiques .....	37
I.9.5 Absorbants magnétiques .....	39
I.9.6 Absorbants adaptatifs .....	40
I.10 CONCLUSION .....	41
CHAPITRE II COLLECTE DE L'ÉNERGIE RF POUR LES RÉSEAUX 5G .....	42
II.1 INTRODUCTION .....	43
II.2 LES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES .....	43
II.3 ÉNERGIE RADIOFRÉQUENCE .....	44
II.4 POLARISATION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES .....	45
II.5 INTERFÉRENCE ÉLECTROMAGNÉTIQUE .....	46
II.5.1 L'émission .....	48

---

II.5.2 Susceptibilité interférence RF (RFI).....	49
II.6 RÉDUCTION DES INTERFÉRENCES ÉLECTROMAGNÉTIQUES .....	49
II.7 DÉFINITION DE LA COLLECTE D'ÉNERGIE .....	50
II.8 COLLECTE D'ÉNERGIE EN MILIEU URBAIN ET DOMESTIQUE .....	50
II.9 PRINCIPE DE LA COLLECTE D'ENERGIE RF .....	51
II.10 SOURCES D'ÉNERGIE RF DANS L'ENVIRONNEMENT .....	51
II.11 CONCEPTION DE L'ANTENNE POUR LA COLLECTE D'ÉNERGIE RF .....	52
II.12 QUANTIFICATION DE LA PUISSANCE RAYONNEE DISPONIBLE DANS LE MILIEU ENVIRONNANT .....	52
II.13 TRANSFERT RADIATIF .....	54
II.14 COLLECTE ET CONVERSION DE L'ENERGIE ELECTROMAGNETIQUE .....	56
II.15 LA 5 <sup>ème</sup> GENERATION (5G).. .....	57
II.16 LES AVANTAGES DE LA 5G .....	57
II.17 LA TECHNOLOGIE 5G REPOSE SUR DES EXIGENCES TECHNIQUES .....	58
II.18 LES ONDES MILLIMÉTRIQUES (MILLIMETER WAVES) .....	58
II.19 LES CARACTERISTIQUES DE L'ONDE MILLIMÉTRIQU.....	59
II.20 LES INCONVENIENTS DES ONDES MILLIMÉTRIQUES .....	59
II.21 NOTION DE RÉSEAU CELLULAIRE.....	60
II.22 STRUCTURE DU RÉSEAU MOBILE 5G.....	60
II.23 ULTRA LARGE BANDE .....	60
II.24 CONCLUSION.....	61
CHAPITRE III ABSORBANT MÉTAMATÉRIAUX POUR UNE MEILLEUR PERFORMANCE DE LA 5G .....	62
III.1 INTRODUCTION .....	63
III.2 THÉORIE ET CONCEPTION DE L' ABSORBANT .....	63
III.3 ANALYSE DE LA STRUCTURE PAR HFSS ET CST .....	66
III.4 INFLUENCE DU FACTEUR D'ECHELLE .....	69

III.5 VÉRIFICATION DE L'EFFET MÉTAMATÉRIAUX .....	72
III.6 INFLUENCE DES PATCHS LATÉRAUX .....	73
III.6.1 Structure avec et sans patchs latéraux .....	73
III.7 INFLUENCE DE L'ANGLE D'INCIDENCE .....	75
III.8 CONCLUSION .....	78
CONCLUSION GENERALE .....	79
RÉFÉREÉNCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	82

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 : Principales fréquences utilisées.....49

Tableau III.1 : Paramètres géométriques de la structure.....64

## LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE I

Figure I.1 : Schéma de la réflexion-transmission d'une onde plane lors d'un saut d'indice : négative à gauche, normale à droite.....	4
Figure I.2 : Représentation des matériaux en fonction de Parties réelle des leurs paramètres constitutifs.....	5
Figure I.3 : Trièdre direct (Matériaux main droite) et Trièdre indirect (Matériaux main gauche). .....	6
Figure I.4 : Spectre de transmission mesuré (pointillé) et calculé (trait continu) d'un réseau de fils (champ électrique parallèle aux fils). La période du réseau est de 6 mm et le rayon des fils est de 0,75 mm [11].....	8
Figure I.5 : Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [13].....	9
Figure I.6 : Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative [15] .....	9
Figure I.7 : Évolution typique de la perméabilité effective (partie réelle) d'un résonateur en anneau fendu (SRR) en fonction de la pulsation.....	10
Figure I.8 : Premiers pas vers la cape d'invisibilité.....	11
Figure I.9 : Illustration des modèles de dispersion de (a) Drude (permittivité d'un réseau de fils), (b) Lorentz (perméabilité d'un SRR) pour une pulsation plasma $\omega p = 5$ , une pulsation de résonance $\omega_0 = 3$ et une pulsation de perte $\omega c = 0,5$ .....	12
Figure I.10 : Schéma équivalent de la cellule unitaire d'une ligne classique (main droite) et duale (main gauche).....	13
Figure I.11 : Schéma équivalent de la cellule unitaire d'une ligne duale incluant les constantes localisées du milieu hôte.....	14
Figure I.12 : Cellules unitaires d'un réseau de lettres (a) $\Omega$ et (b) S interconnectées.....	14
Figure I.13 : Prototype du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée [29].....	15

Figure I.14 : Esquisse conceptuelle : l'angle de déphasage des nanorods suivant un champ magnétique tournant dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation de la lumière entrante polarisée linéairement est détecté via la résonance plasmon anisotrope .....16

Figure I.15: Modèle classique de tronçon de ligne droite (main droite).....17

Figure I.16 : Modèle classique de tronçon de ligne droite (main gauche).....17

Figure I.17 : Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et main droite.....17

Figure I.18 : Modèles de tronçons de ligne CRLH : (a) Sans pertes. (b) Avec pertes.....18

Figure I.19 : Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH, si  $\omega_1 \neq \omega_2$  nous avons un cas non équilibré (présence d'une bande interdite), si  $\omega_1 = \omega_2$  nous avons un cas équilibré.....18

Figure I.20 : Schéma d'une ligne CRLH symétrique de 5 cellules implémentées avec une structure capacité inter digitée/stub en technologie micro-ruban. La couche inférieure du substrat est un plan de masse métallique.....19

Figure I.21 : (a) Schéma du dispositif expérimental. (b) Puissance transmise en fonction de l'angle pour un échantillon en Téflon (courbe pointillée) et un échantillon en métamatériaux (courbe pleine) [38].....20

Figure I.22 : Loi de Snell-Descartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite (a) vers un milieu main droite (angle positif), (b) vers un milieu main gauche (angle négatif).....21

Figure I.23 : Effet de double focalisation d'une lentille MG plane d'indice  $|n_t|$  entourée par deux MMD d'indice  $n_i = |n_t|$ .....22

Figure I.24 : (a) Illustrations des propriétés de la super lentille , (b) focalisation, et (c) amplification des ondes évanescentes.....23

Figure I.25 : (a) Image réalisée avec un faisceau d'ions focalisés. (b) Image développée sur résine photosensible avec une lentille argent. (c) Image développée sur résine photosensible sans une lentille argent. Photos tirées de [42].....24

Figure I.26 : Illustration du principe de cloaking ou contournement d'un obstacle à partir d'une source ponctuelle [43].....24

Figure I.27 : Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet Vue 3D [44].....25

Figure I.28 : Illustration du modèle d'interférence à réflexions multiples de l'absorbant métamatériau. La ligne pointillée jaune désigne le réseau de résonateurs.....28

Figure I.29 : Illustration des travaux de N. I. Landy avec en (a) face avant, en (b) face arrière, et en (c) perspective .....30

Figure I.30 : Représentation de la cellule unitaire, de dimensions millimétriques, de la structure dendritique proposée dans [50] et (b) spectres d'absorption simulés et mesurés.....30

Figure I.31 : Présentation de l'absorbant à métamatériau en dents de scie et de son spectre d'absorption [51].....31

Figure I.32: (a)Présentation de l'absorbant à métamatériau d'eau, (b) présentation des couches de la cellule unitaire [52].....31

Figure I.33 : (a) Présentation schématique de l'absorbant métamatériau à base de silicium et (b) sa cellule unitaire. (c) et sa spectres d'absorption de métamatériau à base de silicium avec des trous coniques et circulaires.....32

Figure I.34 : (a) Simulation d'absorption de spectres diélectriques et (b) Distribution du champ magnétique à la fréquence de résonance et (c) Schéma de l'étirement des résonateurs diélectriques sur une fine couche de caoutchouc conducteur.....33

Figure I.35 :(a) Vue schématique de l'absorbant THz bibande à base de graphène. (b) Vue schématique du métamatériau absorbant.....34

Figure I.36 : (a) Illustration de la disposition d'un absorbant pyramidal (b) Exemple d'absorbant pyramidal.....35

Figure I.37 : Exemple de matériau absorbant chargé progressivement.....36

Figure I.38 : Illustration de la disposition d'une couche Dällenbach.....36

Figure I.39 : (a) Circuit absorbant analogique et (b) son circuit équivalent.....37

Figure I.40 : Regroupement des géométries de base de FSS.....39

Figure I.41 : (a) et (b) présentation de courbes typiques de progression de la permittivité et de la perméabilité d'un matériau magnétique en fréquence .....40

**LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE II**

Figure II.1 : Orientation du champ électromagnétique dans l'espace .....44

Figure II.2 : Le spectre des ondes électromagnétique .....44

Figure II.3 : Polarisation rectiligne ou linéaire et polarisation circulaire [73] .....45

Figure II.4 : Applications d'énergie radiofréquence dans tous les secteurs de la vie quotidienne [74] .....46

Figure II.5 : Le phénomène des interférences électromagnétiques [76].....47

Figure II.6 : Tout système peut être perturbé par son environnement .....47

Figure II.7 : L'émission conduite .....48

Figure II.8 : L'émission rayonnée .....48

Figure.II.9 :Tout système électrique peut être sujet à des champs électromagnétiques .....49

Figure II.10 : Collecte d'énergie : conversion, extraction, stockage.....50

Figure II.11 : Fluctuations de l'onde EM entre émetteur et récepteur.....53

Figure II.12 : Décroissance du niveau du champ électrique E (V/m) à partir de l'émetteur.....53

Figure II.13 : Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel [83] .....54

Figure II.14 : Application du WPT.....55

Figure.II.15: Collecte de l'énergie de l'énergie électromagnétique ambiante (EH : Energy Harvesting).....56

Figure II.16 : Structure d'une Rectenna classique.....56

Figure II.17 : Catégorie d'usages de la 5G [90].....58

Figure II.18 : Bande d'ondes millimétriques.....59

Figure II.19 : small cells (petites cellules) antenne miniatures.....60

Figure II.20 : Notion de réseau cellulaire.....60

Figure II.21 : Dispositifs ultralarge bande fonctionnant au-dessous du « bruit radioélectrique ambiant ».....	61
LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE III	
Figure III.1 : Absorbant Métamatériau proposé avec les paramètres de conception.....	64
Figure III.2 : Vue de dessus de la structure analysée sous CST et HFSS.....	65
Figure III.3(a) Coefficient de réflexion (b) Coefficient d'absorption du MMA analysé par HFSS et CST.....	66 et 67
Figure III.4 : Coefficient de réflexion du MMA analysé par CST et HFSS optimisé avec une fréquence setup de 41,6 GHz.....	68
Figure III.5 : Coefficient d'absorption du MMA analysé par CST et HFSS optimisé avec une fréquence setup de 41,6 GHz.....	69
Figure III.6 : Coefficient de réflexion du MMA analysé par CST (a) et HFSS (b) pour différentes valeurs de facteur d'échelle .....	70
Figure III.7 : Coefficient d'absorption du MMA analysé par CST (a) et HFSS (b) pour différentes valeurs de facteur d'échelle.....	71
Figure III.8 : Partie réelle de l'indice de réfraction n de la structure MMA en fonction de la fréquence .....	72
Figure III.9 : Partie réelle de permittivité relative, de perméabilité relative et de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence.....	73
Figure III.10 : Coefficient de réflexion du MMA avec et sans patches latéraux (facteur d'échelle de 1), (a) CST, (b) HFSS.....	73 et 74
Figure III.11 : Coefficient d'absorption du MMA avec et sans patches latéraux (facteur d'échelle de 1), (a) CST, (b) HFSS.....	74 et 75
Figure III.12 : (a) Coefficient de réflexion ; (b) Coefficient d'absorption ; pour différents angles d'incidence ( $0^{\circ}$ - $50^{\circ}$ ) sous HFSS.....	76
Figure III.13 : (a) Coefficient de réflexion ; (b) Coefficient d'absorption ; pour différents angles d'incidence ( $0^{\circ}$ - $50^{\circ}$ ) sous CST.....	77

**LISTE DES SYMBOLES ET ABRIVIATIONS**

- $f_p$  : Fréquence de plasma  
 $f_c$  : Fréquence de bombardement  
 $\epsilon$  : Permittivité  
 $\mu$  : perméabilité  
 $\epsilon_{\text{eff}}$  : Permittivité effective  
 $\mu_{\text{eff}}$  : Perméabilité effective  
 $\epsilon_0$  : Permittivité du vide  
 $\mu_0$  : Perméabilité du vide  
 $\epsilon_r$  : Permittivité relative  
 $\mu_r$  : Perméabilité relative  
**B** : Constante de phase  
 $\Omega$  : Pulsation  
**APC** : Absorption Parfaite Cohérente  
**ANF** : Agence Nationale des fréquences  
**ANFR** : Agence National des Fréquences  
**ANSYS** : Analyseur system  
**B** : Champ magnétique  
**BST**: BaSrTio  
**BTS**: Base Transceiver Station  
**BGA**: Ball Grid Array  
**CRLH**: Composite right/left-handed  
**CSRR**: Complementary Split-Ring Resonator  
**CEM** : Compatibilité ÉlectroMagnétique  
**CIPRNI** : International Commission Non-Ionizing Radiation Protection  
**CST** : Computer Simulation Technology  
**D** : Déplacement électrique  
**E** : Champ électrique  
**EMI** : Effet des Interférences électromagnétiques  
**EM**: ElectroMagnétique  
**ECC**: Electronic Communications Committee  
**FMR**: Ferro Magnétique Resonance

**FSS:** Fréquence Sélective surface  
**FWHM:** Full Width at Half Maximum  
**FEM :** Méthodes des éléments finis  
**FDTD :** Finite Difference Time Domain  
**GSM :** Globale Système for Mobile  
**GPS :** Globale Position System  
**H :** Excitation magnétique  
**HF:** Haute Fréquence  
**HFSS:** High Frequency Structure Simulator  
**ISM:** Industriel Scientifique and Medical band  
**INC :** Institut National de la Consommation  
**LHM:** Left Handed Material  
**LTE:** long Term Evolution  
**MIMO :** Multiple Input- Multiple Output  
**N :** Indice de réfraction  
**OMS :** Organisation Mondiale de la Santé  
**QFP:** Quad Flat No-lead Package  
**PPY:** Poly pyrrole  
**PA ni:** Poly aniline  
**PCB:** Printed Circuit Board  
**RAM:** Radar Absorbing Materials  
**R:** Reflectance  
**RES :** Reconfigurables Électromagnétiques Surface  
**RF :** Radio Frequency  
**RCS :** Radar Cross Section  
**RFI :** Radio Fréquence Interférence  
**SRR:** Split-Ring Resonator  
**SAR:** Specific Absorption Rate  
**TEM :** Transverse ElectroMagnétique

**TNT** : Télévision Numérique Terrestre

**UV**: Ultra-violets

**UWB**: Ultra Wide Band

**WIFI**: WIreless FIdelity

**WPT** : WIreless Power Transmission

**5G** : 5ème Génération

**4G** : 4ème Génération

**3G** : 3ème Génération

**2G** : 2ème Génération

# **INTRODUCTION**

## **GENERALE**

### INTRODUCTION GÉNÉRALE

La technologie 5G a représenté une avancée majeure dans la transmission de données sans fil. Cette technologie est dédiée à une utilisation accrue dans diverses applications, nécessitant des équipements de taille réduite et des débits élevés. Les ondes millimétriques constituent un bon candidat pour cette nouvelle technologie qui va assurer une très large couverture. Par conséquent, notre espace environnant sera le siège de nombreuses ondes électromagnétiques à fréquences multiples provenant de différentes sources. La collecte d'énergie électromagnétique ambiante est un domaine de recherche en croissance visant à utiliser ces ondes pour alimenter durablement des dispositifs embarqués et des objets connectés à l'internet (IoT).

Le système de collecte d'énergie ou rectenna est constituée d'une antenne pour capter les ondes et système d'adaptation et de redressement pour générer un signal continue. L'antenne doit être conçue de manière à absorber le maximum de puissance dans une bande de fréquence désirée.

En outre, la recherche a montré l'apport des métamatériaux dans l'amélioration des performances des antennes. C'est dans ce cadre que nous avons pour objectif de concevoir et analyser des antennes absorbantes métamatériaux compactes, minces et ultra large bande adaptée aux ondes millimétriques de la technologie 5G. A cet effet, deux logiciels de simulation numériques HFSS et CST seront utilisés pour déterminer et valider les performances de la structure absorbante métamatériau.

L'ensemble de nos travaux de projet de fin d'étude ont été résumés dans un mémoire structuré en trois chapitres, comme suit :

Une introduction générale situe le contexte du travail et les objectifs visés.

Un premier chapitre dresse à la fois l'état actuel des métamatériaux et des absorbants.

Un deuxième chapitre porte sur l'étude de la collecte d'énergie RF (radiofréquence) pour les applications 5G. Cette étude se concentre sur les moyens de collecter et d'utiliser l'énergie RF pour alimenter les dispositifs de communication sans fil dans les réseaux 5G.

Dans le cadre de notre étude, nous avons conçu une structure absorbante à métamatériau sous l'environnement HFSS et CST et puis effectué différentes simulations pour déduire des paramètres caractéristiques tels que le coefficient de réflexion, le coefficient d'absorption et la bande passante. Le troisième chapitre regroupe l'essentiel de ces travaux.

Enfin une conclusion générale résume le travail accompli et dresse des perspectives possibles.

**CHAPITRE I**  
**ÉTAT DE L'ART DES**  
**MÉTAMATÉRIAUX ET**  
**DES ABSORBANTS**  
**MÉTAMATÉRIAUX**

## I.1 INTRODUCTION

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels dont la structuration à des échelles très inférieures aux longueurs d'ondes de travail, permet de les assimiler à des matériaux homogènes. Ceci montre que le concept de métamatériaux peut couvrir tous les domaines de la physique, comme en témoignent les différents travaux publiés dans des domaines tels que l'électromagnétisme incluant l'optique [1, 2], l'acoustique et la fluidique [3]. Toutefois, d'un point de vue historique, les premières études ont été consacrées au contrôle des ondes électromagnétiques et ont été inspirées par les travaux théoriques publiés en 1968 par V.G. Veselago [4]. Au fur et à mesure des études sur les métamatériaux, il est devenu évident que la structuration des matériaux artificiels pouvait également permettre d'obtenir une absorption élevée des ondes électromagnétiques sub longueur d'onde. Les premiers travaux sur les absorbants métamatériaux ont été publiés à partir de 2002, mais c'est à partir de 2008 que l'intérêt pour ce nouveau type d'absorbant s'est intensifié, notamment dans les domaines des micro-ondes, du TéraHertz, de l'infrarouge proche et moyen, ainsi que dans le domaine du visible. Depuis lors, de nombreux travaux ont été consacrés à la conception d'absorbants métamatériaux plus efficaces et à une gamme de fréquences plus large. Les absorbants métamatériaux ont trouvé de nombreuses applications, notamment en compatibilité électromagnétique CEM, en raison de leur capacité à obtenir une absorption complète des ondes électromagnétiques sub longueur d'onde.

Dans ce premier chapitre, nous présentons de manière générale le champ d'étude couvert par les métamatériaux, ce qui nous permet de situer notre travail dans le contexte de cette thématique et d'exploiter ses originalités. Ensuite, nous abordons une étude générale des progrès récents sur la théorie, la conception et la caractérisation des absorbants à métamatériaux, et des absorbants électromagnétiques.

## I.2 ÉTAT DE L'ART DES MÉTAMATÉRIAUX

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour avoir des propriétés électromagnétiques inhabituelles, qui ne se trouvent pas dans la nature. Les métamatériaux ont des applications dans de nombreux domaines, notamment en ingénierie électrique et en optique.

### I.2.1 Définition des métamatériaux

Le terme métamatériaux est composé de deux mots : "méta" et "matériaux". "Méta" est un préfixe grec signifiant "au-delà" ou "un niveau au-dessus". En d'autres termes, les métamatériaux sont des matériaux présentant des propriétés au-delà de celles existant dans les substances naturelles. Les métamatériaux auraient donc des propriétés situées au-delà de celles des matériaux réputés communs. Plus précisément, il s'agit de milieux composites dont la structure interne, conçue et réalisée par l'être humain, interagit avec une onde incidente (électromagnétique, acoustique, sismique) de manière à créer des propriétés macroscopiques dites "effectives" inhabituelles, voire inobservées dans les matériaux naturels. La première théorie concernant leurs propriétés

électromagnétiques a été introduite par le chercheur russe Victor Veselago en 1964 [5]. Les métamatériaux peuvent être ainsi décrits comme des milieux moyens en raison de leurs dimensions propres, très inférieures à la longueur d'onde de travail  $\lambda_g$ . Les métamatériaux ont un indice de réfraction inférieur à 1, voire même négatif ( $n < 0$ ). La figure (I.1) permet de visualiser ce phénomène.

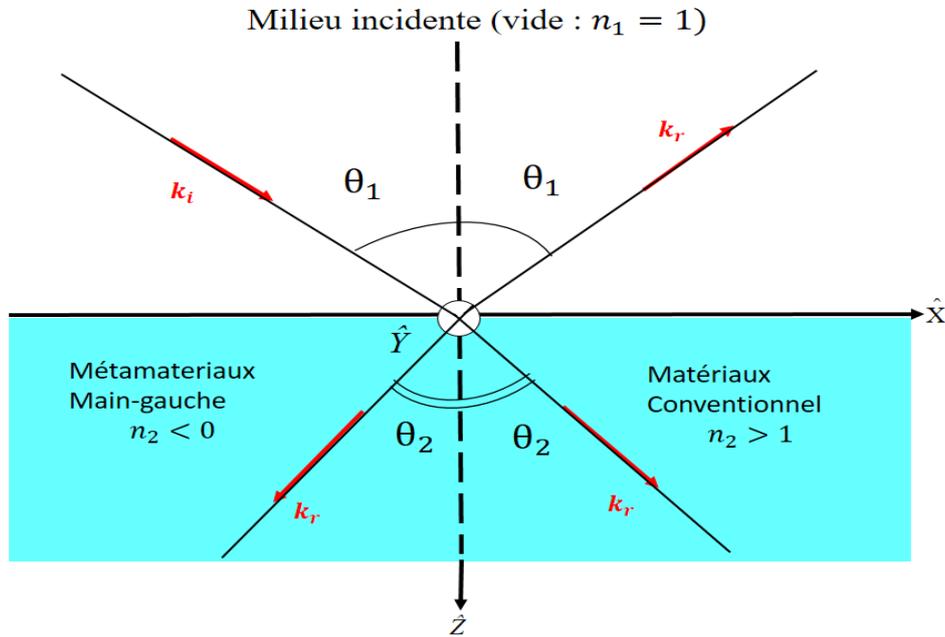


Figure I.1 : Schéma de la réflexion-transmission d'une onde plane lors d'un saut d'indice : négative à gauche, normale à droite.

### I.2.2 Historique des métamatériaux

L'histoire des matériaux aux propriétés inhabituelles remonte bien avant l'introduction du concept de matériaux gauchers LHM par Veselago en 1968 [5]. En effet, dès 1944, le professeur Leonid Mandelstan avait noté la réfraction négative et la possibilité d'une relation inverse entre les vitesses de phase et de groupe, bien que la loi de réfraction de Snell entre deux milieux demeurait inchangée, à l'exception de l'angle de réfraction habituel  $\theta$  [6]. C'est également en 1948 que le chercheur américain WE Kock utilise des structures métalliques conductrices pour manipuler la vitesse de phase des ondes électromagnétiques et créer des lentilles pour les systèmes d'antenne [7]. L'existence de la perméabilité magnétique négative et ses effets anormaux ont été prédits par Veselago en 1968 [5]. Cependant, il a fallu plus de 30 ans pour construire le premier prototype de métamatériau en raison du manque de vérification expérimentale. En 1996, Pendry et son groupe ont proposé un diélectrique à permittivité effective négative utilisant un réseau de tiges métalliques [8]. Trois ans plus tard, en 1999, la même équipe a fabriqué de nouvelles structures appelées "SRR : split ring resonators" qui permettent d'obtenir une perméabilité et une permittivité négatives sous certaines conditions, que nous détaillerons dans ce chapitre.

### I.2.3 Classification des matériaux en fonction de leur permittivité et perméabilité

La représentation que nous utilisons est basée sur une description des matériaux en utilisant leurs parties réelles de permittivité et de perméabilité relatives, notées respectivement  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$ . L'influence des parties imaginaires, qui ne sont pas prises en compte dans ce graphique, sera commentée dans les cas pratiques présentés dans la suite de ce mémoire.

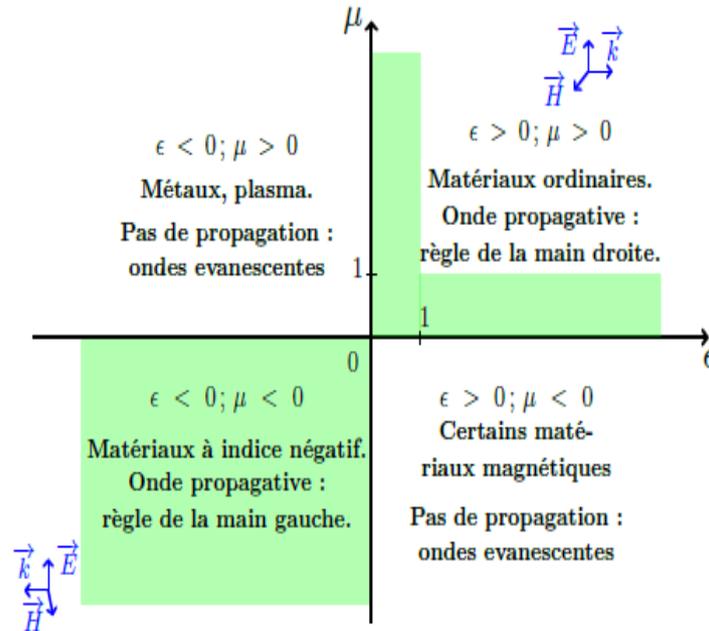


Figure I.2 : Représentation des matériaux en fonction des parties réelles de leurs paramètres constitutifs

En électromagnétisme classique, les ondes se propagent dans un milieu à permittivité et perméabilité positives, correspondant au premier quadrant de la figure (I.2). On parle alors de milieu de main droite, car la propagation peut être décrite par le trièdre direct, avec les vecteurs champs électriques, champ magnétique et vecteur d'onde alignés dans le prolongement des trois doigts de la main droite, comme illustré dans la figure (I.3).

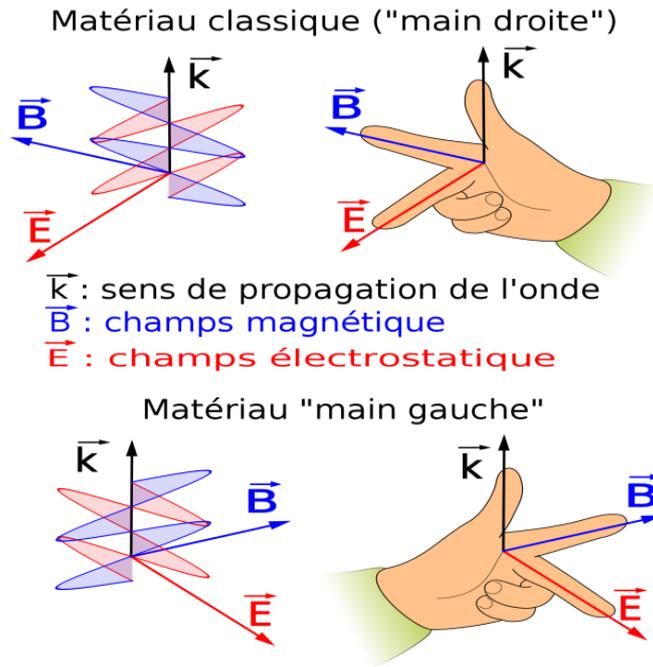


Figure I.3 : Trièdre direct (Matériaux main droite) et Trièdre indirect (Matériaux main gauche).

L'onde qui se propage dans le vide présente des valeurs de  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  égales à 1, et la plupart des milieux de propagation ont des permittivités relatives du même ordre de grandeur. À titre d'exemple, les polymères fréquemment utilisés comme matériaux diélectriques ont des permittivités relatives proches de 2. En revanche, cette valeur est plus élevée dans le cas des semi-conducteurs dopés (de l'ordre de 10). Des valeurs de  $\epsilon_r$  biens plus importantes, de l'ordre de plusieurs milliers, peuvent être obtenues pour des matériaux ferroélectriques tels que le BaSrTiO BST. La perméabilité des céramiques ferromagnétiques telles que les ferrites vaut quelques unités pour des fréquences supérieures au gigahertz et peut dépasser plusieurs milliers à basses fréquences.

Le deuxième quadrant regroupe les milieux à permittivité relative négative. Il est connu que l'ionosphère, qui se comporte comme un plasma, présente des valeurs de  $\epsilon_r$  inférieures à zéro. De la même manière, le comportement des électrons dans un métal est celui d'un plasma, caractérisé par deux fréquences caractéristiques : la fréquence de collision, associée aux temps de libre parcours moyen, et la fréquence plasma  $f_p$ . L'évolution de la permittivité d'un métal en fonction de la fréquence suit le modèle de Drude, défini par l'expression suivante :

$$\epsilon(f) = 1 - \frac{f_p^2}{f(f+j.f_c)} \quad (\text{I.1})$$

Par exemple, l'or est largement utilisé en micro et nano technologie. Sa fréquence de bombardement  $f_c$  est de 10,3 THz et la fréquence de plasma  $f_p$  est de 2175 THz [9], indiquant que la constante diélectrique des métaux tend vers l'unité. Étant donné l'importance de  $f_p$  par rapport à l'infini de  $f_c$ , on peut supposer que la fréquence du plasma correspond au passage par zéro de la permittivité. En dessous de cette valeur, la permittivité  $\epsilon$  devient négative. Ce changement de constant diélectrique

peut être utilisé pour synthétiser des milieux négatifs simples. De plus, la partie imaginaire de cette permittivité indique le régime de perte. Pour remédier à ces deux lacunes, J.B. Pendry a proposé de remplacer le métal par un réseau de fils métalliques pour abaisser la fréquence du plasma par effet de dilution [10]. Cela revient à utiliser des valeurs de fréquence de plasma qui sont intrinsèquement liées aux paramètres géométriques du réseau pour définir un milieu efficace dont le comportement reste régi par la loi de Drude. Cette propriété, combinée à des pertes relativement faibles jusqu'à la limite de l'infrarouge, offre une plage de fréquences de fonctionnement très large. Les ondes peuvent se propager entre les fils et s'apparenter à des conducteurs de microondes parfaits. Du point de vue de la transmission, en prenant en compte un champ électrique parallèle au réseau de fils, le comportement observé est de type passe-haut avec une fréquence de coupure équivalente à la fréquence plasma [11], comme illustré à la figure (I.4). Le spectre de transmission montre également le phénomène de diffraction qui transforme la bande interdite correspondant à l'adaptation induite de la demi-onde et de la périodicité du réseau. Jusqu'à la fréquence de plasma, la demi-longueur d'onde guidée dans le réseau est très petite, ce qui permet de considérer la structure comme un milieu intermédiaire ayant une valeur de permittivité effective associée. Parlons maintenant du régime méta matériel. En revanche, les modes de fonctionnement des cristaux photoniques utilisent des régions de diffraction situées aux fréquences les plus élevées. En raison de la nature passe-haut de la structure, la plage de fonctionnement à permittivité effective négative correspond au régime d'évanescence, limitant considérablement son utilisation en tant que milieu négatif unique. La première possibilité est d'utiliser ce réseau avec des milieux à perméabilité effective négative. Une largeur de bande peut être définie pour correspondre à une plage de valeurs de permittivité et de perméabilité efficaces négatives. Cette idée a été développée en 1999 par J.B. Pendry et DR Smith. La deuxième façon consiste à utiliser des modes dispersifs d'ordre supérieur. Dans ce cas, on peut observer le phénomène de réfraction négative, qui résulte du repliement des bandes dans la zone de Brillouin. Cependant, les dimensions du réseau métallique étant du même ordre de grandeur que la longueur d'onde du guide d'onde, cette structure ne peut être décrite par les paramètres constitutifs effectifs en tant que milieu moyen. La réfraction négative à l'état de cristal photonique peut également être observée dans les réseaux diélectriques. Dans ce cas, les pertes métalliques et la structuration dans le domaine des sous-longueurs d'onde sont importantes pour les longueurs d'onde optiques, où elles peuvent constituer des obstacles. Sur la base de ce principe, le phénomène de focalisation de la lumière d'une lentille plane à une longueur d'onde de  $1,5 \mu\text{m}$  a été démontré expérimentalement.

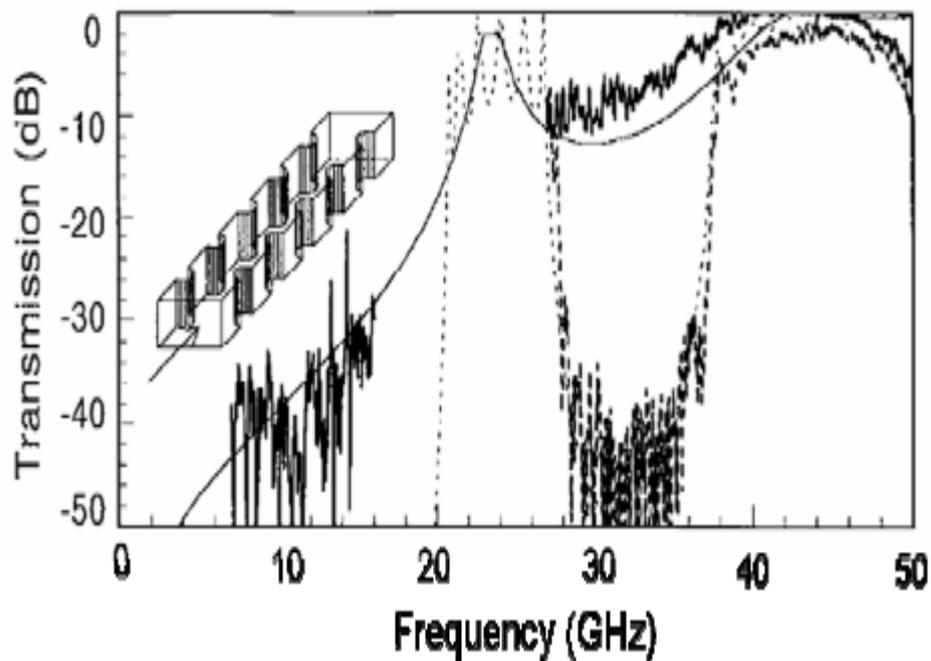


Figure I.4 : Spectre de transmission mesuré (pointillé) et calculé (trait continu) d'un réseau de fils (champ électrique parallèle aux fils). La période du réseau est de 6 mm Le rayon des fils est de 0,75 mm [11].

Le troisième cadran de la figure (I.2) regroupe les matériaux à perméabilité négative. Des valeurs négatives de perméabilité peuvent être observées dans certains alliages [12]. S'il est possible, en principe, d'exploiter ces propriétés pour la conception de dispositifs, la mise en œuvre pratique peut s'avérer délicate en raison de la disponibilité du matériau considéré, des faibles valeurs de  $\mu_r$  et des bandes de fréquences limitées. Comme pour les structures à perméabilité effective négative, on va chercher à synthétiser un milieu dont le spectre de perméabilité pourra être accordé en fonction des dimensions géométriques, sur un large domaine spectral. Cependant, à la différence du réseau de fils qui tire parti de la permittivité négative d'un métal figure (I.5), on va tenter de générer du magnétisme de manière artificielle, à partir de matériaux non magnétiques. L'idée proposée par J. B. Pendry en 1999 consiste à utiliser des boucles métalliques de faible encombrement au regard de la longueur d'onde, est une exploitation directe du théorème d'Ampère établissant la relation entre le champ magnétique et le courant qui traverse un conducteur.

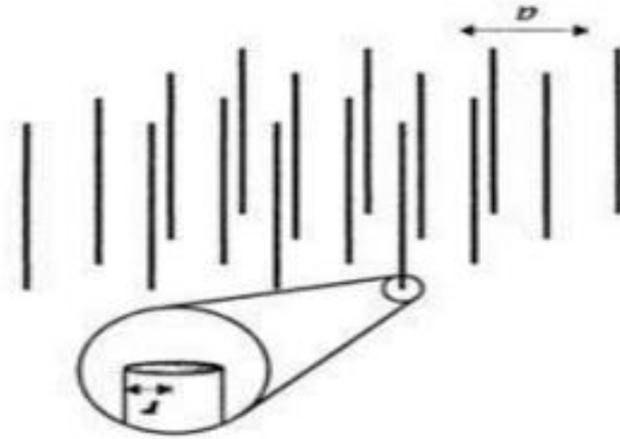


Figure I.5 : Structure du réseau de fils métalliques minces proposé par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [13].

Une résonance de la perméabilité effective peut être observée dans un résonateur en anneau fendu, appelé "Split Ring Resonator" SRR en anglais, Figure (I.6) lorsqu'il est excité par un champ magnétique parallèle à son axe [14].

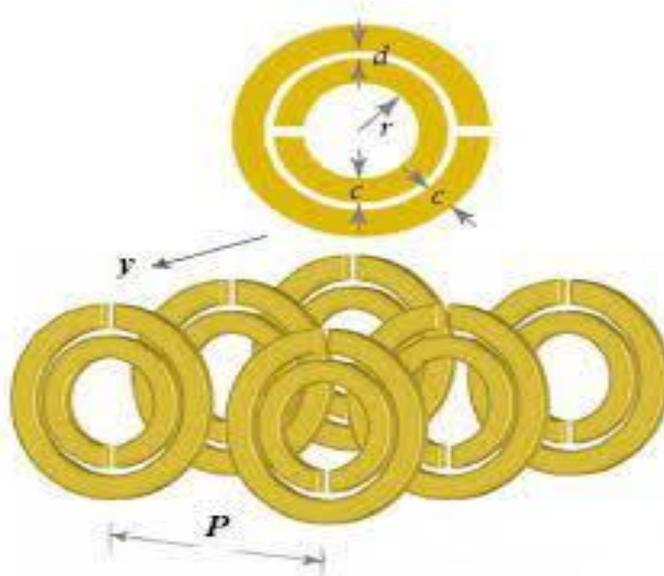


Figure I.6 : Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative [15].

La caractéristique typique de ce phénomène en fonction de la fréquence suit une évolution de Lorentz figure (I.7) où  $\omega_0$  correspond à la pulsation de résonance de la boucle de courant métallique. A cette pulsation, la valeur de la perméabilité effective devient négative et repasse par zéro à la pulsation  $\omega_{mp}$  désignée comme la pulsation plasma magnétique, par analogie avec la pulsation plasma électrique. Lorsque l'on s'éloigne de cette résonance, la perméabilité effective tend vers l'unité.

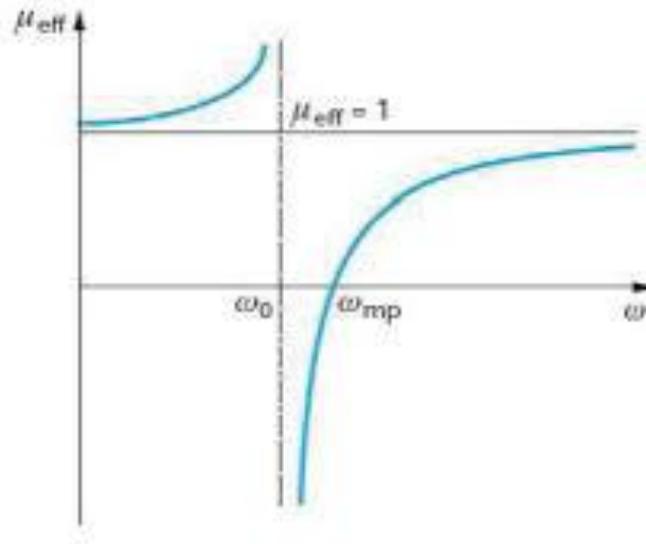


Figure I.7 : Évolution typique de la perméabilité effective (partie réelle) d'un résonateur en anneau fendu (SRR) en fonction de la pulsation.

Comme décrit précédemment, l'obtention d'une permittivité effective est la conséquence de l'interaction d'une onde incidente avec un réseau, tandis que le magnétisme artificiel est un phénomène local. En 2001, le groupe de D. R. Smith a effectué la première démonstration expérimentale d'un phénomène de réfraction négative en superposant des réseaux de fils et de boucles de courant [16]. Fondamentalement, l'utilisation de résonateurs fendus peut être étendue jusqu'au domaine de l'optique. Cependant, à ces longueurs d'onde, les dispositifs souffrent de pertes relativement importantes. En outre, on observe un phénomène d'inertie des porteurs de charge qui entraîne une saturation de la réponse magnétique des résonateurs. L'utilisation de matériaux ferroélectriques ou ferromagnétiques peut constituer une alternative aux structures métamatériaux métalliques. Dans le premier cas, on cherche à tirer parti des fortes valeurs de permittivité pour confiner l'énergie électromagnétique dans un volume dont les dimensions sont faibles devant la longueur d'onde de travail. Dans ce cas, on peut observer des résonances du courant de déplacement, ou résonances de Mie, susceptibles d'inverser la polarisation du champ magnétique. Des chercheurs [17] ont montré que le magnétisme artificiel dans les plots de BST, pouvait être utilisé pour concevoir une cape d'invisibilité Figure (I.8).

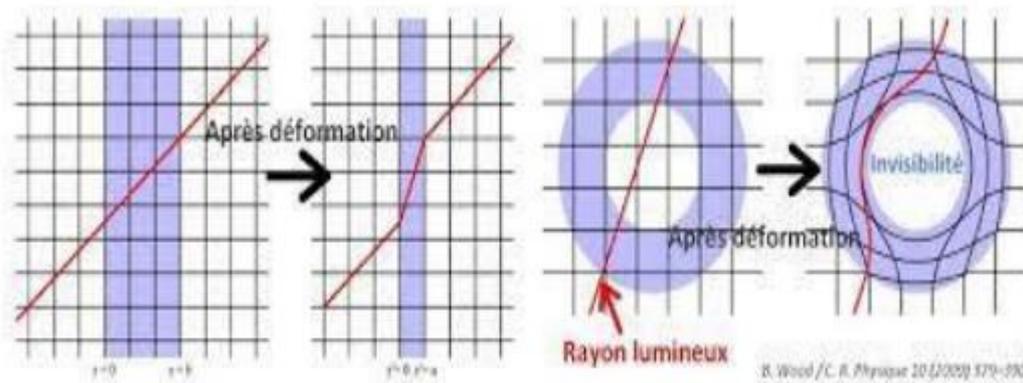


Figure I.8 : Premiers pas vers la cape d'invisibilité.

Cela permet de masquer les objets contre les ondes planes incidentes dans la gamme des Téra hertz [17]. Des valeurs négatives de la permittivité effective peuvent également être observées en excitant des modes résonnants. En principe, il est possible de superposer les réponses magnétiques et électriques pour définir un milieu doublement négatif correspondant au quatrième quadrant de la figure (I.2). Dans le second cas, des valeurs de perméabilité négatives peuvent être observées dans les logs de ferrite dans des conditions de résonance ferromagnétique FMR [18]. Récemment, cette propriété a été exploitée pour définir un milieu doublement négatif constitué d'un réseau de microfils ferromagnétiques de CoSiB. Dans ce cas, la perméabilité effective négative est attribuée à la métallicité des microfils. Ces matériaux ferroélectriques et ferromagnétiques ne sont pas utilisés dynamiquement dans le cadre de ce permis. En résumé, les développements récents dans les métamatériaux ont rendu les quatre quadrants de la figure (I.2) disponibles en structurant des matériaux métalliques, ferroélectriques ou ferromagnétiques. Pour l'essentiel, les milieux purement négatifs correspondant aux cadrans 2 et 3 sont éphémères. Les milieux doublement négatifs, en revanche, peuvent se propager de la même manière que les milieux doublement positifs. Dans la section suivante, nous discutons de diverses méthodes pour synthétiser des milieux doublement négatifs à partir d'inclusions métalliques.

## I.2.4 Ingénierie des métamatériaux métalliques doublement négatifs

### I.2.4.1 Superposition de deux milieux simplement négatifs

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu qu'il est possible de synthétiser un milieu à permittivité effective négative  $\epsilon_{eff}$  et perméabilité magnétique  $\mu_{eff}$  respectivement à partir d'un réseau de fils et des boucles de courant. Une idée supplémentaire consiste à superposer ces deux réseaux pour définir un milieu doublement négatif, caractérisé par un indice de réfraction négatif  $n$ , qui est défini par la relation.

$$n = \sqrt{\mu_{eff} \cdot \epsilon_{eff}} \quad (I.2)$$

D'un point de vue constructif, il est important de couvrir la plage de fréquences de permittivité et de perméabilité effective négatives afin de définir la bande passante à gauche en choisissant les

dimensions géométriques de chaque milieu. La figure (I.9) montre les fonctions de dispersion de Drude et de Lorentz représentant respectivement la permittivité effective du réseau de câbles et la perméabilité effective du SRR. La réponse SRR définit, en première approximation, la largeur de bande du milieu doublement négatif entre la fréquence de résonance et la fréquence du plasma magnétique. D'un point de vue pratique, il est souhaitable de minimiser les pertes, qui se manifestent par une augmentation de la partie imaginaire. Par conséquent, les dimensions géométriques sont optimisées pour placer la plage de fréquences de perméabilité effective négative juste avant la fréquence électrique du plasma. De plus, ce critère de conception permet de travailler avec des valeurs d'indice de réfraction proches de 1, une exigence pour les applications de focalisation [19].

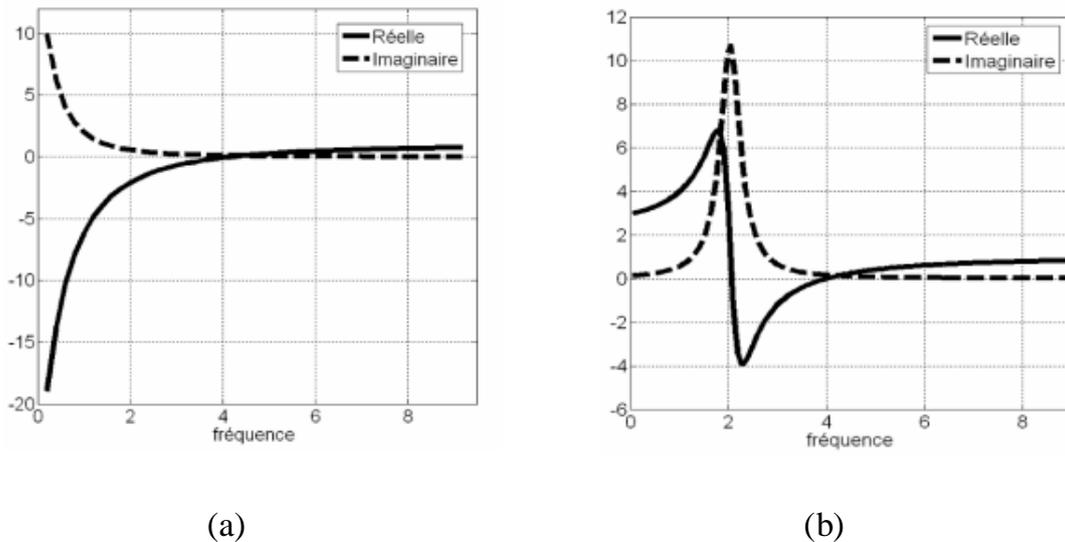


Figure I.9 : Illustration des modèles de dispersion de (a) Drude (permittivité d'un réseau de fils), (b) Lorentz (perméabilité d'un SRR) pour une pulsation plasma  $\omega_p=5$ , une pulsation de résonance  $\omega_0=3$  et une pulsation de perte  $\omega_c=0,5$ .

Les matériaux doublement négatif ont une réponse en fréquence différente des matériaux simplement négatif en raison de l'imbrication de résonateurs éclatés dans des réseaux filaires, qui modifie le facteur de remplissage et entraîne un décalage de la fréquence électrique du plasma. Les effets de couplage entre des objets métalliques étroitement espacés affectent également la réponse globale du système. Le design de réseaux négatifs simples offre plus de flexibilité que celui des milieux doublement négatifs, qui nécessitent une même période pour être définis. Ces problèmes liés à la résonance et au caractère fortement dispersif des résonateurs splittés se traduisent par un spectre de transmission avec une bande gauche relativement étroite et un niveau de transmission affecté par la perte accrue associée à la résonance SRR. Une alternative à cette approche est le concept de conduit double, qui sera décrit dans la suite.

### I.2.4.2 Concept de ligne duale

Ce concept s'appuie sur la représentation d'une ligne de propagation TEM au moyen d'éléments distribués. Le schéma équivalent d'une cellule unitaire sans pertes fait intervenir un terme d'inductance en série  $L_s$  associée à un terme de capacité en parallèle  $C_p$  figure (I.10.a). La constante de phase est alors donnée par l'expression :

$$\beta = \omega \sqrt{L_s \cdot C_p} \quad (I.3)$$

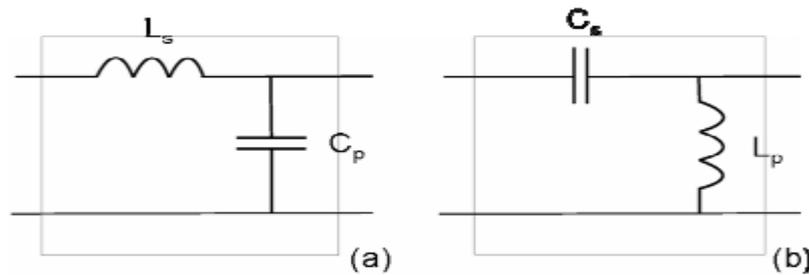


Figure I.10 : Schéma équivalent de la cellule unitaire d'une ligne classique (main droite) et duale (main gauche).

Si l'on permute la position des éléments inductif et capacitif, on obtient le schéma de la figure (I.10.b). Dans ce cas, on peut montrer que la constante de phase est donnée par :

$$\beta = \frac{1}{\omega \sqrt{L_p \cdot C_s}} \quad (I.4)$$

L'équation (I.4) révèle une solution négative, ce qui permet aux doublets de se propager en opposition de phase. Cette approche a été développée par T. Itoh [20], et G.V. Eleftheriades [21] a conduit à la conception de nombreux dispositifs tels que des filtres, des coupleurs et des déphaseurs. En outre, cette approche peut permettre la focalisation sub-longueur d'onde et offre une bande passante plus large et une transmission plus élevée que les milieux doublement négatifs avec cavités. Le concept semble prometteur pour les gammes de longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques, mais la figure (I.10.b) est difficile à synthétiser en microondes. En pratique, on utilise la ligne de transmission classique et elle est chargée cycliquement par des éléments locaux tels que des inductances shunt et des condensateurs série, donnant ainsi le schéma équivalent de la figure (I.11). Ce circuit équivalent contient des termes d'inductance série et shunt, mais également des termes de capacité série et shunt décrivant le milieu hôte. La réponse en fréquence d'un doublet réel est également déterminée par des phénomènes de résonance, mais contrairement aux matériaux doublement négatif basés sur SRR, la transmission inclut des contributions de deux fréquences de résonance différentes : L'une correspondant au circuit série et l'autre au circuit parallèle. En cas d'égalité des fréquences de résonance série ( $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$ ) et parallèle ( $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}$ ) [37], obtenue

pour la condition  $L_p C_p = L_s C_s$ , le diagramme de dispersion présente une continuité des bandes gauches et droites sans bande interdite, appelé comportement composite équilibré. Le point de croisement, caractérisé par une vitesse de phase nulle à vitesse de groupe non nulle, est particulièrement intéressant en termes d'applications dans la mesure où il correspond à un régime de longueur d'onde infinie. Ainsi, ce point permet de s'affranchir de la limitation liée à la longueur électrique [22] pour la conception des structures de propagation ou de rayonnement.

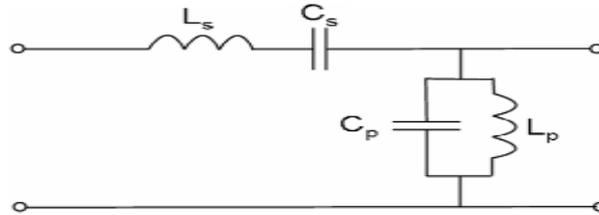


Figure I.11 : Schéma équivalent de la cellule unitaire d'une ligne duale incluant les constantes localisées du milieu hôte.

Les structures symétriques peuvent avoir différents déphasages en fonction de la fréquence. Il est possible de modifier le déphasage en décalant la fenêtre de transmission par rapport à la fréquence centrale. Les lignes duplex ont l'avantage d'être non résonnantes, mais leur conception en trois dimensions peut être difficile. Les doublets ne sont pas strictement non résonnantes, mais ils peuvent être accordés en ajustant les constantes locales. Une approche hybride entre doubles médias négatifs et double lignes de treillis métallique et résonateur divisé peut être envisagée. Un réseau de boucles de courant interconnecté est introduit dans ce contexte.

### I.2.4.3 Réseaux de boucles de courant interconnectées

Les coefficients de qualité élevés observés dans les résonateurs en anneaux fendus peuvent satisfaire les critères de sélectivité et de compacité des filtres [23]. En revanche, ils ne sont pas favorables en matière de largeur de bande et de niveaux de pertes élevés. Ce coefficient de qualité peut être réduit en interconnectant plusieurs résonateurs. C'est l'idée des chaînes infinies de motifs  $\Omega$  ou S [24], dont les cellules unitaires sont représentées à la figure (I.12).

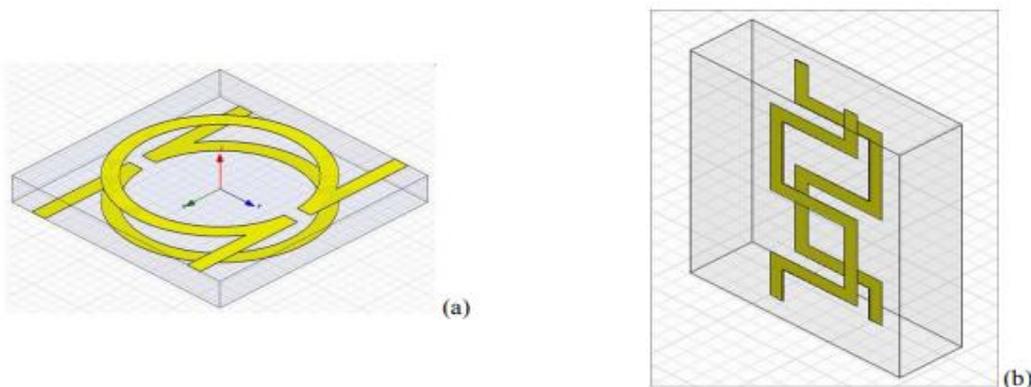


Figure I.12 : Cellules unitaires d'un réseau de lettres (a)  $\Omega$  et (b) S interconnectées.

Fondamentalement, ce type de motif comprend des dipôles électriques et des dipôles magnétiques, permettant ainsi la synthèse d'un milieu double négatif à partir d'un seul réseau de particules identiques plutôt que de superposer un réseau de fils et une cavité divisée. La modélisation de ces réseaux avec des éléments localisés permet de mettre en évidence les contributions des termes capacitifs en série et des termes inductifs en parallèle [25]. Ainsi, la particule  $\Omega$ , constituée de deux lettres, est modélisée en première approximation par un élément localisé décrivant la maille unitaire du doublet. Cela conduit à un mouvement composite présentant des largeurs de bande gauchère et droitère. Lorsque l'équilibre est confirmé, cette possibilité de travailler avec des indices de réfraction négatifs, nuls ou positifs dans une approche volumétrique de métamatériaux est d'un grand intérêt dans le domaine de la sélection d'angle [26]. De plus, ces réseaux interconnectés présentent des avantages par rapport aux métamatériaux composés de fils et de SRR à ondes millimétriques et sub millimétriques en raison de leur large bande et de leurs faibles pertes.

Ces structures métamatériaux sont principalement unidimensionnelles et ne peuvent atteindre la gamme complète de paramètres effectifs négatifs que dans des conditions spécifiques de polarisation de l'onde incidente [27]. Malgré leur potentiel pour les hautes fréquences, leur polarisation présente des barrières technologiques aux longueurs d'onde submillimétriques, car leur fabrication requiert des processus planaires. Des polarisations alternatives peuvent accentuer le régime de réfraction négatif, mais cela implique la perte des avantages des propriétés large bande [28]. Cela a conduit au développement de structures métamatériaux pour une incidence normale.

### I.2.4.4 Métamatériaux pour l'incidence normale

Les plans de cavité fendus peuvent être excités par des contributions de champ électrique sous incidence normale. Cependant, dans de nombreux cas, l'activité magnétique n'est pas suffisante pour inverser le signe de la perméabilité. Cette difficulté constitue un obstacle à leur application, en particulier aux hautes fréquences où l'inversion potentielle est inévitablement masquée par des pertes. Pour remédier à cela, une structure spécialement conçue pour l'incidence normale repose sur l'idée de réaliser une boucle de courant dont l'axe de rotation est parallèle au plan du motif. La première solution consiste à fabriquer le résonateur perpendiculairement au substrat figure (I.13).

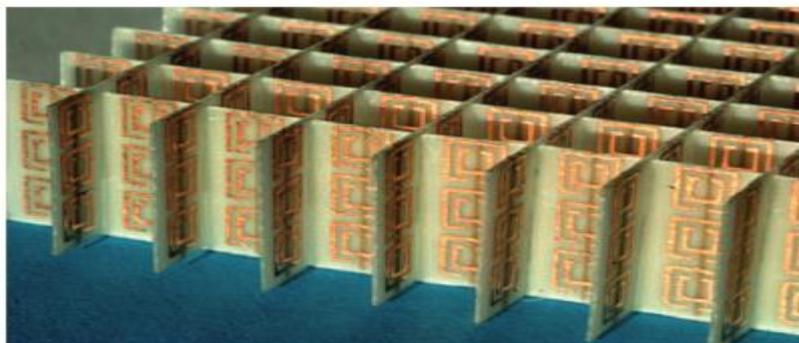


Figure I.13 : Prototype du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée [29].

Cette solution reprend le concept du SRR en utilisant des techniques de fabrication spécifiques. La seconde solution exploite les contributions des courants de conduction et de déplacement au sein d'une particule composée de deux rubans métalliques séparés par une couche diélectrique. Il s'agit du concept de nanorod introduit par Shalaev figure (I.14).

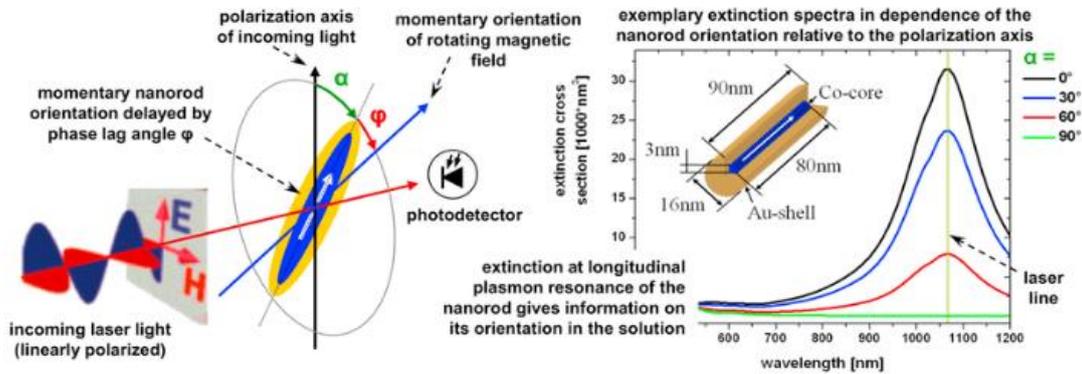


Figure I.14 : Esquisse conceptuelle : l'angle de déphasage des nanorods suivant un champ magnétique tournant dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation de la lumière entrante polarisée linéairement est détecté via la résonance plasmon anisotrope.

En travaillant uniquement avec des nanorods, il semble difficile de superposer les réponses magnétiques et électriques pour définir une particule double négative. Ce problème peut être surmonté en combinant un réseau de nanorods, c'est-à-dire des dipôles magnétiques, avec un réseau de rubans métalliques continus qui peuvent synthétiser des milieux à perméabilité effective négative. Le concept de structure fishnet [30] utilise cette idée en connectant les nanorods ensemble dans la direction du champ électrique. On retrouve ici l'idée d'un réseau de boucles de courant interconnectées transférées dans le plan perpendiculaire au vecteur d'onde. Si l'on souhaite tirer pleinement parti des propriétés de réfraction anormale, il est indispensable de définir une structure en volume, ce qui revient à empiler plusieurs plans de motifs tels que ceux précédemment décrits. Suivant ce principe, les auteurs Zhang et al. ont récemment démontré la réfraction négative autour de 1,7 nm à partir d'un prisme défini dans un empilement de plusieurs couches structurées par des réseaux fishnet [31]. Parallèlement, le groupe de M. Sorolla a fait la même démonstration aux longueurs d'onde millimétriques à partir d'un prisme constitué de grilles métalliques percées par des ouvertures sous longueur d'onde. Il convient de souligner la parenté entre les deux structures précédemment décrites. En effet, en vertu du principe de Babinet [32], le réseau de nanorods peut être perçu comme un réseau fishnet complémentaire. De même, en première approximation, le réseau fishnet présente des similitudes avec les réseaux sous longueur d'onde.

### I.2.5 Composition main droite et gauche CRLH (composite right left handed)

La théorie des lignes de transmission permet de modéliser une ligne de propagation classique en mode TEM comme un réseau de cellules unitaires identiques mises en cascade. La longueur de chaque cellule unitaire, qui correspond à un tronçon de ligne, est choisie petite par rapport à la longueur d'onde.

Dans le cas idéal, une cellule unitaire est composée d'une inductance en série LR et d'une capacité en parallèle CR comme le montre la figure (I.15).

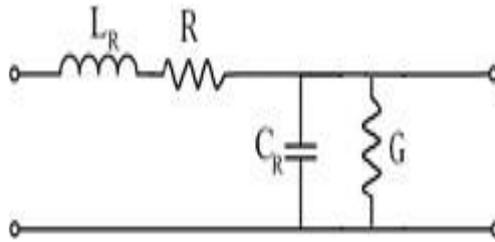


Figure I.15 : Modèle classique de tronçon de ligne droit (main droite).

Cependant, dans la pratique, on doit prendre en compte les pertes métalliques (élément R) et les pertes diélectriques (élément G) associées aux matériaux utilisés pour fabriquer la ligne de transmission. En inversant la position de la capacité et de l'inductance dans le modèle électrique, on obtient une permittivité et une perméabilité négatives, ce qui correspond à la topologie inverse de la ligne de transmission traditionnelle. Cette nouvelle configuration est appelée ligne de transmission main gauche (LH-TL) et est illustrée dans la figure (I.16).

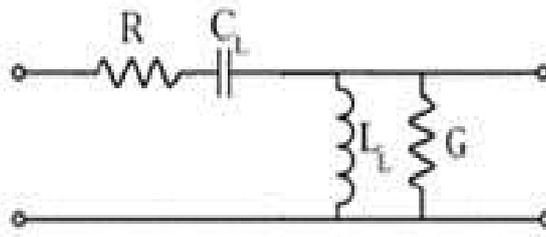


Figure I.16 : Modèle classique de tronçon de ligne droit (main gauche).

Le diagramme de dispersion de la ligne droite est représenté par une ligne droite car les vitesses de phase et de groupe, définies respectivement par les équations  $v_\varphi = \frac{\omega}{k} > 0$  et  $v_g = \frac{\partial\beta}{\partial\omega} > 0$  sont toutes deux positives, en raison de la relation de dispersion  $\beta = \omega\sqrt{L_R C_R}$ .

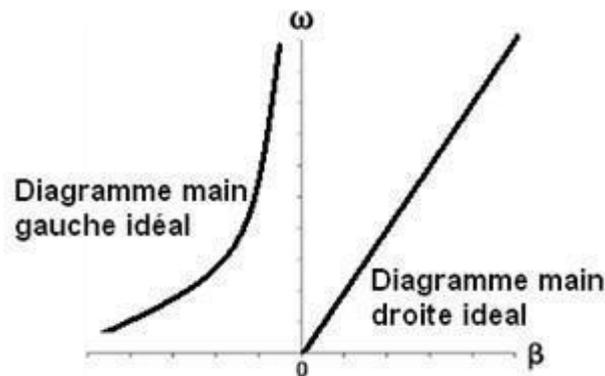


Figure I.17 : Diagrammes de dispersion correspondant aux deux cas idéaux de lignes main gauche et de ligne main droite.

En revanche, pour la ligne courbe, représentée sur la figure (I.17), le diagramme de dispersion est dispersif et la valeur de  $\beta$  est négative en raison de la relation de dispersion  $\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{L_C C_L}}$ . Dans ce cas, les vitesses de phase et de groupe sont opposées, mais grâce au signe négatif de  $\beta$ , la vitesse de groupe reste positive, ce qui se traduit par une courbe toujours croissante. Cela correspond à un scénario physique où l'énergie se propage dans une direction positive.

En pratique, il est compliqué d'avoir une ligne qui soit entièrement main gauche, car les éléments main gauche nécessitent des connexions avec des segments de ligne classique, ce qui implique l'utilisation d'éléments main droite. Ainsi, dans la pratique, on obtient souvent une ligne composite main droite / main gauche ou ligne CRLH, comme représenté sur la figure (I.18.a). La figure (I.18.b) montre le modèle CRLH intégrant les pertes.

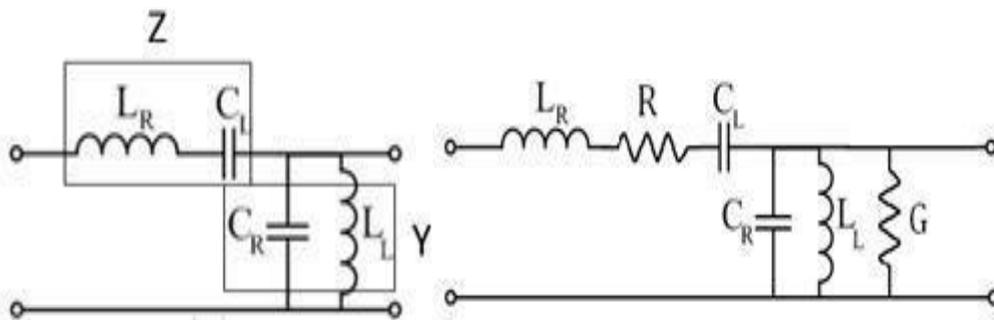


Figure I.18 : Modèles de tronçons de ligne CRLH : (a) Sans pertes. (b) Avec pertes.

Dans le cas du modèle CRLH sans pertes, on a :

$$\beta = \pm \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)} \quad (I.5)$$

En basses fréquences, le paramètre  $\beta$  adopte principalement un comportement de main gauche, tandis qu'en hautes fréquences, il se comporte davantage comme une main droite.

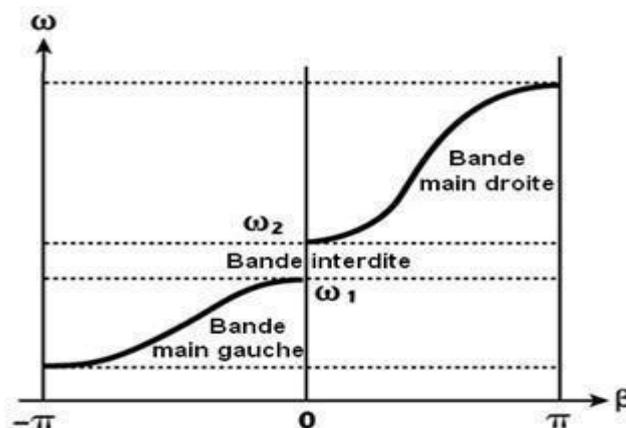


Figure I.19 : Diagramme de dispersion correspondant à une ligne CRLH, si  $\omega_1 \neq \omega_2$  nous avons un cas non équilibré (présence d'une bande interdite), si  $\omega_1 = \omega_2$  nous avons un cas équilibré.

La Figure (I.19) montre qu'il peut y avoir une bande interdite entre les deux bandes de transmission, l'une correspondant à la main droite et l'autre à la main gauche. Les deux fréquences qui délimitent la bande interdite sont données par :

$$\omega_1 = \min\left(\frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}\right) \quad \text{Et} \quad \omega_2 = \max\left(\frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}\right) \quad (\text{I.6})$$

Il est possible que la bande interdite ne soit pas présente, ce qui entraîne une transmission continue entre la bande de la main gauche et celle de la main droite. Ce phénomène est appelé cas équilibré, et il se produit lorsque les deux résonances du circuit sont identiques  $\sqrt{L_R C_R} = \sqrt{L_L C_L}$ , c'est-à-dire lorsque  $\omega_1 = \omega_2$ .

## I.2.6 Applications des métamatériaux électromagnétiques

### I.2.6.1 Propagation guidée

Même si plusieurs démonstrations expérimentales ont utilisé un environnement de guide rectangulaire [33-34], en ce qui concerne les applications, on s'intéresse plus particulièrement aux structures plaquées de type coplanaire ou microstrip en raison de leur facilité de mise en œuvre. De plus, l'argument de la compacité des structures métamatériaux devient caduc si la structure est insérée dans un guide métallique encombrant.

Cette propriété de compacité des filtres à métamatériaux repose sur l'emploi de circuits résonnants. En effet, dans l'approche du réseau doublement négatif, on peut tirer parti des forts coefficients de qualité présentés par les SRR pour obtenir de grandes sélectivités et des réjections importantes à partir d'un nombre réduit de cellules unitaires.

Un exemple de structure métamatériau en technologie microruban est schématisé sur la figure (I.20).

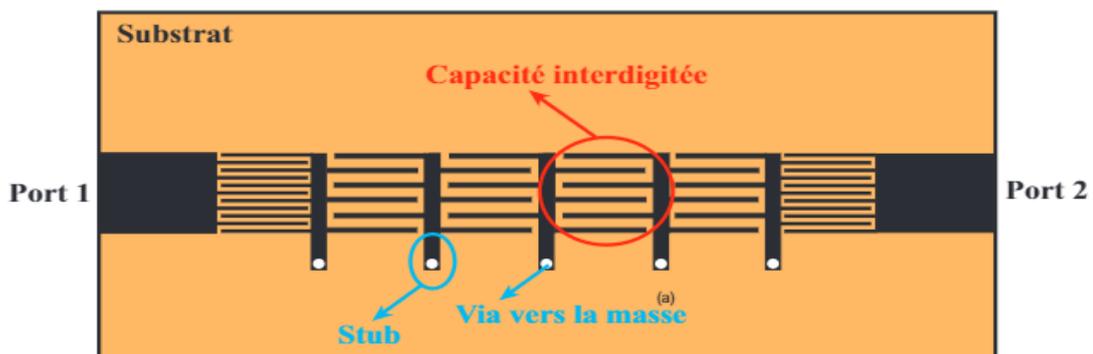


Figure I.20 : Schéma d'une ligne CRLH symétrique de 5 cellules implémentée avec une structure capacité interdigitée/stub en technologie microruban.

La couche inférieure du substrat est un plan de masse métallique.

Par ailleurs, dans l'approche de la ligne duale, on peut définir un résonateur d'ordre zéro à la condition d'équilibre du régime composite équilibré [35]. En principe, ce résonateur exploite un

régime de longueur d'onde infinie et peut donc être infiniment petit. Toutefois, sa mise en œuvre repose sur l'utilisation d'éléments localisés qui présentent un certain encombrement. Dans la pratique, on peut cependant admettre un encombrement plus faible que la demi-longueur d'onde correspondant au résonateur d'ordre 1. Il convient de préciser que cette condition d'équilibre, qui repose sur une stricte égalité des fréquences de résonance série et parallèle, peut être difficile à maîtriser en raison des tolérances de fabrication. Indépendamment de la compacité, les structures métamatériaux offrent de nouveaux degrés de liberté pour l'optimisation des gabarits de filtrage. Dans ce contexte, les différentes études menées à base de SRR et de SRR complétés CSRR, par le groupe de F. Martin, offrent un large éventail de possibilités [36].

### I.2.6.2 Propagation en espace libre

Les structures métamatériaux en espace libre s'appuient sur le concept de surface sélective en fréquence, également connue sous le nom de Frequency Sélective Surface FSS, qui a été largement exploré depuis la seconde moitié du XX<sup>ème</sup> siècle [37-38]. Les dispositifs de base sont des surfaces partiellement masquées par des motifs métalliques. La transmission d'une onde, en incidence normale ou oblique, à travers ces surfaces, dépend de la fréquence. Les FSS sont largement utilisées aux longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques pour la propagation en espace libre. En première approximation, le comportement d'une FSS peut être décrit par un schéma équivalent. Ainsi, la structuration la plus simple consiste à définir un réseau de rubans métalliques. Selon la polarisation de l'onde incidente, on peut observer un comportement inductif si le vecteur champ électrique est parallèle aux rubans, ou capacitif s'il est perpendiculaire. La figure (I.21) montre le schéma d'un dispositif expérimental, la flèche noire représente le faisceau microonde réfracté en traversant le prisme. Un détecteur, selon l'angle de réfraction, détermine la puissance transmise en fonction de l'angle pour un échantillon en Téflon (courbe pointillée) et un échantillon en métamatériaux (courbe pleine), l'angle de réfraction est positif pour le Téflon et négatif pour les métamatériaux [38].

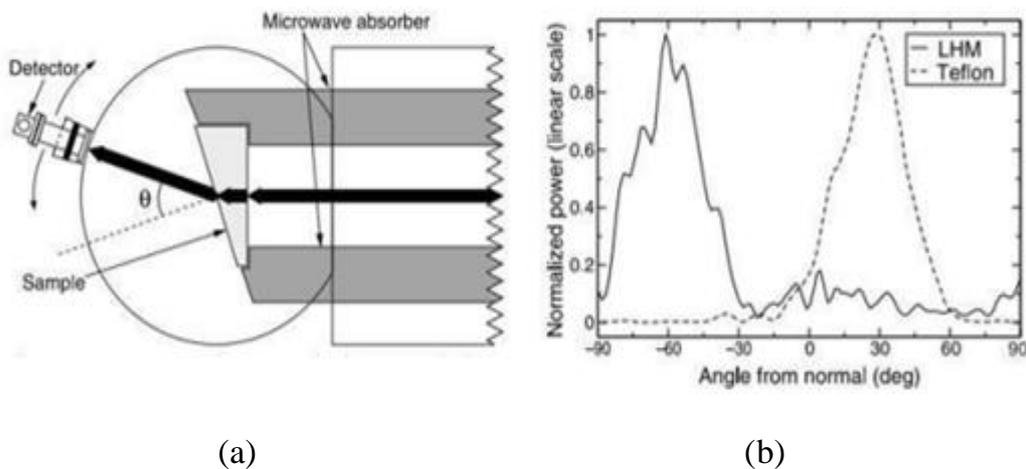


Figure I.21 : (a) Schéma du dispositif expérimental. (b) Puissance transmise en fonction de l'angle pour un échantillon en Téflon (courbe pointillée) et un échantillon en métamatériaux (courbe pleine) [38].

I.2.6.3 Réfraction

Le travail précurseur de V. G. Veselago, publié en 1968, a montré qu'un milieu doublement négatif pouvait être décrit par un indice de réfraction négatif [4]. Cette hypothèse a été vérifiée, environ 30 ans plus tard, par la démonstration expérimentale de D. R. Smith [1]. Cette première expérience de réfraction a été largement reprise par différents groupes de recherche comme outil de description qualitative et quantitative [2, 27, 39]. D'un point de vue théorique, la réfraction négative est décrite par la loi de Snell-Descartes énoncée par la relation suivante :

$$n_1 \sin\theta_1 = n_2 \sin\theta_2 \tag{I.7}$$

Où  $n_1$  et  $n_2$  sont les indices de réfraction des milieux 1 et 2 respectivement, tandis que  $\theta_1, \theta_2$  représentent les angles de réfraction par rapport à la normale de leur plan de jonction. Par conséquent, la mesure de l'angle de réfraction en fonction de la fréquence permet de déduire l'évolution de l'indice donc de reconstituer le diagramme de dispersion. En matière d'application, la possibilité de faire varier l'indice de réfraction d'un matériau effectif peut être mise à profit pour le routage de l'information [40] ou pour contrôler le diagramme de rayonnement d'une antenne. Il convient de rappeler que beaucoup de structures, notamment celles constituées de réseaux de fils et de SRR sont fortement anisotropes. C'est la raison pour laquelle la plupart des expériences de réfraction sont menées sur des prismes, ce qui permet de conserver une direction de propagation parallèle à la normale à l'intérieur de la structure métamatériau. La réfraction est alors mesurée dans l'air lorsque l'onde traverse la face inclinée du prisme figure (I.22).

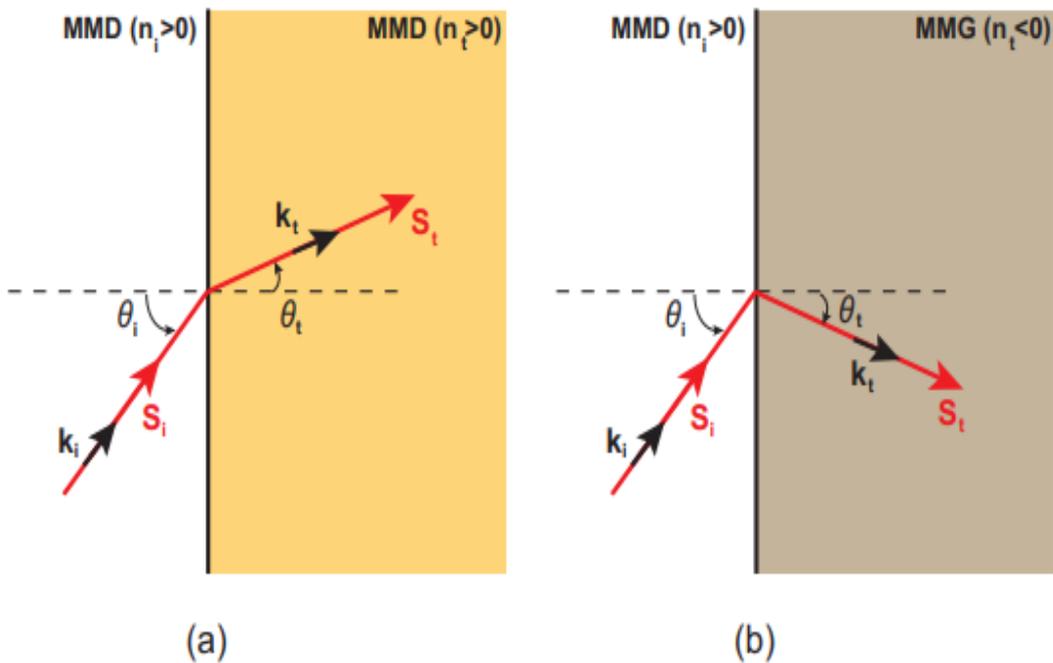


Figure I.22 : Loi de Snell-Descartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite (a) Vers un milieu main droite (angle positif), (b) Vers un milieu main gauche (angle négatif).

Cette difficulté n'est pas insurmontable, mais si l'on veut dépasser le stade de cette simple démonstration expérimentale, il est nécessaire de prendre en compte la variation des paramètres effectifs en fonction de l'angle d'incidence qui peut être décrit par des tenseurs de permittivité et de perméabilité [27]. Les expériences de réfraction sont menées en condition d'onde incidente plane. Si l'on considère à présent l'émission d'une onde par une source ponctuelle, donc divergente, la réfraction négative se traduit par un phénomène de focalisation.

#### I.2.6.4 Focalisation

La capacité de réfraction des ondes à des angles négatifs signifie que les lentilles planaires peuvent également focaliser les ondes figure (I.24.a). De plus, J.B. Pendry a montré qu'il est possible de descendre en dessous de la limite de diffraction de Rayleigh. Ce phénomène s'explique par l'amplification de l'onde évanescente dans le milieu doublement négatif, figure (I.24.b) et (I.24.c) [19]. De cette démonstration théorique est né le concept de super lentilles.

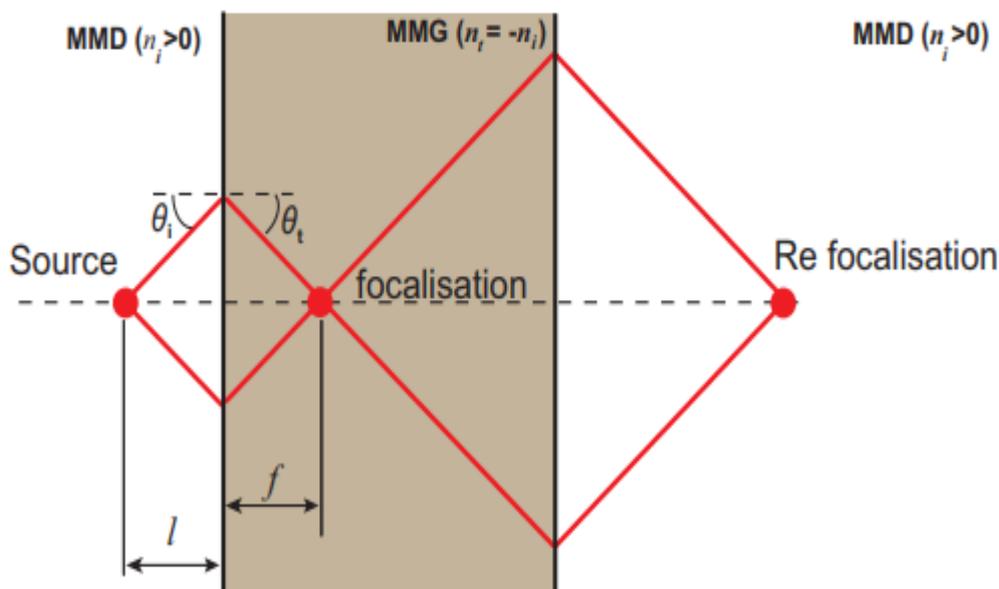


Figure 1.23 : Effet de double focalisation d'une lentille MG plane d'indice  $|n_t|$  entourée par deux MMD d'indice  $n_i = |n_t|$ .

Bien que cette découverte ait suscité beaucoup d'intérêt, elle a reçu peu de démonstration expérimentale en raison de ses limites dans les applications pratiques. Tout d'abord, le principe de focalisation illustré à la figure (I.23) est censé fonctionner avec un indice de réfraction à l'intérieur de la lentille qui est directement opposé à celui de l'environnement extérieur. Si les valeurs absolues de ces indices ne sont pas égales, l'objectif sera flou. En effet, si la lentille est associée à de l'air, son indice de réfraction doit être égal à -1. De plus, il est impératif de respecter les conditions d'adaptation d'impédance pour limiter les réflexions à l'interface. Par conséquent, les paramètres effectifs de la lentille doivent satisfaire les deux équations suivantes :

$$n = \sqrt{\mu_{eff}\epsilon_{eff}} = -1 \quad \text{et} \quad z = \sqrt{\frac{\mu_{eff}}{\epsilon_{eff}}} = 1 \quad (\text{I.8})$$

Où  $z$  représente l'impédance réduite. Cela signifie que les permittivités et perméabilité effectives sont toutes deux égales à -1. Enfin, pour les applications de collecte de lumière, l'état anisotrope du milieu est d'une importance primordiale. Ces difficultés expliquent pourquoi la plupart des démonstrations expérimentales de super-lentilles ont utilisé des cristaux photoniques jusqu'à présent figure (I.24). Les cristaux photoniques offrent des possibilités de conception intéressantes, notamment en ce qui concerne les critères isotropes, car ils ne fonctionnent pas dans le domaine des métamatériaux.

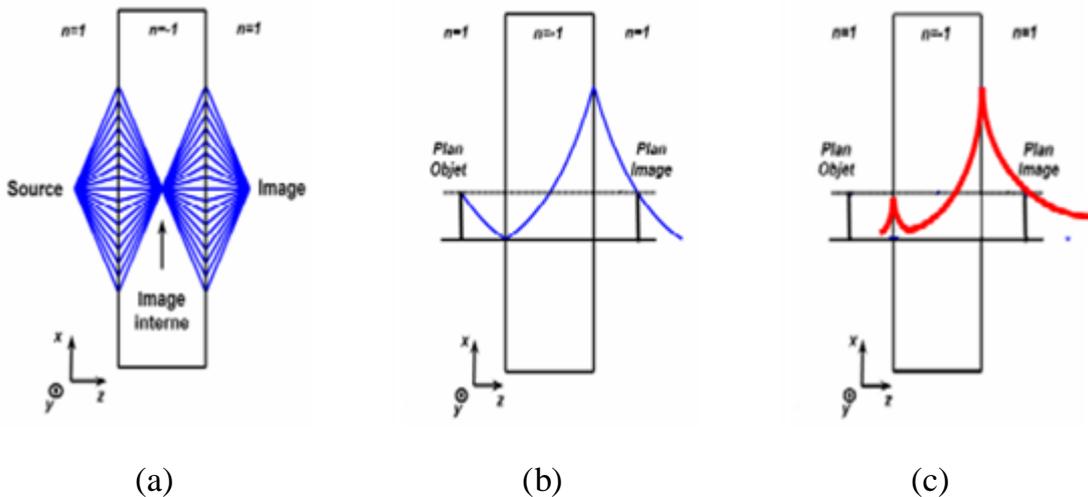


Figure I.24 : (a) Illustrations des propriétés de la super lentille, (b) focalisation, et (c) amplification des ondes évanescentes.

Cependant, il est possible de relâcher ces contraintes en travaillant à partir d'un milieu simplement négatif. Cette situation implique nécessairement de travailler en champ proche dans la mesure où, comme nous l'avons déjà mentionné, les métamatériaux simplement négatifs ne sont pas propagatifs. Ainsi, la résolution sous longueur d'onde a été démontrée dans le domaine de l'ultraviolet à partir d'une lame d'argent qui présente une permittivité négative jusqu'à sa fréquence de plasma [41]. Plus récemment, une lentille à perméabilité négative a été testée par le groupe de R. Marqués dans le contexte de l'imagerie par résonance magnétique, à quelques dizaines de mégahertz figure (I.25).



Figure I.25 : (a) Image réalisée avec un faisceau d'ions focalisés, (b) Image développée sur résine photosensible avec une lentille argent, (c) Image développée sur résine photosensible sans une lentille argent. Photos tirées de [42].

Les différents aspects abordés dans ce paragraphe sont révélateurs de l'évolution de la recherche dans le domaine des métamatériaux. En effet, face aux difficultés de mise en œuvre de la lentille parfaite, les efforts se diversifient afin d'explorer d'autres pistes qui permettent de supporter certaines contraintes telles que celles du milieu simplement négatif ou de l'anisotropie. Le meilleur exemple de cette tendance est certainement celui du cloaking qui, indépendamment de l'engouement médiatique suscité par le mot clef d'invisibilité, jette les bases de nouvelles méthodes de travail à partir des métamatériaux.

### I.2.6.5 Le cloaking

Le cloaking consiste à rendre invisible un objet en l'enrobant d'un métamatériau. Ce concept est particulièrement prometteur en termes d'applications, dans le domaine de la défense notamment. Dans ce contexte, le cloaking se distingue de l'approche classique de la furtivité. En effet, cette dernière repose sur un mécanisme d'absorption. Le signal incident est dans ce cas atténué par un matériau absorbant qui recouvre l'objet que l'on souhaite masquer. En revanche, dans le principe du cloaking, l'onde incidente contourne l'objet sans atténuation. Le cloaking idéal est donc sans pertes. Le principe du cloaking tel que proposé par J. B. Pendry en 2006 [43] est illustré par les figures (I.26) et (I.27).

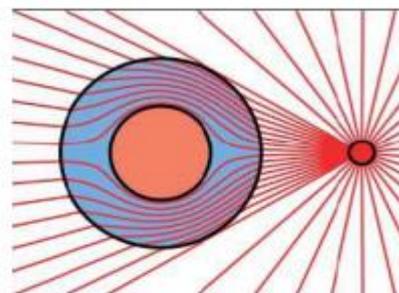


Figure I.26: Illustration du principe de cloaking ou contournement d'un obstacle à partir d'une source ponctuelle [43].

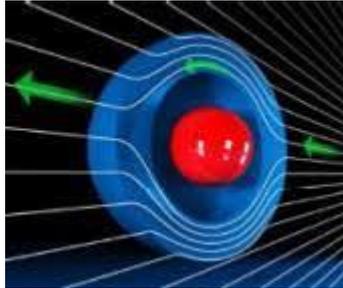


Figure I.27 : Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet Vue 3D [44].

Cette application emblématique jette les bases de nouvelles approches de conception des structures métamatérielles. En effet, les efforts antérieurs se sont concentrés sur la synthèse de milieux moyens qui se comportent comme des matériaux homogènes aux propriétés uniques. Cela est particulièrement vrai pour l'exemple de la superlentille, mentionné précédemment. Le cloaking tente d'exploiter les propriétés globalement hétérogènes des structures métamatériaux pour synthétiser les gradients d'indice. La méthode utilisée est basée sur une transformation conforme de l'espace entourant l'objet masqué. Cette transformation conforme vise à définir des tenseurs de permittivité et de perméabilité, qui permettent de guider l'onde électromagnétique autour de l'objet et de réduire la section efficace de diffusion du rayonnement frappant l'objet figure (I.26). Pour les coques sphériques ou cylindriques, les paramètres effectifs des métamatériaux sont exprimés en fonction du rayon. La dernière étape de la conception consiste à choisir la forme des inclusions métalliques ou diélectriques qui peuvent transformer ces changements. Par exemple, l'énoncé théorique de J.B. Pendry fut bientôt suivi d'une démonstration expérimentale de masquage de cylindres métalliques à des longueurs d'onde centimétriques.

### I.3 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX

Les absorbants d'ondes électromagnétiques (EM), appelés "Radar Absorbing Materials" RAM, sont des dispositifs à rayonnement incident aux longueurs d'onde de fonctionnement efficacement absorbé, puis transformé en chaleur ohmique ou d'autres formes d'énergies. Ces RAM ont été développées pendant la seconde guerre mondiale à la fois aux États-Unis et en Allemagne. Cependant, il est difficile de trouver un prototype qui réponde parfaitement à cette définition. Les RAM sont utilisées principalement dans le domaine de la compatibilité Électromagnétique CEM pour réduire les interférences entre les systèmes de télécommunications terrestres et spatiaux. En 2002, le groupe de N. Engheta [45] a montré dans une étude théorique qu'en plaçant une surface métamatériau près d'une plaque parfaitement conductrice, on peut obtenir une structure qui peut agir comme un absorbant d'onde électromagnétique de dimension réduite. A partir de 2008, ce type d'absorbant a connu une forte intensification de la recherche, qui a ouvert la voie à de nombreux développements ultérieurs [46].

## I.4 SCHEMA THÉORIQUE DES ABSORBANTS MÉTAMATEÉRIAUX

Nous allons explorer les différentes théories qui décrivent l'origine et la physique sous-jacente de l'absorption totale dans les métamatériaux. La première approche se concentre sur la création de résonances électromagnétiques à l'intérieur des métamatériaux, permettant une adaptation de la permittivité et de la perméabilité pour atteindre une correspondance d'impédance avec l'espace libre. Cela signifie qu'il n'y aura aucune réflexion à la surface et que toutes les ondes incidentes seront absorbées à l'intérieur du métamatériau absorbant. L'autre théorie se base sur l'annulation de la réflexion en raison de l'interférence destructive entre les réflexions multiples à l'intérieur du substrat diélectrique.

### I.4.1 Théorie de l'adaptation d'impédance

Généralement, les absorbants métamatériaux sont des structures sandwich composées spécifiquement d'éléments métalliques motif sur un côté de la carte et soutenus par un plan de masse en métal hautement conducteur. La permittivité électrique et la perméabilité magnétique du métamatériau sont respectivement  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r(\omega)$  et  $\mu = \mu_0 \mu_r(\omega)$ . Ici,  $\epsilon_0$  et  $\mu_0$  sont la permittivité et la perméabilité de l'espace libre.  $\epsilon_r(\omega)$  et  $\mu_r(\omega)$  sont la permittivité et la perméabilité relatives du milieu en fonction de la fréquence, qui sont sans unité et normalisées par rapport aux valeurs de l'espace libre.

Aucune transparence n'a été observée de l'autre côté du métamatériau en raison de la présence du plan de masse. Cela nous permet de nous concentrer uniquement sur la réflexion du métamatériau. Selon la formule de réflectance de Fresnel, la réflectance ( $R$ ) du métamatériau est :

$$R_{TE} = |r_{TE}|^2 = \left| \frac{\mu_r \cos(\theta) - \sqrt{n^2 - \sin^2(\theta)}}{\mu_r \cos(\theta) + \sqrt{n^2 - \sin^2(\theta)}} \right|^2 \quad (I.9)$$

$$R_{TM} = |r_{TM}|^2 = \left| \frac{\epsilon_r \cos(\theta) - \sqrt{n^2 - \sin^2(\theta)}}{\epsilon_r \cos(\theta) + \sqrt{n^2 - \sin^2(\theta)}} \right|^2 \quad (I.10)$$

Où les indices TE et TM désignent les ondes polarisées électriquement TE et magnétiquement TM transversales,  $\theta$  est l'angle d'incidence, et  $n = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$  est l'indice de réfraction effectif du métamatériau. Pour le cas d'une incidence normale, nous avons  $\theta = 0^\circ$  de sorte que ces équations se réduisent à :

$$R = \left| \frac{z - z_0}{z + z_0} \right|^2 = \left| \frac{\sqrt{\mu_r} - \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{\mu_r} + \sqrt{\epsilon_r}} \right|^2 \quad (I.11)$$

Avec  $z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$  étant l'impédance du métamatériau et  $z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$  étant l'impédance de l'espace libre.

Le plan de masse conduit à une transmission nulle, l'absorption  $A$  est donc donnée par :

$$A = 1 - R = 1 - \left| \frac{z - z_0}{z + z_0} \right|^2 = 1 - \left| \frac{\sqrt{\mu_r} - \sqrt{\varepsilon_r}}{\sqrt{\mu_r} + \sqrt{\varepsilon_r}} \right|^2 \quad (\text{I.12})$$

Pour une absorption optimale égale à 1, il est nécessaire que la condition d'adaptation d'impédance  $z = z_0$  ou alors  $\varepsilon_r = \mu_r$ , soit satisfaite.

Notons qu'une résonance électrique et magnétique simultanée est nécessaire pour obtenir une adaptation d'impédance dans les absorbants métamatériaux. Pour un seul métamatériau résonnant, électrique ou magnétique, son impédance est significativement déséquilibrée par rapport à celle de l'espace libre. Par conséquent, il n'y a pas d'absorption parfaite.

#### I.4.2 Théorie de l'interférence

On considère qu'un absorbant métamatériau est un système couplé, dont la résonance magnétique est particulièrement induite par des courants antiparallèles entre des couches métalliques. Cependant, on peut également considérer sa fonction de manière indépendante, comme décrit dans [47]. Une couche résonnante avec un motif métallique particulier agit comme une surface partiellement réfléchissante, pouvant être utilisée pour modifier les coefficients de réflexion et de transmission complexes. D'autre part, un plan de masse hautement conducteur agit comme un réflecteur parfait, fournissant un retard de phase de  $180^\circ$  pour les ondes électromagnétiques réfléchies.

La figure (I.28) montre que la couche métallique avant est située à l'interface entre l'air et le substrat diélectrique. L'onde électromagnétique incidente est partiellement réfléchie vers l'air avec un coefficient de réflexion de  $\tilde{r}_{12}(\omega) = r_{12}(\omega)e^{i\varphi_{12}(\omega)}$  et partiellement propagée avec un coefficient de transmission de  $\tilde{t}_{12}(\omega) = t_{12}(\omega)e^{i\theta_{12}(\omega)}$ . L'onde transmise se propage jusqu'à atteindre le plan de masse métallique. A l'intérieur du substrat diélectrique, la constante de propagation complexe est :

$$\tilde{\beta} = \beta_1 + i\beta_2 = \sqrt{\varepsilon_d} k_0 d \quad (\text{I.13})$$

Où  $k_0$  est le nombre d'onde de l'espace libre,  $d$  est l'épaisseur du substrat,  $\beta_1$  représente la phase de propagation,  $\beta_2$  fait référence à l'absorption dans le substrat diélectrique. Au niveau du plan de masse, une réflexion totale se produit avec un coefficient de réflexion de -1. Après une réflexion directe en miroir et un retard de phase de propagation supplémentaire  $\tilde{\beta}$ , une réflexion et une transmission partielle se produisent à nouveau à l'interface avant. Les coefficients de réflexion et de transmission correspondants sont donnés respectivement par:

$$\tilde{r}_{21}(\omega) = r_{21}(\omega)e^{i\varphi_{21}(\omega)} \quad \text{Et} \quad \tilde{t}_{21}(\omega) = t_{21}(\omega)e^{i\theta_{21}(\omega)}$$

Il est important de noter qu'il existe des multiples réflexions et des transmissions dans le substrat diélectrique et que l'énergie de sortie totale sur le côté gauche du métamatériau est la superposition des réflexions de toutes les conditions :

$$\tilde{r}(\omega) = \tilde{r}_{12}(\omega) \frac{\tilde{t}_{12}(\omega)\tilde{t}_{21}(\omega)e^{2i\beta}}{1+\tilde{r}_{21}(\omega)e^{2i\beta}} \quad (\text{I.14})$$

Où le premier terme à droite est la réflexion directe du méta-couche et le second terme est la contribution de la superposition des multiples réflexions d'ordre supérieur. Tant que nous connaissons la réflexion totale  $\tilde{r}$ , le spectre d'absorption de l'absorbant métamatériau peut être obtenu par :

$$A(\omega) = 1 - |\tilde{r}(\omega)|^2.$$

La théorie des interférences peut expliquer de manière satisfaisante les caractéristiques observées dans ces structures à masses métalliques, offrant ainsi une meilleure compréhension de l'origine et de la physique fondamentale des absorbants à métamatériaux. Il convient de noter que l'analyse précédente repose entièrement sur l'hypothèse selon laquelle l'onde incidente est normale au métamatériau. Dans le cas d'une onde électromagnétique incidente sous un angle, la longueur de propagation à l'intérieur du substrat diélectrique devient plus longue, ce qui modifie et retarde la phase de propagation comme suit:

$$\tilde{\beta} = \sqrt{\epsilon_0}k_0d' \quad \text{Et } d' = \frac{d}{\cos(\theta')}$$

La loi de Snell peut être utilisée pour calculer la longueur de propagation modifiée et l'angle de réfraction à travers lesquels la lumière traverse un milieu  $\sqrt{\epsilon_d} \sin(\theta') = \sin(\theta)$  [85].

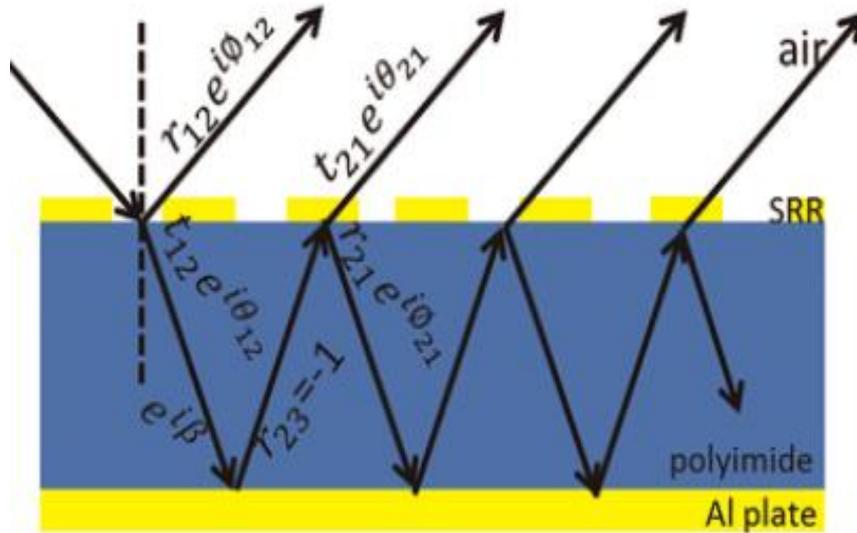


Figure I.28: Illustration du modèle d'interférence à réflexions multiples de l'absorbant métamatériau. La ligne pointillée jaune désigne le réseau de résonateurs

### I.5 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX A BANDE ÉTROITE

En 2006, une étude théorique a été menée pour la première fois sur une structure basée sur un résonateur en anneau divisé SRR comme absorbant métamatériau, soutenue par des plaques résistives [48]. L'onde incidente est parallèle au plan du SRR et le champ magnétique est perpendiculaire au réseau SRR. Ces réseaux SRR sont placés sur une carte de résistance de  $377 \Omega$  pour l'adaptation d'impédance avec l'espace libre, similaire aux écrans Salisbury. Numériquement, la réflexion et la transmission sont inférieures à  $-20$  dB autour de  $2$  GHz. Cela est dû à la forte résonance de cette structure, qui permet une absorption presque optimale à cette fréquence. Cependant, la configuration du réseau SRR ajoute de la complexité à la fabrication et pour les structures planes, la bande passante d'absorption est également très limitée. Néanmoins, la conception de ce métamatériau absorbant a motivé de nouvelles recherches sur ce type d'absorbant.

Pour les microondes, l'article de N. I. Landy de 2008 est le point de départ de nombreux développements sur ce nouveau type d'absorbant. Dans cet article, un matériau absorbant est décrit et optimisé pour avoir une impédance proche de l'impédance caractéristique du vide à une certaine fréquence. N. I. Landy décrit également une étude sur la localisation des pertes, avec une concentration de l'énergie entre les parties métalliques du métamatériau. Une structure en sandwich planaire est proposée, constituée de résonateurs électriques en anneau et de lignes de coupe séparées par des substrats FR-4, comme illustré à la figure (I.29).

Il s'agit du premier absorbant métamatériau avec des structures planes et sous longueur d'onde à être ajouté. L'absorption observée dans les simulations atteint également  $96\%$  à  $11,65$  GHz et  $88\%$  à  $11,5$  GHz dans les expériences.

La bande passante relative de la demi-largeur maximale FWHM est d'environ  $4\%$ . Les résonateurs électriques de l'anneau avant se combinent fortement avec le champ électrique incident et contribuent à la réponse électrique, tandis que le flux circulant des courants de surface antiparallèles aux couches métalliques avant et arrière contribue à la réponse magnétique. L'intensité et la fréquence d'absorption peuvent être contrôlées en ajustant la géométrie du résonateur en anneau ou l'épaisseur du substrat. Inspirés par ce travail pionnier, de nombreuses tentatives ont été faites pour réaliser des absorbants métamatériaux dans différentes bandes spectrales.

Les cellules unitaires anisotropes provoquent une sensibilité à la polarisation des absorbants à métamatériaux initiaux.

Des absorbants métamatériaux symétriques ont été développés plus tard, tels que les réseaux de patches annulaires et circulaires [49]. En 2009, un absorbant à métamatériau composé de cellules unitaires dendritiques [50] a été développé. Comme illustré dans les figures (I.30.a) et (I.30.b), les simulations et les expériences ont montré une absorption de plus de  $95\%$  à  $10,26$  GHz, démontrant ainsi une excellente isotropie planaire. Cet absorbant métamatériau présente une absorption égale pour les ondes incidentes avec une polarisation arbitraire. En réduisant la taille de l'absorbant métamatériau à l'échelle nanométrique, une absorption parfaite peut être obtenue en mode optique, comme confirmé par des simulations numériques.

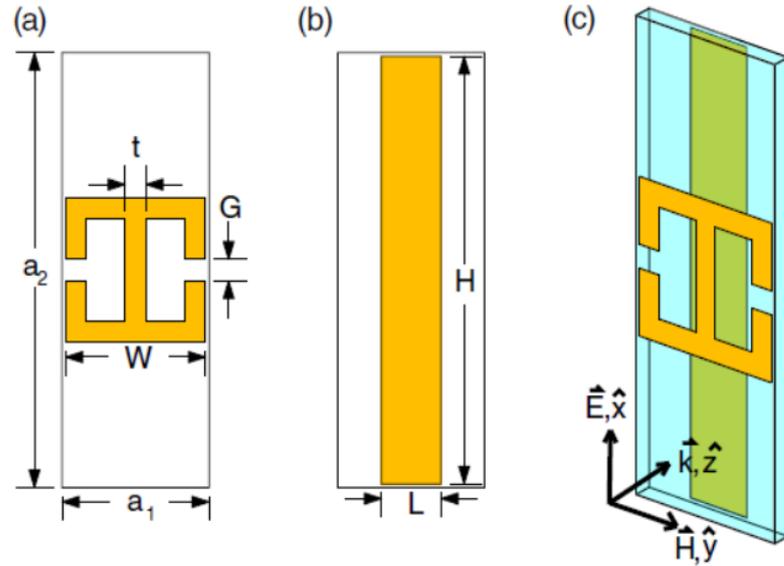


Figure I.29 : Illustration des travaux de N. I. Landy avec en (a) face avant, en (b) face arrière et en (c) perspective.

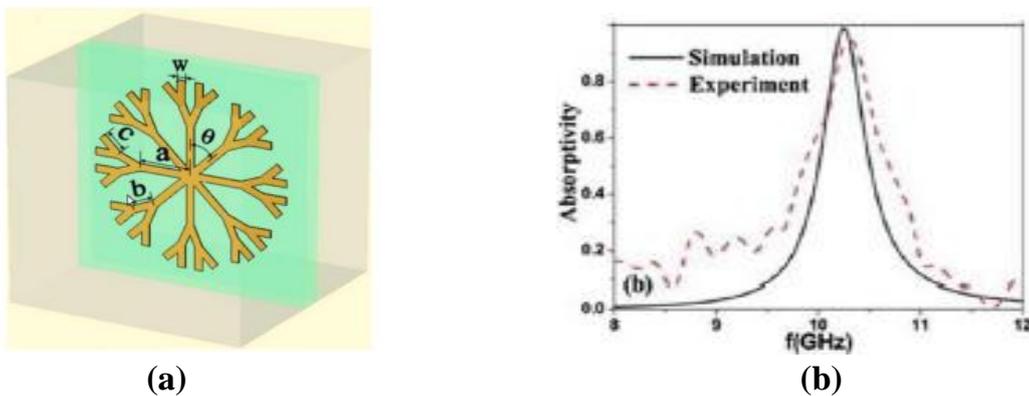


Figure I.30 : (a) Représentation de la cellule unitaire, de dimensions millimétriques, de la structure dendritique proposée dans [50] et (b) spectres d'absorption simulés et mesurés.

## I.6 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX A LARGE BANDE

Pour élargir la gamme d'applications des absorbants à métamatériaux, plusieurs techniques ont été développées. Les principales méthodes d'amélioration de la bande passante incluent l'utilisation de structures d'empilement multicouches, la proximité coplanaire de plusieurs cellules résonnantes et l'ajout d'éléments localisés. Les diélectriques ou semi-conducteurs avec pertes sont également largement utilisés dans la conception d'absorbants à large bande en métamatériaux [51].

L'empilement de patches résonnants de différentes tailles est l'une des approches les plus efficaces pour concevoir un absorbant à métamatériau à large bande. Choi et al. [51] ont proposé un absorbant métamatériau dentelé anisotrope multicouche pour les longueurs d'onde infrarouges, comme le montre la figure (I.31). Ce type d'absorbant métamatériau est constitué de 21 couches de patches métalliques, mais son épaisseur totale reste relativement faible par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement. En particulier, ils ont démontré que la largeur d'absorption totale, basée sur la demi-valeur, peut atteindre 86 %.

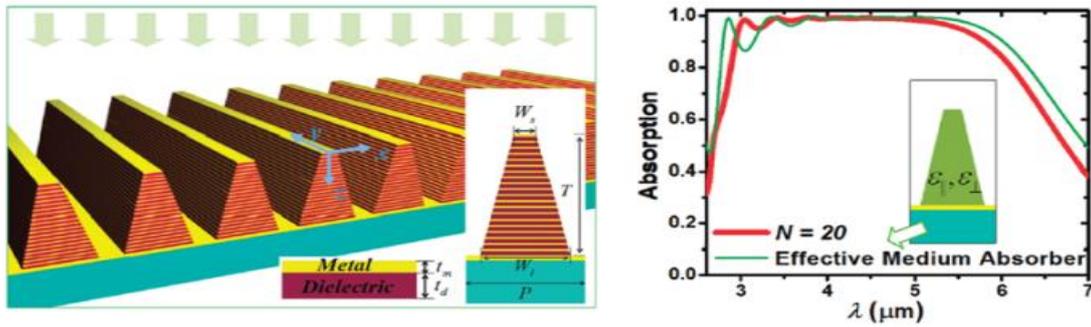


Figure I.31 : Présentation de l'absorbant à métamatériau en dents de scie et de son spectre d'absorption [51].

Les absorbants métamatériaux en couches permettent d'obtenir une bande passante ultra-large en superposant plusieurs résonances par des patches métalliques dans différentes couches. Les ondes électromagnétiques à haute fréquence sont absorbées en haut et les ondes électromagnétiques à basse fréquence sont piégées en bas. L'inclusion de diélectriques et de semi-conducteurs à perte élevée peut aider à créer des matériaux réfléchissants plus efficaces pour l'absorption à large bande.

Par exemple, aux fréquences microondes, l'eau est un diélectrique avec perte et sa constante diélectrique est bien décrite par l'équation de Debye. La figure (I.32) montre un absorbant métamatériau constitué d'une couche d'eau (avec des trous périodiques) placée dans un récipient en résine, soutenu par une plaque de base en métal. Dans une telle structure, les auteurs de la référence [52], ont démontré expérimentalement une absorption ultra large bande avec plus de 90 % d'absorption sur toute la bande de fréquence de 12 à 29,6 GHz. Afin de déterminer si les absorbants métamatériaux pour l'eau ont principalement une forte perte intrinsèque, les chercheurs ont étudié deux cas: l'absence de trous dans la couche d'eau complète et l'absence d'eau dans le conteneur de résine. Alors ils ont observé que l'absorption d'une couche complète d'eau n'était que d'environ 35 à 40 %. Cependant, lorsque l'eau était drainée, l'effet d'absorption du métamatériau était réduit à environ 20 à 40 %. Ces résultats confirment que l'absorption ultra-large bande est principalement due aux résonances locales du résonateur à eau structurée.

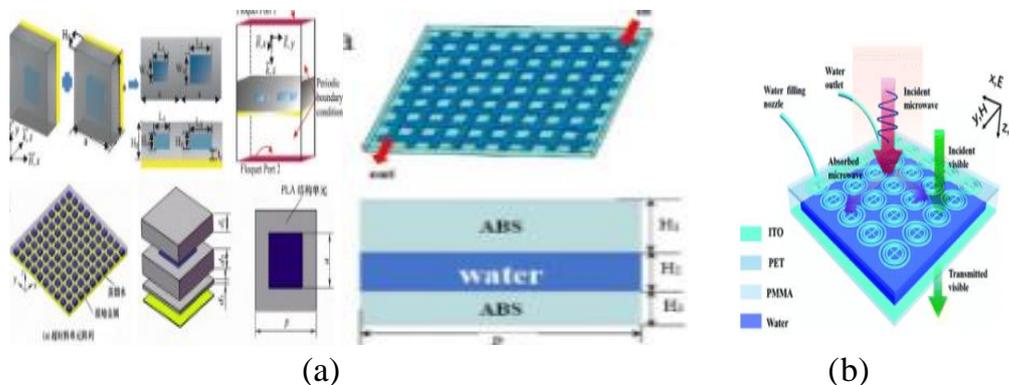


Figure I.32 : (a) Présentation de l'absorbant à métamatériau d'eau, (b) présentation des couches de la cellule unitaire [52].

Pour absorber les fréquences d'énergie à large bande, les chercheurs He et al. [53] ont utilisé un substrat de silicium à motifs avec un diélectrique à pertes en utilisant du silicium fortement dopé ayant une faible résistivité. Selon les données expérimentales collectées, des métamatériaux peuvent être créés avec des bandes de fonctionnement allant de 0,9 à 2,5 TéraHertz. Un métamatériau à base de silicium a été proposé pour absorber la lumière à large bande passante, qui se compose de plusieurs couches fonctionnelles, dont une couche de silicium sous-longueur d'onde avec des trous coniques périodiquement tronqués, une couche de dioxyde de silicium sous-longueur d'onde et un substrat d'or épais, comme illustré dans la figure (I.33).

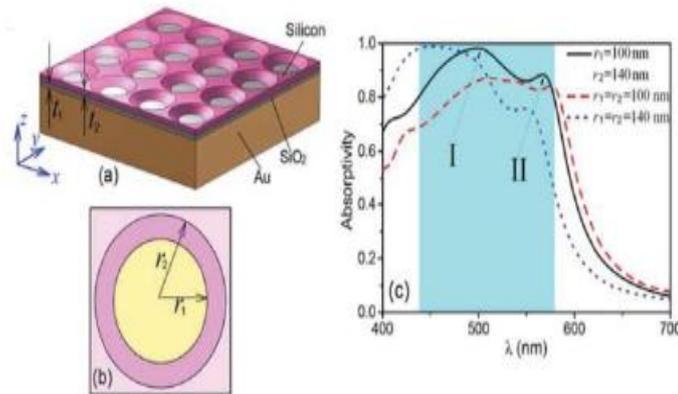


Figure I.33 : (a) Présentation schématique de l'absorbant métamatériau à base de silicium et (b) Sa cellule unitaire. (c) et sa spectres d'absorption de métamatériaux à base de silicium avec des trous coniques et circulaires.

## I.7 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX COHÉRENTS

Les absorbants de métamatériaux ont été traditionnellement conçus avec des spécifications fixes, les rendant statiques et incapables de s'adapter aux changements environnementaux. Pour remédier à cela, les chercheurs ont développé des absorbants métamatériaux à absorption cohérente parfaite PCA. En utilisant des interférences destructives dans un système de deux faisceaux laser, une onde stationnaire peut être formée, qui absorbe parfaitement tout rayonnement électromagnétique à une fréquence spécifique. Les absorbants à PCA sont configurables dynamiquement et sont idéaux pour les applications dans les capteurs, les systèmes d'alimentation, les modulateurs électromagnétiques et les commutateurs. Le concept de PCA a été proposé pour la première fois par Chong et al. et a été démontré expérimentalement par le même groupe [54]. Depuis, le phénomène PCA a été observé dans différents types de métamatériaux.

Des absorbants métamatériaux cohérents ont traditionnellement été construits à partir de résonateurs métalliques sub-longueur d'onde. Cependant, des recherches récentes ont montré qu'il est possible d'obtenir des absorbants cohérents dans des métamatériaux sans métal, tels que des structures de maillage monocouche, composées de céramiques entièrement diélectriques ou d'eau. Des absorbants cohérents ont également été observés dans des films conducteurs ultrafins tels que le graphène ou le MoS<sub>2</sub>, offrant une flexibilité de contrôle de la fréquence de fonctionnement.

Contrairement aux absorbants métamatériaux parfaits, ces absorbants cohérents ne nécessitent pas de fortes résonances électriques et magnétiques émanant de résonateurs artificiellement structurés.

### I.8 ABSORBANTS A MÉTAMATÉRIAUX ACCORDABLES EN FRÉQUENCE

Les métamatériaux sont conçus pour avoir des propriétés électromagnétiques arbitraires, mais ces propriétés sont souvent limitées à des fréquences de fonctionnement spécifiques. Des absorbants métamatériaux ajustables sont donc souhaitables pour élargir leurs applications. Les méthodes pour rendre les absorbants métamatériaux ajustables incluent l'utilisation de diodes varicap [55], de matériaux ferroélectriques, de ferrites, de graphène, de cristaux liquides anisotropes et de matériaux à transition de phase. Le déplacement mécanique des absorbants métamatériaux ajustables a également été étudié, comme l'absorbant en métamatériau mécaniquement extensible, comme le montre la figure (I.34).

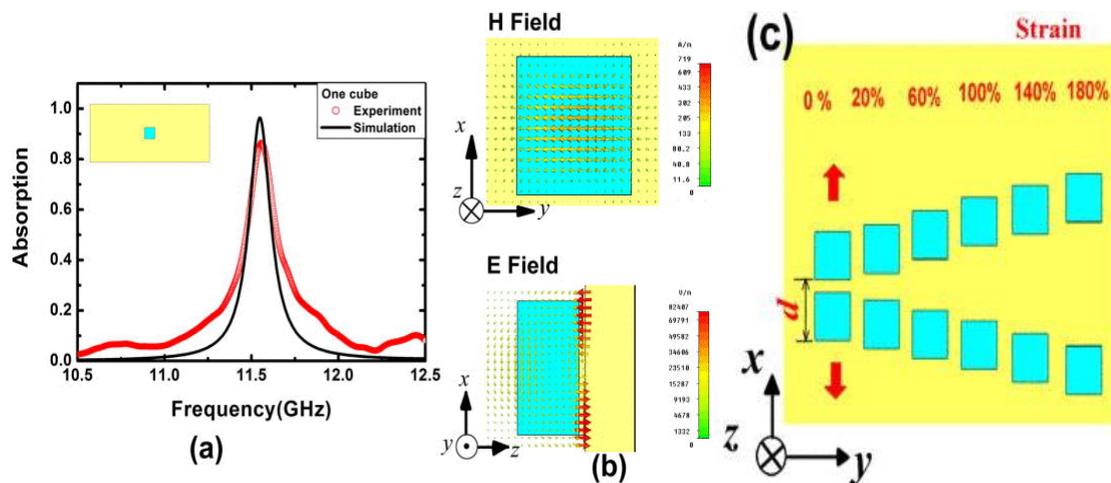


Figure I.34 : (a) Simulation d'absorption de spectres diélectriques et (b) Distribution du champ magnétique à la fréquence de résonance et (c) Schéma de l'étirement des résonateurs diélectriques sur une fine couche de caoutchouc conducteur.

Le graphène a également été utilisé pour développer des absorbants métamatériaux accordables en raison de l'accordabilité de sa conductivité de surface. Zhang et al [56] ont combinés des fils de graphène pour réaliser des cellules unitaires cruciformes métalliques d'absorbants métamatériaux, comme le montre les figures (1.35.a) et (1.35.b). De telles structures ont été fabriquées pour une absorption indépendante de la polarisation et les spectres d'absorption pourraient être réglés sur des fréquences TéraHertz.

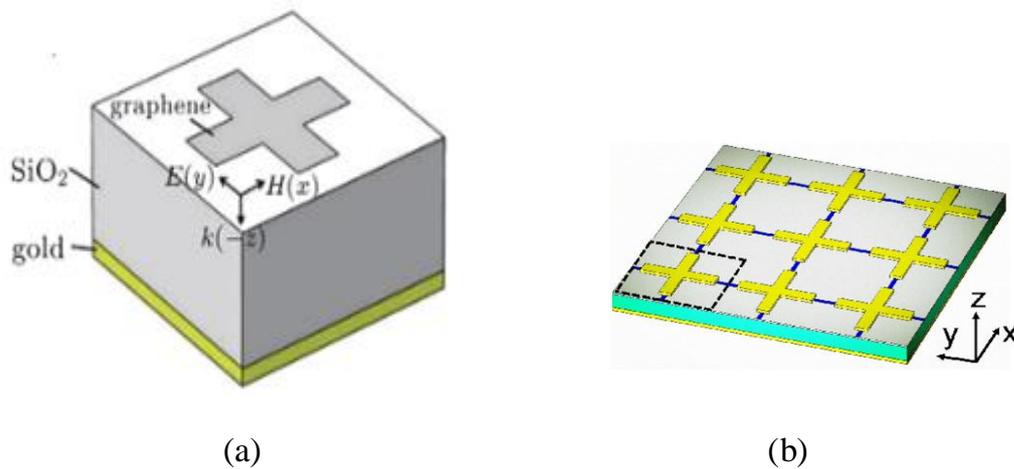


Figure I.35 : (a) Vue schématique de l'absorbeur THz bibande à base de graphène. (b) Vue schématique du métamatériau absorbant.

## I.9 LES TYPES D'ABSORBANTS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

### I.9.1 Absorbants diélectriques

Ce type d'absorbant est à la base de la production d'autres types d'absorbants, tels que des structures en mousse, en polymère ou en nid d'abeille remplies de particules de carbone ou de métal (fer, aluminium, cuivre, etc.). Ces matériaux sont conçus pour avoir la constante de perte diélectrique la plus élevée possible, permettant ainsi une conversion maximale des ondes qui les traversent en chaleur. Toutefois, l'impédance de ce type de matériau ne correspond pas nécessairement à celle de l'espace libre, ce qui peut entraîner des réflexions importantes aux interfaces.

Les matériaux polymères conducteurs sont au centre des recherches récentes sur les absorbants diélectriques. Ces matériaux se caractérisent par un constant diélectrique faible et un facteur de perte diélectrique très élevé. La fabrication de ce type de matériau est très compliquée. Plusieurs polymères conducteurs étudiés se sont révélés prometteurs, en particulier le poly pyrrole PPy, qui doit être polymérisé en surface par des matériaux tels que le PVA et le PVC [57]. La poly aniline (PA ni) est mélangée à des thermoplastiques à l'aide de solvants pour les rendre utilisables. Ce type de matériau est couramment appliqué aux textiles et présente une certaine résistance.

### I.9.2 Absorbants structuraux à adaptation d'impédance

Il est établi que la réflexion d'une onde à la surface d'un matériau dépend de son impédance. Pour optimiser la diffusion de l'onde dans une couche absorbante diélectrique, trois types d'absorbants ont été conçus : les absorbants pyramidaux, graduellement chargés et à couches d'adaptation d'impédance. Cependant, pour une atténuation efficace sur une large plage de fréquences, ce type de matériau requiert des épaisseurs considérables, ce qui peut entraîner un poids important

### I.9.2.1 Absorbants pyramidaux

Les matériaux absorbants pyramidaux figure (I.36) sont reconnus pour leur efficacité en matière d'atténuation acoustique. Composés de structures pyramidales [58] ou coniques disposées à la verticale de la surface à cacher, ils permettent une transition progressive de l'impédance de l'air à celle de l'absorbant. Leur performance dépend en grande partie de la hauteur et de la périodicité des pyramides, qui doivent être de l'ordre d'une longueur d'onde pour obtenir de bons résultats. Toutefois, pour des structures plus courtes ou des longueurs d'onde plus grandes, l'atténuation peut être moins performante. Les absorbants pyramidaux ont donc une fréquence minimale d'utilisation à partir de laquelle ils peuvent offrir une excellente atténuation sur une large bande de fréquences et une variété d'angles. Malgré leur bonne performance, ces matériaux sont souvent critiqués pour leur épaisseur et leur fragilité. Ils sont principalement utilisés dans les chambres anéchoïdes pour les applications en CEM.

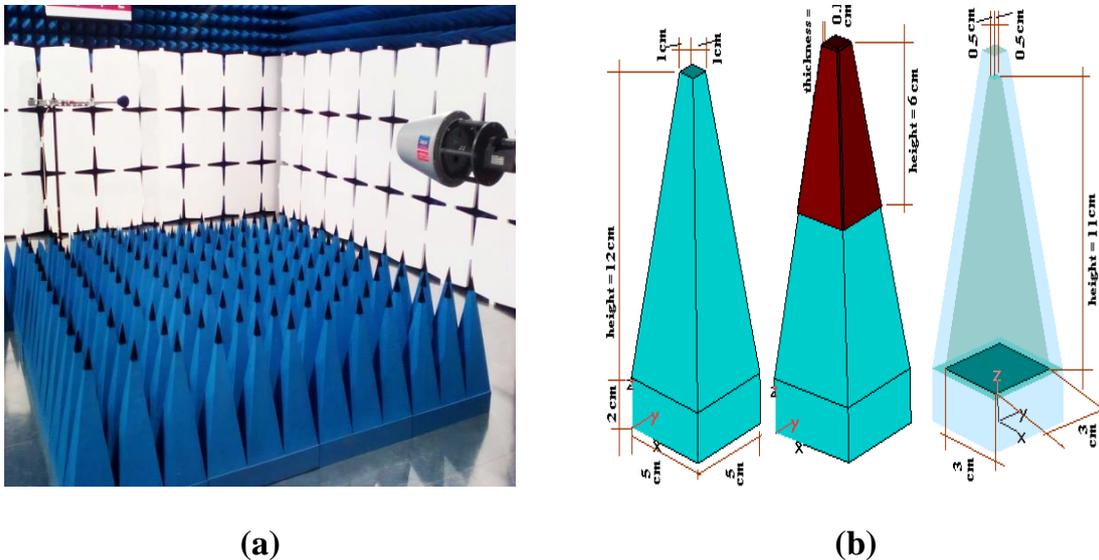


Figure I.36 : (a) Illustration de la disposition d'un absorbant pyramidal  
(b) Exemple d'absorbant pyramidal

### I.9.2.2 Absorbants chargés progressivement

Les absorbants (taped loading absorber) sont souvent fabriqués à partir de deux plaques de matériaux ayant des caractéristiques de perte différentes figure (I.37). On peut distinguer deux configurations structurales. La première configuration idéale consiste en une répartition uniforme du composant à perte parallèlement à la surface à protéger, avec un gradient perpendiculaire qui s'intensifie à mesure que l'on s'enfonce dans le matériau. Cependant, il est difficile et coûteux de produire un tel gradient de manière reproductible. La seconde configuration, plus courante, est constituée de couches homogènes où le chargement augmente dans la direction de propagation, créant un gradient en forme d'escalier. Les avantages de ces matériaux résident dans leur finesse comparée aux absorbants pyramidaux, mais leur inconvénient est leur performance moins élevée.

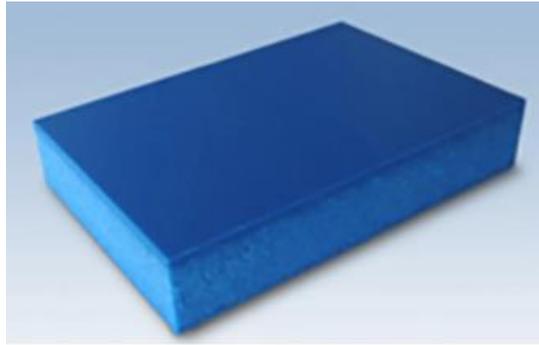


Figure I.37 : Exemple de matériau absorbant chargé progressivement.

### I.9.2.3 Absorbants à couches d'adaptation d'impédance

L'objectif des absorbants à couches d'adaptation d'impédance (matched layer absorbers), est de réduire l'épaisseur nécessaire des matériaux absorbants à gradient progressif. Pour atteindre cet objectif, ils utilisent une couche d'absorption de transition placée entre l'onde incidente et les matériaux absorbants. La valeur d'impédance de cette couche se situe entre les impédances des deux milieux et permet de créer une correspondance entre les différentes impédances. Cette correspondance se produit lorsque l'épaisseur de la couche d'adaptation est égale à un quart de la longueur d'onde de l'onde incidente, comme illustré dans la figure (I.38).

$$z_2 = \sqrt{z_1 z_3} \quad (I.15)$$

L'adaptation d'impédance se produit alors seulement à la fréquence voulue. Ce type d'absorbant est donc à bande étroite.

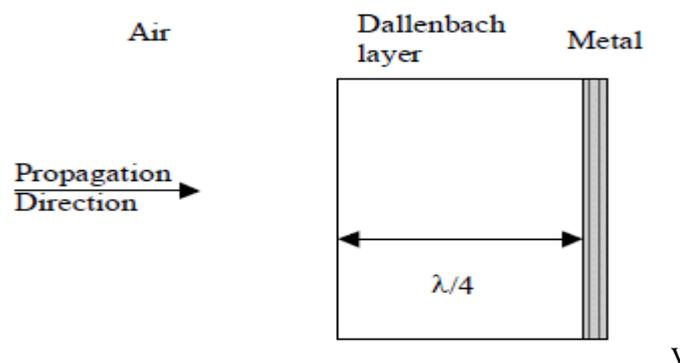


Figure I.38 : Illustration de la disposition d'une couche Dällenbach.

### I.9.3 Absorbants résonnants

Les matériaux absorbants résonnants sont connus sous différents noms tels que "absorbants accordés" ou "quart d'onde". Parmi eux, on retrouve les couches de Dällenbach, les écrans de Salisbury et les couches de Jaumann. Ces matériaux n'exigent pas toujours un ajustement d'impédance entre l'onde incidente et le milieu absorbant. Ils sont minces et ne sont pas capables d'absorber complètement l'énergie à laquelle ils sont soumis. Leur fonctionnement se base sur la

réflexion et la transmission à travers la première interface, où la réflexion subit une inversion de phase d'environ  $\pi$ . L'onde transmise se déplace à travers le milieu absorbant et est réfléchi sur une surface métallique, subissant également une inversion de phase d'environ  $\pi$  avant de se propager vers le milieu d'onde incidente. Si la distance parcourue par l'onde émise est un multiple de la demi-longueur d'onde, les deux ondes réfléchies seront en opposition de phase, ce qui provoquera une interférence destructive. Lorsque les amplitudes des deux ondes réfléchies sont égales, l'intensité totale réfléchi sera nulle.

### I.9.4 Absorbants comportant des circuits analogiques

Il est possible d'améliorer la largeur de bande des absorbants résonnants en utilisant des matériaux qui tirent parti d'autres mécanismes de dispersion. Les écrans de Salisbury et les couches de Jaumann fonctionnent en utilisant des couches purement résistives. Cependant, il est également possible d'incorporer des couches contenant des éléments capacitifs et/ou inductifs pour optimiser leur performance.

Les matériaux résistifs/capacitifs sont sous forme de polymères conducteurs entourés de fibres [59], tandis que les matériaux résistifs/inductifs sont généralement constitués de bobines métalliques hélicoïdales noyées dans des couches diélectriques. Dans le domaine des absorbants à circuits analogiques, on utilise souvent des matériaux dans lesquels les couches résistives et Jaumann et l'écran de Salisbury ont été remplacées par des couches minces sans pertes avec des motifs géométriques déposés sur le matériau à pertes figure (I.39). L'épaisseur du matériau avec perte détermine la résistance effective de l'ensemble de la couche. La forme et la périodicité du circuit créé déterminent l'inductance et la capacité effectives. Ce type de matériau est généralement peu épais et présente de bonnes performances d'absorption sur une bande passante assez large.

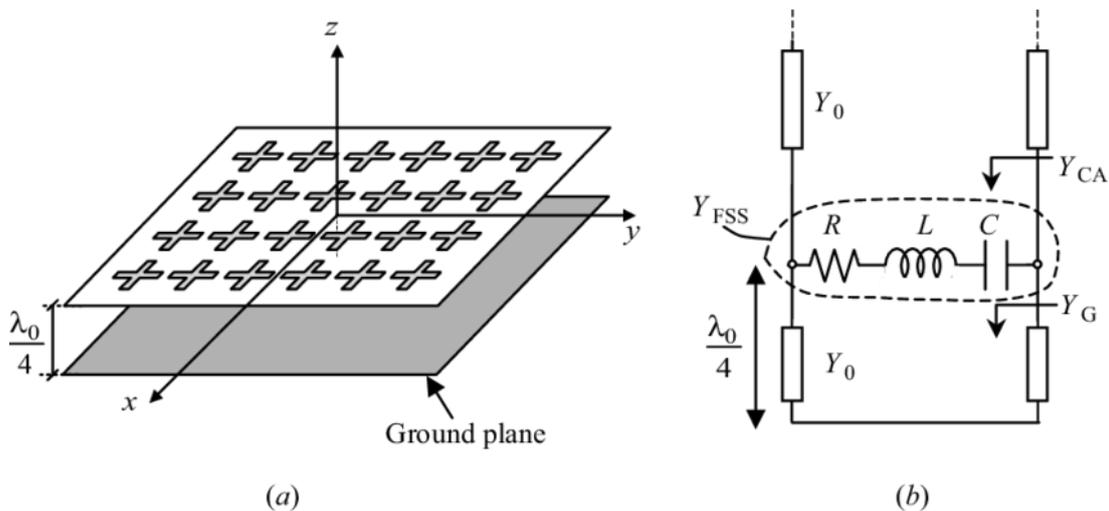


Figure I.39 : (a) Circuit absorbant analogique et (b) son circuit équivalent.

La figure (I.39) montre un absorbant avec un circuit analogique qui est flexible pour modifier les propriétés de l'absorbant en modifiant sa géométrie. Ce circuit est constitué d'une résistance, d'une capacité et d'une inductance en série. La flexibilité du circuit permet de concevoir des absorbants

plus performants en utilisant la méthode des lignes de transmission pour définir les propriétés de l'écran. En ajustant l'impédance d'entrée de l'absorbant pour se rapprocher de l'impédance de l'air, les réflexions à la surface du dispositif sont réduites.

$$Z_S = R_S + j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} \quad (\text{I.16})$$

Un écran qui utilise ce matériau possède une largeur de bande d'environ 44 % à -10 dB lorsqu'il est utilisé en tant que surface réfléchissante. L'ajout d'un diélectrique entre le plan de masse et le blindage améliore les performances des matériaux absorbants. Les premiers absorbants utilisés étaient des bobines sur des matériaux absorbants magnétiques plus minces que les matériaux diélectriques. En combinant la disposition des bobines et l'absorption, l'impédance de l'absorbant peut être optimisée pour se rapprocher de celle de l'air à la fréquence de fonctionnement de l'antenne [60].

Des anciens matériaux absorbants avaient une forte dépendance à la polarisation du champ magnétique, limitant leur utilisation dans certaines applications. De nouveaux matériaux absorbants pyramidaux avec des circuits analogiques perpendiculaires ont été développés pour remédier à ce problème. Les surfaces sélectives en fréquence (FSS) sont une variante de circuits analogiques purement métalliques utilisées comme filtres passe-bande pour les radômes et permettent de contrôler les composantes inductives et capacitives. Les FSS peuvent être utilisées pour créer des matériaux absorbants en les disposant sur un diélectrique fortement absorbant [60-61], qui permet d'ajuster la composante résistive. Le circuit  $L_c$  pur créé par les FSS détermine la fréquence de fonctionnement de l'ensemble de la structure, et le niveau d'absorption du diélectrique est directement lié au niveau d'absorption global. Les recherches les plus récentes se concentrent sur les surfaces sélectives en fréquence pour créer des matériaux absorbants.

L'utilisation de différents types de FSS figure (I.40) pour créer un matériau absorbant avec un circuit analogique aura un impact sur plusieurs paramètres.

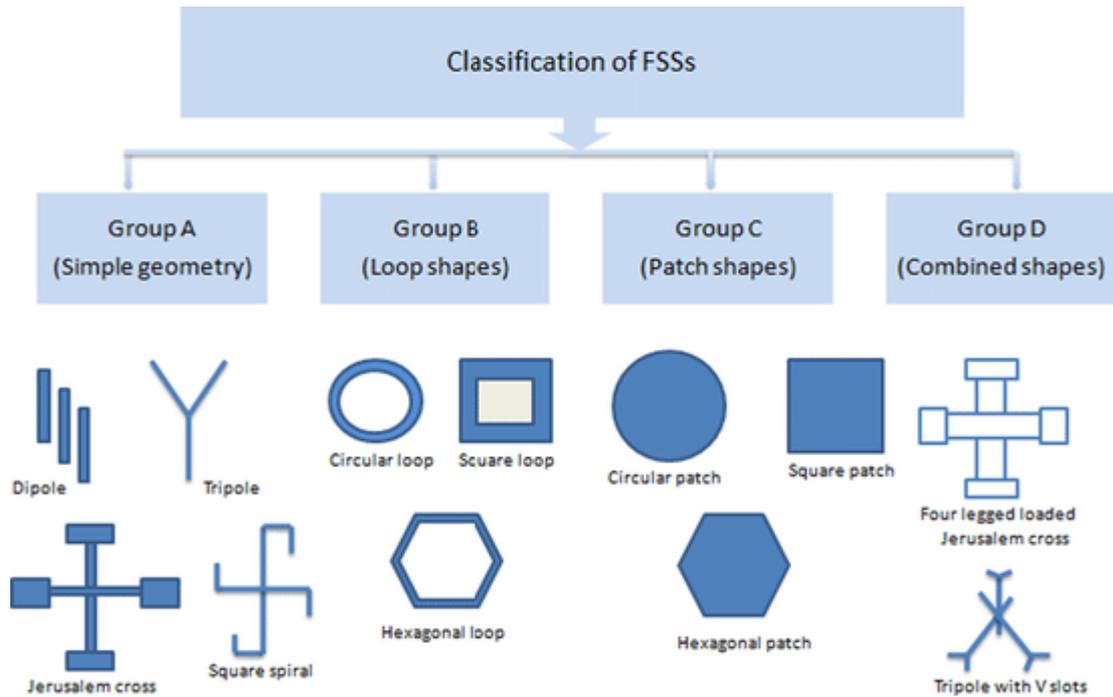


Figure I.40 : Regroupement des géométries de base de FSS.

L'optimisation des absorbants comportant des circuits analogiques est une tâche complexe en raison de la simplicité des modèles utilisés pour les structures. Le modèle de lignes de transmission est souvent utilisé pour cet effet. Les premiers brevets sur les absorbants utilisant des FSS en microondes décrivaient un empilement de grilles résistives, tandis qu'un autre brevet plus récent exploitait un multicouche de patches carrés et circulaires. La variété de formes utilisées pour réaliser les FSS montre l'incertitude quant à leur fonctionnement exact. Néanmoins, ce type d'absorbant est très attrayant en raison de ses nombreuses possibilités, des bandes de fréquences importantes qu'il peut couvrir (jusqu'à 60%) et de la finesse qu'il peut atteindre (égale à  $\lambda/(4.n)$ , avec  $n$  indice de réfraction du substrat). Les recherches sur l'optimisation de ce type de structure, telles que celles menées avec des algorithmes génétiques [40], sont particulièrement intéressantes.

### I.9.5 Absorbants magnétiques

Les matériaux absorbants magnétiques sont fabriqués à partir de particules de fer ou de ferrite mélangées à un diélectrique comme du polymère, de la mousse ou du nid d'abeille. La répartition uniforme des particules est importante lors de la conception de ce type de produit. D'autres types de particules peuvent être utilisés, mais ils sont moins courants. Bien que ces particules ajoutent du poids, leur minceur est leur avantage principal car elle peut atteindre un centième de la longueur d'onde de leur première résonance.

Les absorbants basés sur ces matériaux opèrent dans une plage de fréquences allant des MHz aux GHz. La fréquence de fonctionnement dépend uniquement de la taille des particules qui les composent. Les propriétés des particules en fer et en ferrite ont été étudiées et calculées [62-63]. Les matériaux précédents présentaient une perméabilité proche de celle de l'espace libre ( $\mu_r=1+j0$ ). Afin d'obtenir plus de flexibilité pour la conception d'absorbants, ce paramètre est modifié. La

perméabilité relative  $\mu_r$  est tout aussi importante que la permittivité relative  $\epsilon_r$  dans la conception d'un absorbant, comme le montre l'expression de l'impédance caractéristique  $Z_c$  et de l'indice de réfraction  $n$  d'un matériau.

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot Z_0 \quad (\text{I.17})$$

$$n = \sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r} \quad (\text{I.18})$$

Les matériaux utilisés pour les absorbants magnétiques ont une composante diélectrique et les recherches ont permis de découvrir un large éventail de possibilités en termes de perméabilité et de permittivité. Les absorbants à large bande ou couvrant certaines gammes de fréquences peuvent être créés en utilisant les propriétés de la perméabilité qui diminue avec l'augmentation de la fréquence. De plus, une couche Dällenbach à base de matériaux magnétiques a été brevetée pour agrandir les bandes d'absorption en empilant deux ou plusieurs couches figure (I.41).

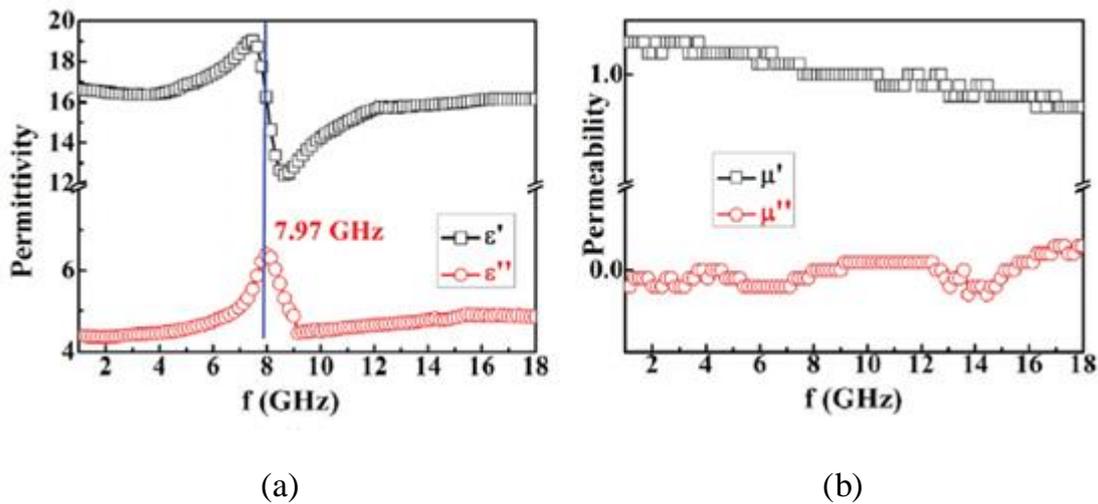


Figure I.41 : (a) et (b) Présentation de courbes typiques de progression de la permittivité et de la perméabilité d'un matériau magnétique en fréquence.

### I.9.6 Absorbants adaptatifs

Des techniques d'absorption adaptative utilisant des surfaces électromagnétiques reconfigurables RES sont dérivées de l'idée d'utiliser des absorbants résonnants et analogiques. Bien que plusieurs recherches aient été menées sur ce type d'absorption, aucune n'a abouti à une exploitation commerciale. Par exemple, le niveau de liquide dans une couche de matrice poreuse à faible permittivité peut être ajusté pour contrôler les paramètres de l'absorbant [64], mais ce processus est très lent. La modification de la permittivité dans des couches de Dällenbach en utilisant un champ magnétique contrôlable peut être difficile à appliquer sur de grandes surfaces. Des travaux ont également examiné l'utilisation de l'effet photo-diélectrique avec de l'AgCl, du silicium et des semi-conducteurs n-i-p-i, ainsi que l'intégration de dispositifs actifs, tels que les diodes Varicap.

### I.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les dernières avancées dans le domaine des absorbands à base de métamatériaux planaires et décrit les évolutions majeures des structures en métamatériaux depuis les premières solutions techniques proposées, il y a une dizaine d'années.

Nous avons défini et localisé les métamatériaux électromagnétiques dans une taxinomie globale basée sur les paramètres constitutifs permittivité et perméabilité. Nous avons exploré ensuite les différentes structures de cellules unitaires qui peuvent être utilisées pour créer des absorbands presque parfaits, en présentant une analyse complète des théories fondamentales et des stratégies de conception pour atteindre une absorption parfaite dans les métamatériaux sub-longueur d'onde.

Nous avons également étudié les absorbands métamatériaux à large bande et accordables en fréquence, ainsi que les limites de deux grandes approches de déploiement de solutions alternatives, à savoir les SRR et les réseaux filaires et duplex. Enfin, le concept d'absorbands parfaits cohérents a été mis en exergue, en montrant comment la modulation de phase peut être utilisée pour contrôler l'absorption dans ces dispositifs.

Nous avons conclu ce chapitre, en mettant en évidence la difficulté de synthétiser un milieu doublement négatif parfait (isotrope, large bande et faible perte) et en présentant deux applications centrées autour de deux dispositifs majeurs : la super lentille et le cloaking.

Ce travail fournit un outil fondamental permettant d'explorer la conception de structures d'absorbands métamatériaux.

Dans le chapitre suivant, nous présentons le concept de collecte d'énergie (Harvesting energy) électromagnétique ambiante radiomobiles de différentes générations.

**CHAPITRE II**

**COLLECTE D'ENERGIE RF**

**POUR LES RÉSEAUX 5G**

## II.1 INTRODUCTION

La collecte d'énergie ambiante est un domaine de recherche en croissance visant à utiliser des sources d'énergie renouvelables pour alimenter des dispositifs électroniques et des systèmes de stockage d'énergie. Cette technique consiste à utiliser l'énergie disponible dans l'environnement (comme les ondes Wifi, GSM, TNT) pour produire de l'énergie électrique utilisable pour répondre aux besoins de l'Internet des Objets IOT. La 5ème génération de téléphones mobiles à venir nécessite une utilisation plus efficace de l'énergie pour que cette technologie puisse jouer un rôle important dans l'optimisation de la gestion de l'énergie grâce à une connectivité plus rapide, plus fiable et durable. La collecte d'énergie ambiante pourrait considérablement augmenter leur autonomie et leur durée de vie globale.

Dans ce chapitre, nous définissons le concept général de la collecte d'énergie ambiante et présentons un aperçu des différentes techniques utilisées pour y parvenir, notamment la collecte d'énergie électromagnétique. Nous présentons également des exemples d'applications [65], puis nous présentons le réseau de radiocommunication 5G, suivi d'un aperçu général de la collecte d'énergie RF pour ces réseaux.

## II.2 LES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Les ondes électromagnétiques sont définies comme la propagation de perturbations électromagnétiques. Elles se déplacent à la vitesse de la lumière dans le vide ou dans un milieu matériel, soit environ 300 000 kilomètres par seconde, et n'ont pas besoin de support pour se propager.

Les ondes électromagnétiques sont constituées de champs électriques et de champs magnétiques, qui sont des perturbations du champ électromagnétique. Tout comme le son est une perturbation de la pression atmosphérique, les ondes électromagnétiques sont une combinaison de deux perturbations, l'une électrique et l'autre magnétique. Ces deux perturbations oscillent simultanément, mais dans deux plans perpendiculaires. Les ondes électromagnétiques figure (II.1) peuvent ainsi être considérées comme un type de perturbation électromagnétique propagée [66] [67] [68] [69].

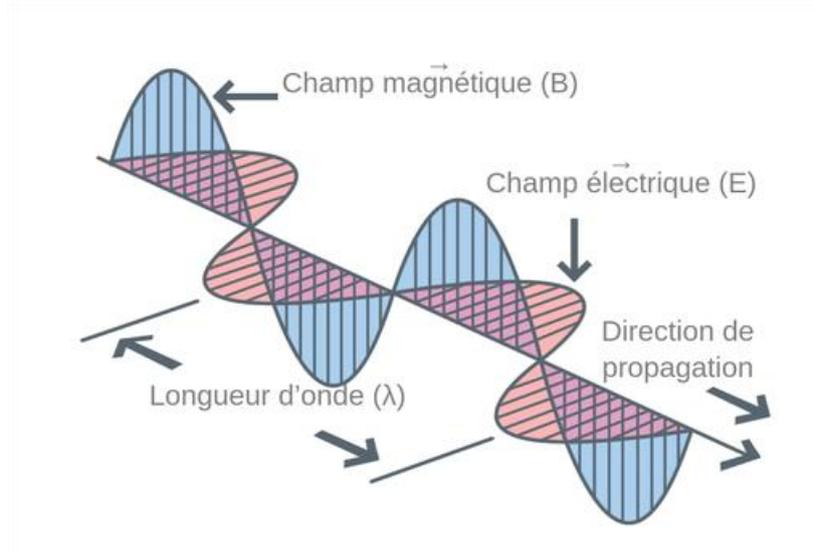


Figure II.1 : Orientation du champ électromagnétique dans l'espace.

### II.3 ÉNERGIE RADIOFRÉQUENCE

L'énergie radiofréquence RF est une forme d'énergie électromagnétique de haute fréquence utilisée pour la transmission de signaux sans fil. Elle est générée par des oscillateurs électroniques et est utilisée dans des technologies telles que la téléphonie mobile, la radio, la télévision, les réseaux sans fil, les radars et les systèmes de navigation GPS [70].

Les ondes radiofréquence figure (II.2) sont produites par la vibration des charges électriques à l'intérieur d'un circuit électronique et peuvent se propager dans l'air ou dans des milieux conducteurs. Les ondes électromagnétiques sont classées en fonction de leur fréquence ou de leur longueur d'onde dans le spectre électromagnétique.

L'énergie électromagnétique se présente sous de nombreuses formes, y compris l'énergie de radiofréquence. Elle est considérée comme faisant partie du spectre électromagnétique, qui inclut des phénomènes naturels tels que le champ magnétique terrestre et le corps humain. Nous avons également constaté la prolifération de diverses liaisons radio [71], [72].

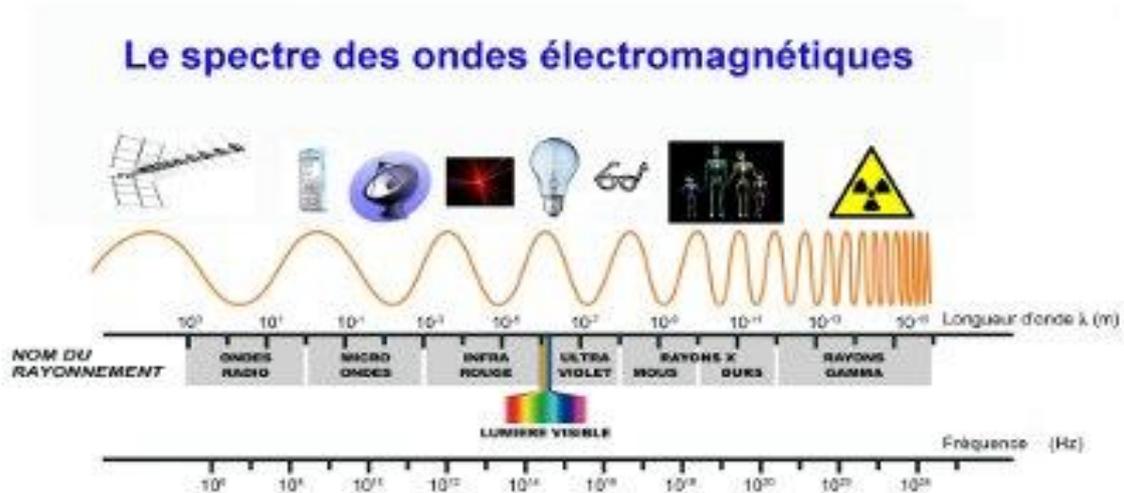


Figure II.2 : Spectre des ondes électromagnétiques.

## II.4 POLARISATION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

La polarisation des ondes électromagnétiques figure (II.3) est un processus qui consiste à aligner la direction du champ électrique associé à l'onde dans un plan spécifique. Les ondes électromagnétiques se propagent dans l'espace sous la forme de vibrations transversales de champs électriques et magnétiques. La polarisation d'une onde électromagnétique décrit la direction dans laquelle le champ électrique vibre. Selon cette direction, les ondes polarisées peuvent être linéaires, circulaires ou elliptiques. La polarisation des ondes est cruciale pour la transmission des signaux radio et des images télévisées, ainsi que pour l'étude des propriétés physiques des milieux.

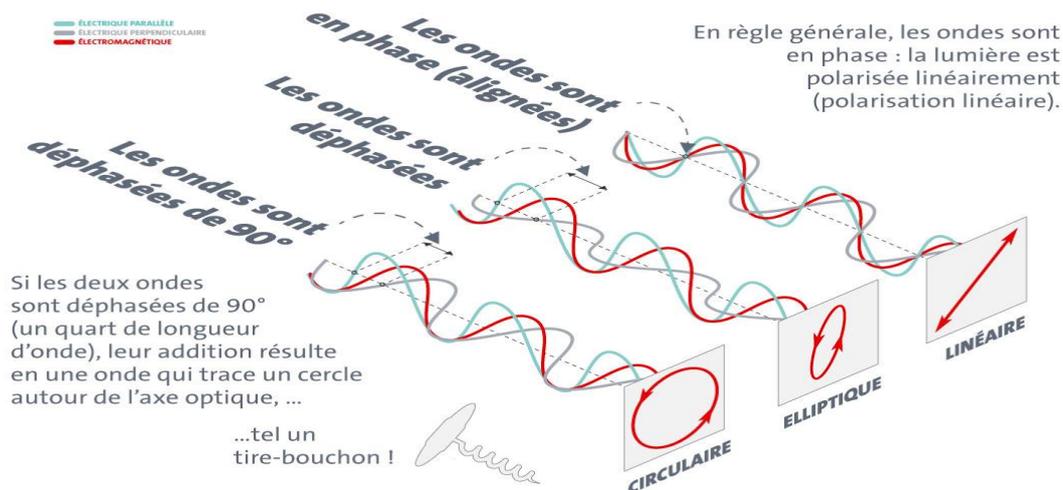


Figure II.3 : Polarisation rectiligne ou linéaire et polarisation circulaire [73].

Les appareils qui utilisent l'énergie radiofréquence sont souvent utilisés pour surveiller des structures et sont intégrés à celles-ci. Cette intégration rend difficile le remplacement des batteries sans causer de dommages à la structure. Dans certaines applications figure (II.4), un grand nombre de ces dispositifs radiofréquences sont nécessaires, ce qui rend impraticable le remplacement des batteries pour chaque point de déploiement.



Figure II.4 : Applications d'énergie radiofréquence dans tous les secteurs de la vie quotidienne [74].

L'énergie RF est utilisée dans de nombreux domaines tels que les télécommunications, la médecine, l'industrie et l'agriculture. Elle peut être utilisée pour la transmission sans fil de données, la chirurgie mini-invasive, la stérilisation des aliments et des produits pharmaceutiques, le séchage des produits industriels, et bien d'autres applications. Il existe plusieurs méthodes pour collecter l'énergie RF, notamment les convertisseurs d'énergie RF, les réseaux d'antennes et les systèmes d'absorption d'énergie RF. Les convertisseurs d'énergie RF permettent de convertir l'énergie RF en énergie électrique utilisable pour alimenter des appareils électroniques. Les réseaux d'antennes, quant à eux, peuvent transmettre l'énergie RF sur de longues distances. Enfin, les systèmes d'absorption d'énergie radiofréquence peuvent être utilisés pour atténuer les interférences électromagnétiques nocives pour l'environnement et les personnes.

## II.5 INTERFÉRENCE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

L'interférence électromagnétique Figure (II.5) est le phénomène où des ondes électromagnétiques perturbent ou altèrent le comportement d'autres systèmes électroniques en leur présence. Cela peut se produire intentionnellement (par exemple, dans le cas de la communication sans fil) ou de manière non intentionnelle (par exemple, en raison de la proximité d'appareils électroniques). L'interférence peut entraîner des erreurs de transmission de données, des perturbations visuelles et auditives, ainsi que d'autres problèmes fonctionnels pour les équipements électroniques [75]. Le système à l'origine de la perturbation est appelé "source", tandis que le système récepteur qui subit la perturbation est appelé "victime".

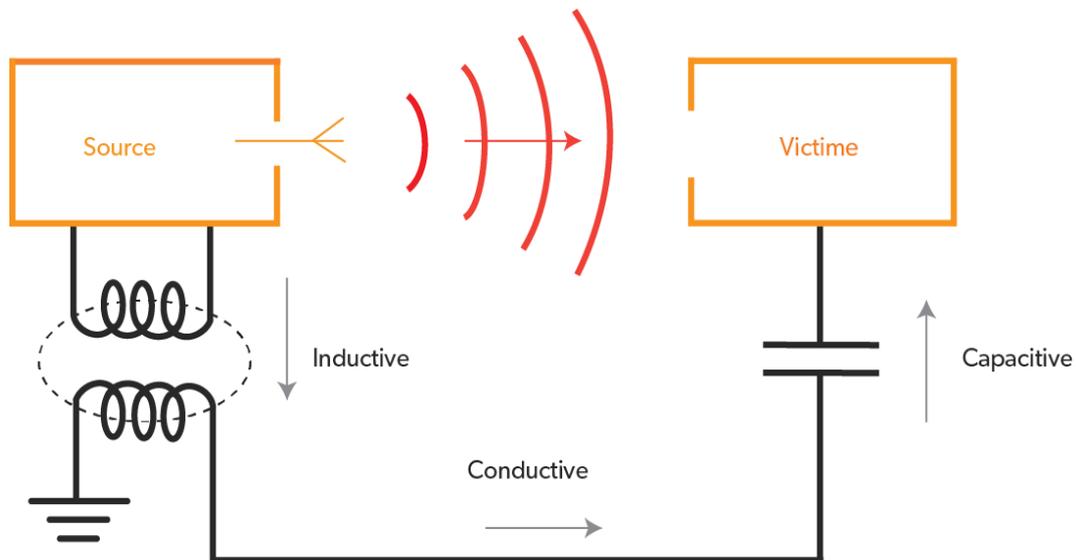


Figure II.5 : Phénomène des interférences électromagnétiques [76].

Les conséquences de ce phénomène vont du dysfonctionnement de la victime jusqu'à sa destruction. De plus, tout système fonctionne dans un environnement électromagnétique qui peut générer des interférences électromagnétiques parasites figure (II.6). Par conséquent, le système peut devenir une victime de ces perturbations.

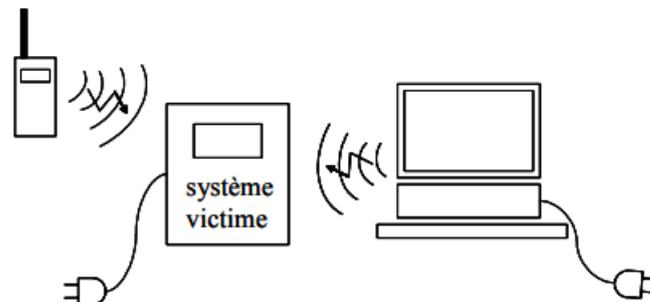


Figure II.6 : Tout système peut être perturbé par son environnement.

Voici quelques exemples courants de l'effet des interférences électromagnétiques EMI dans notre quotidien :

- interférence avec les signaux de navigation
- perturbation des signaux audio et vidéo
- scintillement de l'image sur les moniteurs
- etc.

Ces problèmes sont soit une conséquence des émissions par conduction, soit des émissions par rayonnement.

Les interférences électromagnétiques dépendent de deux facteurs : l'émission, c'est-à-dire l'aptitude des systèmes électriques à générer des ondes électromagnétiques et la susceptibilité, c'est-

à-dire l'aptitude des systèmes électriques à réagir aux champs électromagnétiques extérieurs. La notion d'immunité d'un système est également employée, elle correspond à l'aptitude du système à résister aux perturbations électromagnétiques extérieures. Les courants et tensions parasites qui apparaissent dans les boucles et fils du système sont considérés comme un bruit qui peut être classé selon deux modes : le bruit de mode commun et bruit de mode différentiel.

### II.5.1 L'émission

#### a) Émissions par conduction

Les émissions conduites figure (II.7) se composent d'énergie électromagnétique générée par des équipements électroniques qui peuvent être transmis ou couplés aux lignes électriques à courant alternatif. Étant donné que le cordon d'alimentation est branché sur le réseau de distribution électrique, il est capable d'affecter tout appareil électronique connecté à ce réseau [77].

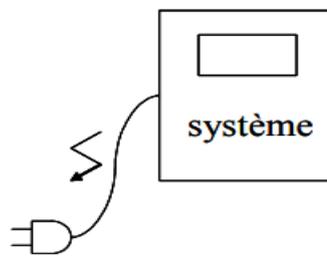


Figure II.7 : Emission conduite.

#### b) Émissions par rayonnement

D'autre part, les émissions rayonnées figure (II.8) sont également de l'énergie électromagnétique produite par des appareils électroniques, mais elles se propagent dans l'air [77].

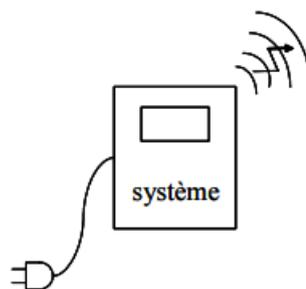


Figure II.8 : Emission rayonnée.

Fréquence	Utilisation
100 Mhz	Bande FM
400 Mhz	Radio (Talkie-Walkie)
900 Mhz	GSM (Global System Mobile)
1,4 Ghz	Fréquence d'écoute du ciel par les radioastronomes
1800 Mhz	DCS (Digital Communication System)
1900 Mhz	PCS (Personnal Communication System)
2,45 ; 5,5 Ghz	Réseau sans fil

Tableau II.1 : Principales fréquences utilisées.

Les ondes en question peuvent être détectées par des circuits récepteurs sur une large gamme de fréquences, allant de quelques kilohertz à plusieurs gigahertz. Toutefois, pour éviter de perturber l'environnement, les concepteurs de circuits intégrés doivent être particulièrement attentifs à la bande de fréquences allant de 30 MHz à 10 GHz, comme illustré dans le Tableau II.1.

### II.5.2 Susceptibilité Interférence RF (RFI)

De nombreux circuits doivent fonctionner dans un environnement où ils peuvent être exposés à des champs électromagnétiques émis par d'autres composants figure (II.9). Ces champs peuvent causer des erreurs ou même endommager le circuit en créant des courants ou des tensions parasites. Ainsi, il est important que le concepteur protège le circuit contre ces champs extérieurs. En général, cette protection est réalisée par le biais d'un blindage ou d'un filtrage des fréquences concernées.

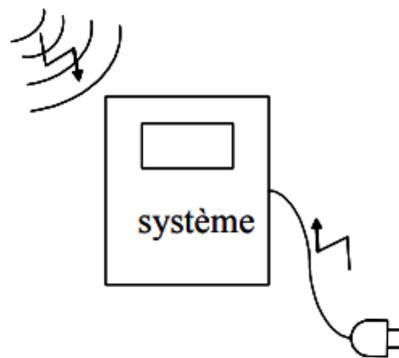


Figure II.9 : Tout système électrique peut être sujet à des champs électromagnétiques.

## II.6 RÉDUCTION DES INTERFÉRENCES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

La réduction des interférences électromagnétiques EMI correspond à l'ensemble des techniques et des pratiques utilisées pour minimiser les effets négatifs des perturbations électromagnétiques sur les systèmes électroniques. Les interférences EMI peuvent être causées par des sources internes (tels que les circuits électroniques) ou externes (telles que les émissions radio). La réduction des interférences EMI peut être obtenue grâce à différentes techniques, telles que l'isolation électrique, la suppression de bruit, la conception de circuits à faible émission et la conformité aux normes EMI.

De manière générale, il existe trois façons de réduire les émissions électromagnétiques :

- Supprimer l'émission à la source.
- Rendre le couplage le plus inefficace possible.
- Rendre le récepteur le moins susceptible aux émissions.

Le choix des solutions à adopter dépend de la fiabilité et du coût de chaque technique.

## II.7 DÉFINITION DE LA COLLECTE D'ÉNERGIE

La collecte d'énergie ambiante est un processus qui permet d'exploiter les sources d'énergie présentes dans l'environnement pour produire de l'électricité ou de la chaleur. Les sources d'énergie ambiantes utilisées dans cette technique incluent la lumière solaire, la chaleur ambiante, le vent, la vapeur d'eau, les ondes de pression acoustique et les mouvements des personnes ou des objets. Ce type de collecte d'énergie est souvent utilisé dans les applications de bâtiments intelligents, les systèmes de transport, les capteurs sans fil et les réseaux locaux sans fil, les réseaux radio cognitifs et les dispositifs électroniques portables pour améliorer l'efficacité énergétique et réduire les coûts d'exploitation.

La collecte d'énergie ambiante figure (II.10) contribue également à la transition vers une économie plus durable en réduisant la dépendance aux énergies non renouvelables et les émissions de gaz à effet de serre en réutilisant l'énergie qui serait autrement perdue [78].

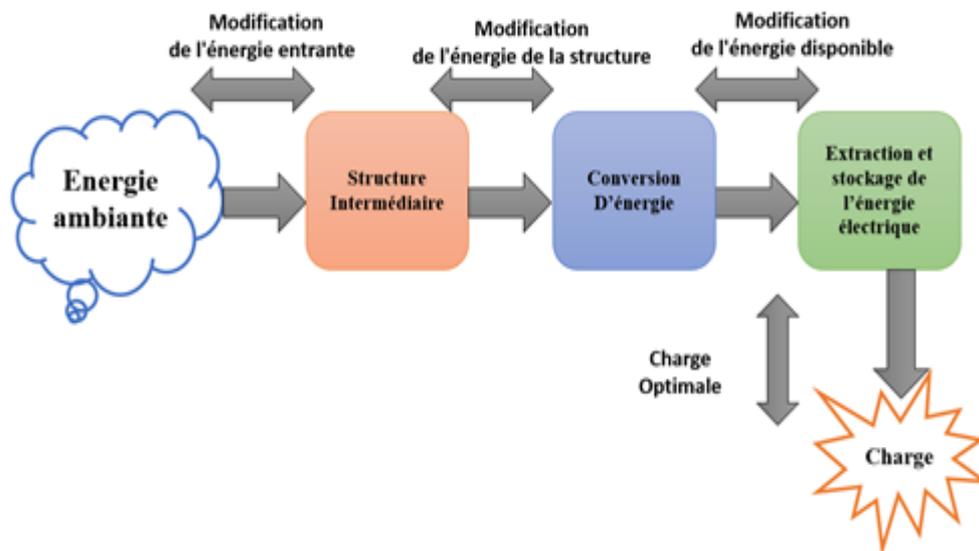


Figure II.10 : Collecte d'énergie: conversion, extraction, stockage.

## II.8 COLLECTE D'ÉNERGIE EN MILIEU URBAIN ET DOMESTIQUE

Il existe différentes sources d'énergie dans l'environnement qui peuvent être récupérées. Dans le cadre des économies d'énergie et de la protection de l'environnement, il est naturel de chercher à récupérer ces sources d'énergie. Cependant, chaque source a des caractéristiques spécifiques et/ou techniques qui ne répondent pas nécessairement aux besoins actuels. Par exemple, la disponibilité dans le temps, la quantité d'énergie récupérable et même l'espace disponible sont des facteurs très importants lors du dimensionnement d'un module de collecte d'énergie. Les principales instructions

d'utilisation sont liées aux sources d'énergie disponibles en milieu urbain et domestique, permettant de démontrer de multiples scénarios d'applications. Par conséquent, il est important de positionner la collecte d'énergie RF dans les applications les plus couramment utilisées.

## II.9 PRINCIPE DE LA COLLECTE D'ÉNERGIE RF

Pour convertir l'énergie RF en énergie électrique (courant continu), la plupart des circuits contemporains de collecte d'énergie incluent des composants redresseurs à semi-conducteurs dans une variété de topologies. Bien que les semi-conducteurs ne puissent gérer qu'une quantité modeste de puissance pour les applications de transmission d'énergie sans fil (WPT : Wireless Power Transmission), leur faible coût et leur petite taille les rendent excellents pour une large gamme d'applications [79].

## II.10 SOURCES D'ÉNERGIE RF DANS L'ENVIRONNEMENT

Les collecteurs d'énergie HF peuvent utiliser des sources RF pour transférer de l'énergie sur de longues distances de manière contrôlée et cohérente. Étant donné que la distance est définie, l'énergie collectée est prévisible et stable dans le temps. La quantité d'énergie RF collectée est proportionnelle à la distance entre la source RF et le récepteur.

Il existe deux types de sources RF (radiofréquence) : les sources dédiées et les sources ambiantes.

### a) Sources RF dédiées :

Pour le besoin d'une alimentation plus régulière pour des nœuds de réseau, on peut envisager d'installer une source RF dédiée. Les sources RF dédiées pour la transmission d'énergie RF peuvent utiliser des bandes de fréquences ISM (Industrial, Scientific and Medical Band) sans licence [80].

### b) Sources RF ambiantes :

Les sources RF environnementales sont des émetteurs de radiofréquences qui ne sont pas conçus pour transmettre de l'énergie radiofréquence. En pratique, cette énergie à haute fréquence est omniprésente. Il existe deux types de sources RF ambiantes : les sources RF ambiantes statiques, telles que les tours de télévision et les tours radio, qui sont des émetteurs produisant une puissance généralement constante dans le temps, et les sources RF dynamiques qui varient dans le temps dans l'environnement : ce sont des émetteurs dont la puissance d'émission varie avec le temps [80].

## II.11 CONCEPTION DE L'ANTENNE POUR LA COLLECTE D'ENERGIE RF

L'antenne est un composant essentiel qui doit répondre à un certain nombre de spécifications afin de capturer l'énergie RF omniprésente et la transformer par la suite en une tension de sortie continue utilisable. De plus, l'antenne doit être à large bande afin de recevoir toute l'énergie RF ambiante contenue dans les différentes sources de fréquence de l'environnement. En effet, les niveaux de puissance des signaux ambiants se situent dans la région des microwatts et une énergie suffisante doit être recueillie pour produire une tension de sortie adéquate. Pour une utilisation dans les applications de recharge sans fil de capteurs embarqués, l'antenne doit être miniature. Les antennes

d'émission et de réception doivent avoir des gains importants pour améliorer les performances de réception et l'efficacité du redresseur. Construire un réseau d'antennes est un moyen d'améliorer le gain d'antenne. Cependant, cela augmente également la taille de l'antenne, la rendant inadaptée à une utilisation portable ou embarquée. Ce sont quelques choix que les scientifiques doivent faire lorsqu'ils conçoivent des antennes à haut rendement et à haute tension de sortie, qui est l'objectif ultime de la collecte d'énergie RF. En raison de leur profil bas, de leur compacité, de leur légèreté, de leur rendement élevé, de leur coût peu élevé, de leur simplicité de fabrication et de leur adéquation aux surfaces planes et non planes, la plupart des conceptions d'antennes vues dans la littérature sont basées sur les microbandes. Les antennes patch carrées, rectangulaires et circulaires sont les antennes microruban les plus courantes [81].

## II.12 QUANTIFICATION DE LA PUISSANCE RAYONNEE DISPONIBLE DANS LE MILIEU ENVIRONNANT

La quantification de la puissance RF disponible dans le milieu ambiant dépend des capacités de fréquence requises en fonction de l'environnement considéré. Cette analyse permet de déterminer les bandes fréquentielles où la densité de puissance est la plus élevée et d'estimer ainsi la puissance DC récupérable maximale.

### a) Conditions techniques d'émission

L'évaluation de l'amplitude de l'énergie électromagnétique est un processus délicat car elle peut varier dans le temps et dans l'espace, surtout dans un environnement non contrôlé. L'objectif est de quantifier les niveaux de puissance récupérables les plus élevés pour chaque plage de fréquences.

Le niveau du champ EM ambiant est très fluctuant, figure (II.11) et dépend de plusieurs paramètres, notamment :

- La puissance de l'émetteur.
- La position du point de mesure.
- Le niveau de trafic.
- Les trajets multiples.

L'environnement de propagation de l'onde et les pertes des différents milieux traversés [82].

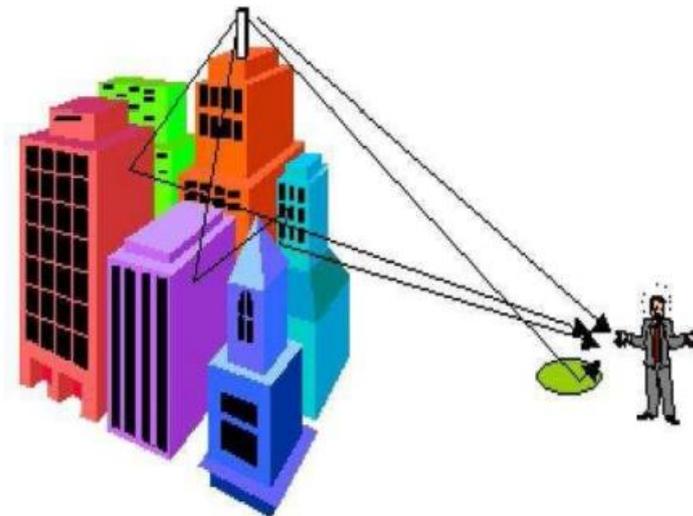


Figure II.11 : Fluctuations de l'onde EM entre émetteur et récepteur.

La figure (II.12) présente un schéma symbolisant l'évolution du niveau du champ électrique de l'émetteur jusqu'aux récepteurs.

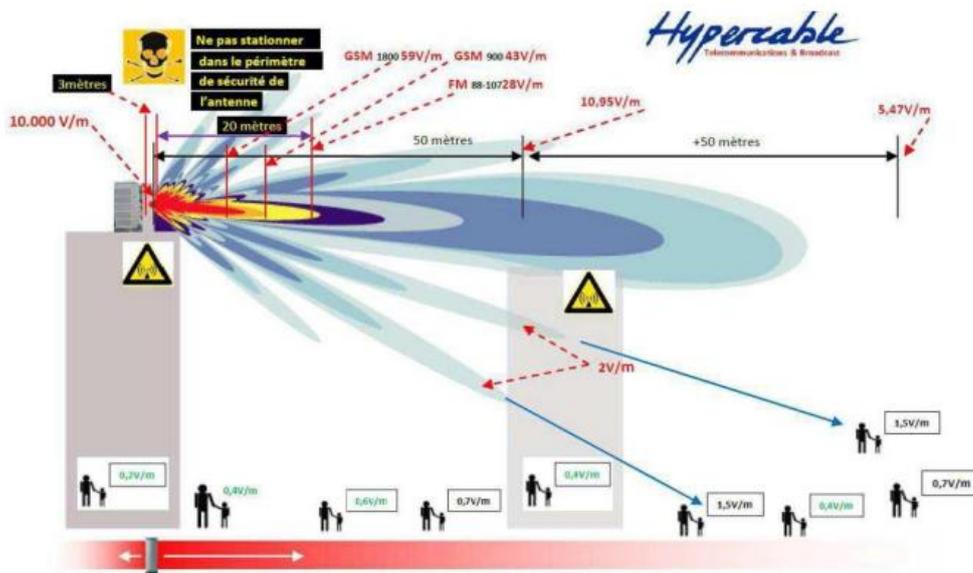


Figure II.12 : Décroissance du niveau du champ électrique E (V/m) à partir de l'émetteur.

La puissance émise par une antenne est constituée d'un lobe principal entouré de lobes latéraux. Le lobe principal correspond à la puissance transmise maximale et donc au niveau maximal du champ électrique. Selon la zone de couverture souhaitée, le lobe principal peut être plus ou moins replié. Un lobe principal de haute puissance couvre la zone éloignée, tandis que des lobes latéraux de puissance moyenne et faible couvrent la zone proche de l'antenne d'émission. Cela assure une harmonisation de l'intensité du champ dans toute la zone de couverture [82].

### b) Mesure d'énergie RF ambiante

Les pays définissent des normes qui fixent des limites pour le rayonnement électromagnétique dans les espaces publics et commerciaux. Ces normes sont souvent inspirées des recommandations de la CIPRNI (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection).

Le CIPRNI est une organisation non gouvernementale officiellement reconnue par l'OMS (Organisation mondiale de la santé).

Au niveau européen les recommandations sont données par l'ECC (Electronic Communications Committee). En Algérie, c'est l'ANF (Agence Nationale des Fréquences) qui donne ces recommandations. L'ANF a pour missions la gestion, la planification et le contrôle du spectre des fréquences radioélectriques par l'Etat [83]. La figure (II.13) montre un exemple de mesure de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel, établie par cette agence.

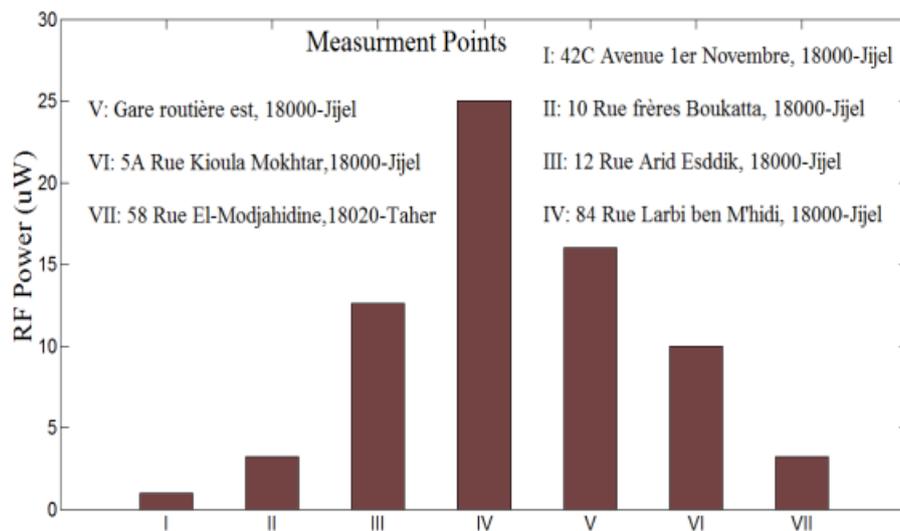


Figure II.13 : Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel [83].

## II.13 TRANSFERT RADIATIF

L'énergie peut également être transférée par la propagation d'ondes électromagnétiques à l'aide d'antennes qui servent à la fois à rayonner l'énergie et à la recevoir. L'utilisation d'antennes implique la présence d'un champ lointain, ce qui entraîne un rendement plus faible par rapport au couplage magnétique inductif. Dans le cas du transfert d'énergie par rayonnement, il existe deux scénarios. Le premier scénario est le transfert d'énergie à la demande (WPT - Wireless Power Transfer). Dans ce cas, une source d'émission dédiée est utilisée, l'antenne d'émission est généralement directive, et l'antenne de réception est placée en ligne de visée par rapport à l'antenne d'émission. L'avantage de ce type de transfert d'énergie est la connaissance préalable de la fréquence, de la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique et de sa polarisation, permettant ainsi d'estimer préalablement l'emplacement de l'antenne de réception et la densité de puissance reçue. En revanche, cela contraint à placer l'antenne de réception à des endroits spécifiques afin de recevoir une densité de puissance

maximale. Quelques applications utilisant le WPT sont présentées sur la figure (II.14). Dans ce cas, l'approche consiste à concevoir une antenne directive ayant la même polarisation que l'antenne d'émission, afin de maximiser l'efficacité. Par exemple, dans [84], un réseau de 32 Rectennas utilisant des patches a été utilisé afin d'alimenter des capteurs pour des applications de suivi de l'état des structures. L'antenne étant très directive, un gain maximal de 24 dBi à 5,8 GHz a été obtenu.



Figure II.14 : Application du WPT.

Le deuxième scénario consiste à récupérer de l'énergie environnementale EH (Energy Harvesting) à partir de l'énergie électromagnétique. Ce scénario trouve sa place dans les zones urbaines où les sources d'énergie électromagnétique sont de plus en plus disponibles. L'énergie électromagnétique peut provenir de toutes les directions, comme le montre la figure (II.15). L'avantage de l'EH est que l'antenne de réception peut être placée librement. Toutefois, les limites réglementaires d'exposition aux champs électromagnétiques ainsi que l'effet omnidirectionnel des antennes d'émission se traduisent par des densités de puissance disponibles plus faibles pour la réception. De plus, la densité de puissance de l'environnement dépend de nombreux facteurs, ce qui constitue le plus grand défi pour les systèmes de collecte d'énergie électromagnétique. En ajoutant à cela les limitations techniques des composants électroniques, il devient très difficile d'atteindre des rendements très élevés [85].

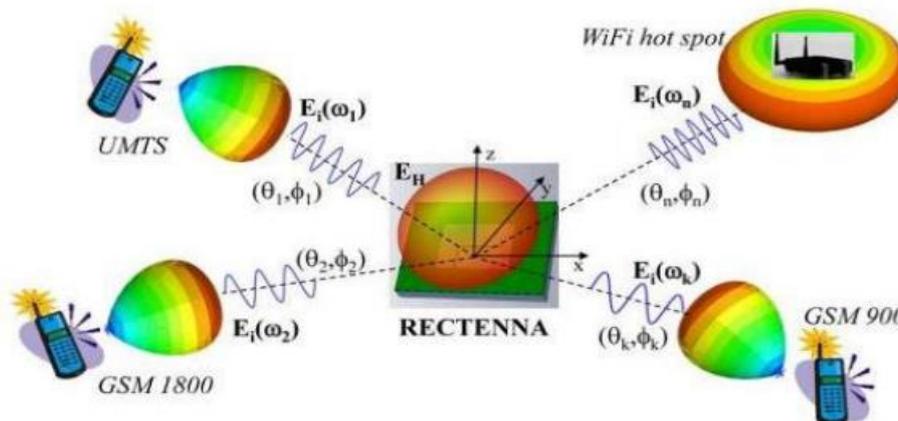


Figure II.15 : Collecte de l'énergie électromagnétique ambiante (EH : Energy Harvesting).

## II.14 COLLECTE ET CONVERSION DE L'ENERGIE ELECTROMAGNETIQUE

Le dispositif Rectenna (Rectifying Antenna) permet la collecte et la conversion de l'énergie électromagnétique en énergie électrique utile. Ce dispositif est composé d'une antenne de réception suivie d'un circuit de rectification (redressement) à caractéristique non linéaire.

Tout d'abord, l'antenne capte les ondes électromagnétiques rayonnées et les convertit en ondes électromagnétiques guidées, qui sont transmises au circuit de conversion RF-DC. Ce circuit, construit le plus souvent avec des diodes Schottky, convertit ensuite l'énergie RF capturée en énergie électrique utilisable. Cette énergie électrique est transférée à une charge résistive qui représente l'impédance d'entrée de l'appareil alimenté. La figure (II.16) montre le schéma bloc d'un système de récupération d'énergie EM.

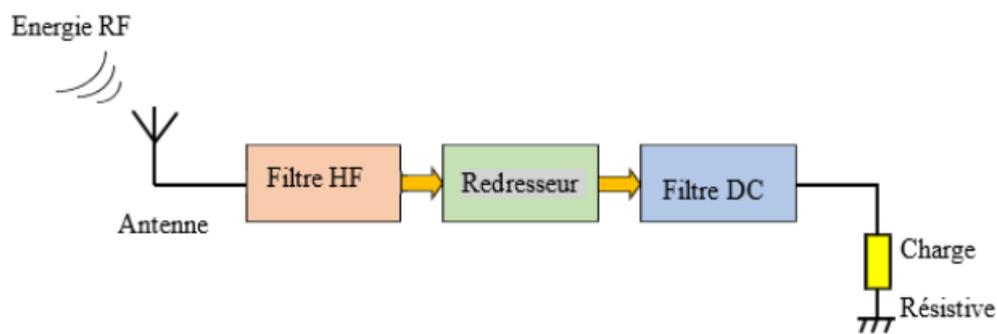


Figure II.16 : Structure d'une Rectenna classique.

La rectenna est composé de :

### ➤ Antenne

Dans un système de collecte d'énergie, la sélection de l'antenne constitue une étape critique en fonction de l'application souhaitée. L'antenne de réception représente souvent l'élément qui impose les contraintes géométriques les plus importantes à la rectenna. En effet, son gain est proportionnel à la surface effective et doit être élevé pour améliorer les performances de capture. Plusieurs types d'antennes ont été développés pour obtenir des structures compactes à fort gain, notamment les antennes patch et les antennes basées sur les métamatériaux [86].

### ➤ Circuit de conversion RF-DC

Dans le domaine des microondes, les circuits de redressement sont essentiellement basés sur des diodes Schottky en raison de leur temps de commutation très court et de leur sensibilité aux faibles niveaux de puissance. Cependant, en raison de la nature non linéaire des diodes, des harmoniques supérieures indésirables apparaissent, en plus de la composante continue, ce qui complique la conception et l'optimisation du circuit convertisseur.

Les paramètres les plus importants pour évaluer de tels circuits sont l'efficacité de conversion et la tension de sortie. Ils dépendent principalement de la puissance RF, de la fréquence de fonctionnement et de la charge résistive à la sortie du Rectenna.

### Filtre HF

Un filtre HF inséré entre l'antenne et le redresseur filtre les harmoniques supérieures générées par la diode Schottky et les empêche d'être rayonnées par l'antenne. De plus, le filtre assure une correspondance entre le circuit de conversion et l'antenne de détection. Des filtres RF peuvent être intégrés à l'antenne de réception pour réduire les dimensions du circuit de conversion et minimiser les pertes. Ce type d'antenne est appelé «antenne à rejet d'harmoniques».

### Filtre DC

Un filtre DC est un filtre passe-bas qui bloque les composantes HF et ne laisse passer que la composante DC à l'aide d'éléments distribués ou localisés [86].

## II.15 LA 5<sup>ème</sup> GÉNÉRATION (5G)

La 5G, comme son nom l'indique, succède aux générations précédentes de la téléphonie mobile. Contrairement aux générations précédentes, la 5G ne se contente pas d'améliorer les normes de télécommunication existantes, elle représente plutôt une innovation de rupture [87] qui va révolutionner le secteur des télécommunications et pourrait entraîner des changements radicaux dans les modèles commerciaux des opérateurs.

Grâce à sa nouvelle architecture, la 5G ouvre la voie à de nombreuses nouvelles applications [88].

## II.16 LES AVANTAGES DE LA 5G

Pour comprendre l'intérêt de la 5G, trois mots clés sont à retenir :

a) Débit – b) Latence – c) Densité [89].

**a) le Débit :** pour répondre à la continuité actuelle des réseaux et aux demandes croissantes de trafic, les réseaux 5G devraient pouvoir atteindre des vitesses jusqu'à 10 fois plus rapides que la 4G.

**b) Latence :** les réseaux 5G connaîtront une réduction de 10 fois du temps de réponse, permettant le développement de nouvelles applications telles que les voitures autonomes et la télémédecine.

**c) Densité :** la 5G va intéresser les objets IoT (Internet of Things ou Internet des Objets), et des millions de connexions devront être gérées.

La 5G de technologie sans fil représente un changement de connectivité conçu pour augmenter la vitesse et la capacité. Elle peut clairement espionner la façon dont les données sont traitées et

transférées, permettant une gamme de nouveaux cas d'utilisation bien au-delà des Smartphones, que les technologies 3G et 4G ciblent déjà figure (II.17).

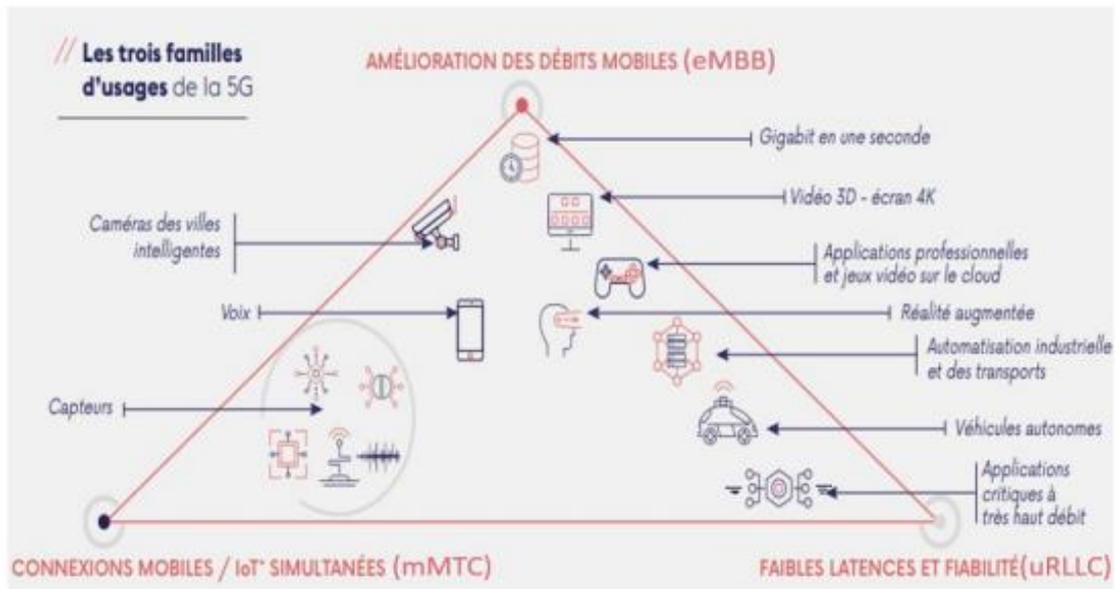


Figure II.17 : catégorie d'usages de la 5G [90].

## II.17 LA TECHNOLOGIE 5G REPOSE SUR DES EXIGENCES TECHNIQUES

- Jusqu'à **10 Gb/s** de débit de données, supérieur de 10 à 100 fois plus que les réseaux 4G et 4.5G.
- 1 milliseconde de latence
- 1000 fois plus de bande passante par unité de surface.
- Jusqu'à 100 fois plus d'appareils connectés par unité de surface (par rapport à la 4 G LTE)
- 99.999 % de disponibilité
- 90 % de réduction de la consommation d'énergie du réseau
- Les réseaux 5G sont à nos portes et cette nouvelle génération de communication sans fil est alimentée par une nouvelle technologie appelée ondes millimétriques (mmWave).

## II.18 LES ONDES MILLIMÉTRIQUES (MILLIMETER WAVES)

La demande croissante de canaux de données plus élevés en tant qu'accès sans fil massif et le spectre disponible limité dans les bandes microondes ont motivé l'amélioration de l'efficacité spectrale en utilisant des technologies avancées telles que les communications en duplex intégral, la mise en réseau cognitive et coopérative, l'annulation des interférences et la sortie multiple massive d'entrées multiples (MIMO). Alors que ces améliorations atteignent les limites de capacité fondamentales, la bande d'ondes millimétrique (mmWave) devient une option alternative et prometteuse pour prendre en charge l'accès sans fil à très haut débit [91].

## II.19 LES CARACTERISTIQUES DE L'ONDE MILLIMÉTRIQUE

Les systèmes cellulaires à ondes millimétriques (mmWave) qui fonctionnent dans la bande (30-300) GHz, semblent être un candidat de bon augure pour le système cellulaire 5G de nouvelle génération, qui devrait prendre en charge des débits de données de plusieurs Gb/s. Cependant, l'utilisation de mmWave nécessite de traiter les attributs de propagation et les dégradations de canal des bandes haute fréquence [92] Figure (II.18).

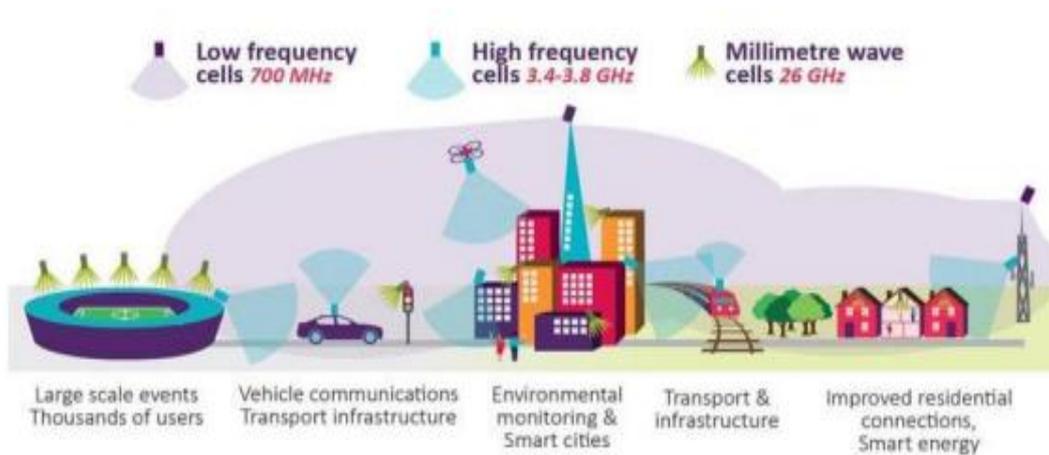


Figure II.18 : Bande d'ondes millimétriques.

## II.20 LES INCONVENIENTS DES ONDES MILLIMÉTRIQUES

Le problème des ondes millimétriques, c'est leur pouvoir de propagation assez faible, plus les fréquences sont hautes et plus la portée du signal est réduite. Les ondes millimétriques ont de plus la réputation de mal supporter la pluie et de ne pas traverser les murs. De petites antennes (Small cells) reliées à une « antenne-mère » figure (II.19) sont nécessaires pour orienter les signaux vers les appareils qui en ont besoin. Un réseau radio mobile 5G est constitué d'antennes relais longue portée pour les zones moins denses et rurales et des micro-antennes pour les zones denses urbaines très denses.

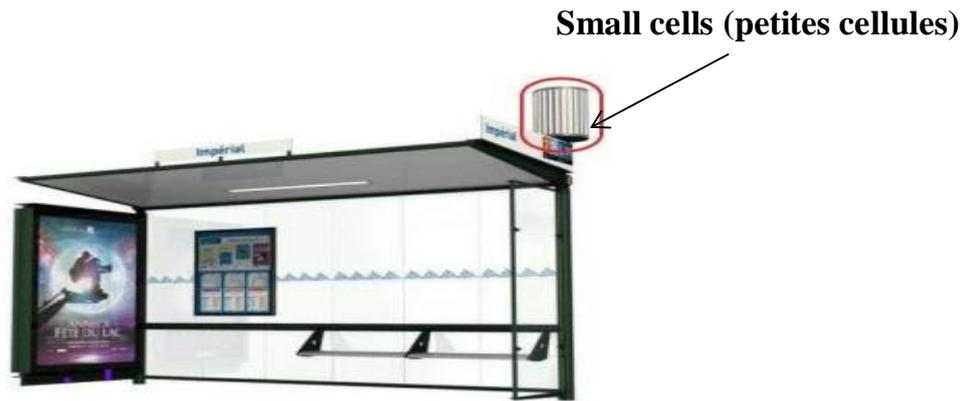


Figure II.19 Small cells (petites cellules) antenne miniatures.

## II.21 NOTION DE RÉSEAU CELLULAIRE

Les réseaux de téléphonie mobile sont basés sur la notion de cellules, c'est-à-dire des zones hexagonales ou circulaires qui se chevauchent afin de couvrir une zone géographique.

Les réseaux cellulaires reposent sur l'utilisation d'un émetteur récepteur central au niveau de chaque cellule, appelée station de base (Base Transceiver Station ou BTS). Plus le rayon d'une cellule est petit, plus la bande passante disponible est élevée, figure (II.20).

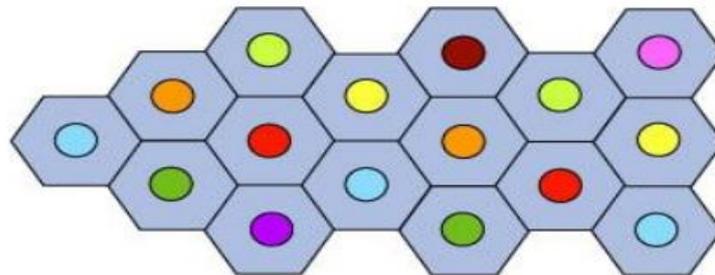


Figure II.20 : Notion de réseau cellulaire.

## II.22 STRUCTURE DU RÉSEAU MOBILE 5G

Les petites cellules vont pallier à la mauvaise propagation des ondes millimétriques. Ainsi, avec la multiplication de ces cellules, les ondes millimétriques ne se heurteront plus à des obstacles, elles seront donc totalement efficaces.

Les petites cellules vont permettre d'atteindre l'objectif de multiplier par 100 la capacité du réseau en termes de trafic.

## II.23 ULTRA LARGE BANDE

La bande ultra-large UWB est en train de devenir la technologie de couche physique idéale pour les réseaux personnels sans fil haute et basse fréquence. Comme son nom l'indique, la transmission dans les systèmes UWB couvre de larges bandes passantes (généralement plusieurs gigahertz), une immunité élevée aux évanouissements par trajets multiples, des débits de données élevés et une capacité utilisateur accrue. Les appareils de communication UWB peuvent être utilisés pour

distribuer sans fil des signaux provenant de téléphones, de câbles ou d'ordinateurs dans des bâtiments ou des maisons privées figure (II.21).

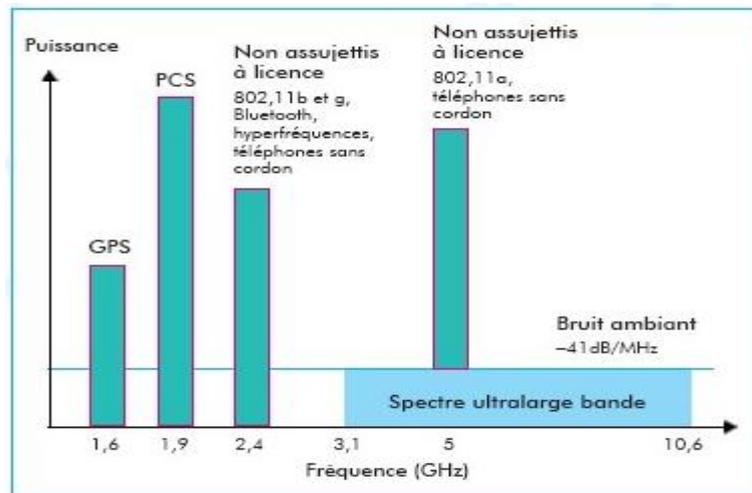


Figure II.21 : Dispositifs ultralarge bande fonctionnant au-dessous du « bruit radioélectrique ambiant ».

L'une des propriétés notables de ces dispositifs est leur capacité à communiquer à des niveaux dans le bruit électrique sans fil ambiant, un phénomène souvent désigné par le terme anglais «underlay».

## II.24 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord les généralités sur la récupération d'énergie RF, qui sont utiles pour comprendre les phénomènes mis en évidence dans ce travail. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons exposé un état de l'art sur la 5ème génération. La récupération d'énergie RF constitue un sujet de recherche clé pour le développement de la technologie 5G. En effet, les différents nœuds de la 5G requièrent une quantité d'énergie accrue pour fonctionner de manière efficace et fiable, ce qui peut s'avérer coûteux et compromettre la durabilité des équipements du réseau. La récupération d'énergie RF peut contribuer à réduire les coûts d'énergie et à augmenter la durée de vie des équipements en réutilisant l'énergie RF ambiante. Les techniques de récupération d'énergie RF telles que la réflexion, la conversion directe et la conversion indirecte ont été étudiées et démontrées comme viables. Toutefois, il reste encore des défis à relever pour les rendre plus efficaces et fiables. En somme, la récupération d'énergie RF est un élément important à prendre en compte pour les futurs développements de la technologie 5G et au-delà.

Le premier élément du système de collecte d'énergie est l'antenne. Elle doit être en mesure de capter le maximum d'énergie ambiante et donc présenter une grande absorption de l'énergie électromagnétique environnant. Le chapitre suivant s'intéresse à la conception de ces antennes à base d'absorbants métamatériaux.

**CHAPITRE III**  
**ABSORBANT**  
**MÉTAMATÉRIAU POUR UNE**  
**MEILLEURE**  
**PERFORMANCE DE LA 5G**

### III.1 INTRODUCTION

Ces dernières années, les métamatériaux MM ont suscité un grand intérêt dans la recherche en raison de leurs propriétés remarquables. Leur capacité exceptionnelle à dépasser les propriétés naturelles en termes de permittivité, de perméabilité magnétique et d'indice de réfraction, a conduit au développement de nombreux domaines d'application. Par exemple, certains métamatériaux présentent une surface qui absorbe complètement certaines bandes de fréquences. En effet, les absorbants de ces matériaux offrent des conditions de surface uniques avec des propriétés d'absorption adaptatives proches de l'unité [93] [94] [95].

Les matériaux absorbants les ondes électromagnétiques existent sous différentes formes et structures. Cependant, les matériaux basés sur les métamatériaux sont particulièrement prometteurs et largement utilisés dans la technologie militaire furtive, pour le blindage contre les interférences électromagnétiques et les applications de récupération d'énergie [96-97].

Cependant, la réalisation d'une absorption à très large bande, reste une tâche difficile [98]. Ainsi, les améliorations de la conception des métamatériaux multi-bandes continuent de stimuler la recherche.

En s'inspirant des travaux de recherche des références [99] et [100], proposant des structures absorbantes sous forme de lettres, nous avons créé notre propre structure en utilisant les premières lettres de nos noms, A et S. Ensuite, nous avons optimisé cette structure afin d'obtenir une réponse adaptée à la bande de fréquence millimétrique autour de 26GHz, avec une absorption proche de l'unité.

### III.2 THÉORIE ET CONCEPTION DE L'ABSORBANT

L'objectif principal de cette étude est de concevoir et développer une structure absorbante, basée sur des métamatériaux ultrafins à large bande pour des applications en ondes millimétriques. Pour qu'un absorbant soit parfait, il doit avoir une réflexion nulle ou proche de zéro et une impédance correspondant à l'espace libre. Par conséquent, la conception proposée est optimisée pour atteindre une impédance ( $z_0$ ) similaire à celle de l'espace libre, qui dépend des valeurs de perméabilité ( $\mu_0$ ) et de permittivité ( $\epsilon_0$ ), telles que déterminées dans l'équation (III.1).

$$z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (\text{III.1})$$

Le schéma de la cellule unitaire de notre structure est présenté sur la figure (III.1).

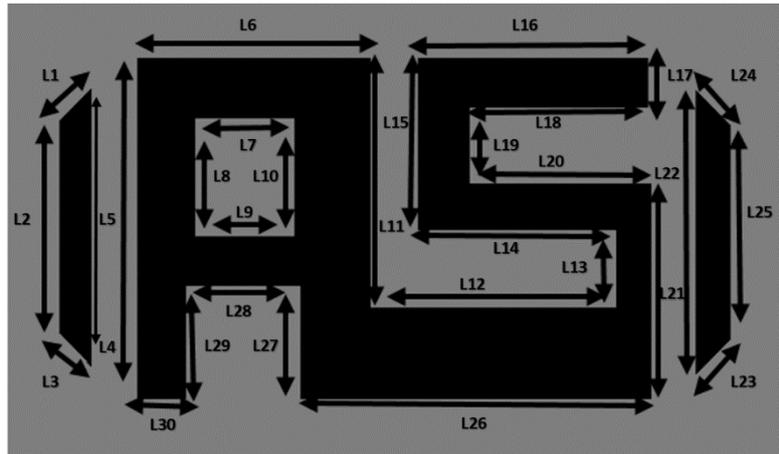


Figure III.1 : Absorbant Métamatériau proposé avec les paramètres de conception.

La conception proposée est basée sur une nouvelle géométrie obtenue en combinant deux lettres et deux patches latéraux. Il a été constaté que l'utilisation de cette géométrie optimisée capte les ondes électromagnétiques et améliore l'absorption des ondes. D'autre part, le coefficient de réflexion de l'onde est minimisé. Les paramètres géométriques (dimensions) de cette structure sont dressés dans le tableau (III.1).

<b>Paramètres</b>	<b>L1</b>	<b>L2</b>	<b>L3</b>	<b>L4</b>	<b>L5</b>
<b>Valeur (mm)</b>	0.28	1.15	0.28	1.53	1.79
<b>Paramètres</b>	<b>L6</b>	<b>L7</b>	<b>L8</b>	<b>L9</b>	<b>L10</b>
<b>Valeur (mm)</b>	1.31	0.62	0.58	0.62	0.58
<b>Paramètres</b>	<b>L11</b>	<b>L12</b>	<b>L13</b>	<b>L14</b>	<b>L15</b>
<b>Valeur (mm)</b>	1.30	1.37	0.41	1.14	0.92
<b>Paramètres</b>	<b>L16</b>	<b>L17</b>	<b>L18</b>	<b>L19</b>	<b>L20</b>
<b>Valeur (mm)</b>	1.36	0.21	1.052	0.40	1.052
<b>Paramètres</b>	<b>L21</b>	<b>L22</b>	<b>L23</b>	<b>L24</b>	<b>L25</b>
<b>Valeur (mm)</b>	1.14	1.53	0.28	0.28	1.15
<b>Paramètres</b>	<b>L26</b>	<b>L27</b>	<b>L28</b>	<b>L29</b>	<b>L30</b>
<b>Valeur (mm)</b>	2.01	0.61	0.62	0.61	0.27

Tableau III.1 : Paramètres géométriques de la structure.

La taille globale de l'absorbant est de 4,39 mm x 2,42 mm x 0,867 mm, ce qui est très mince et compact. La cellule unitaire proposée de l'absorbant se compose de trois couches. La couche intermédiaire est un matériau diélectrique, les couches inférieure et supérieure contiennent respectivement le plan de masse et les lettres (A et S) avec une épaisseur de cuivre de 0,04 mm et

une conductivité de  $5,8 \times 10^7$  S/m. Le matériau diélectrique est du type Rogers RT5880 avec une épaisseur de 0,787 mm, une constante diélectrique  $\epsilon_r = 2,2$  et une tangente de perte  $\tan\delta = 0,009$ .

La figure III.2 montre la vue de dessus de la structure proposée et analysée sous l'environnement de deux logiciels professionnels CST et HFSS à des fins de comparaison.

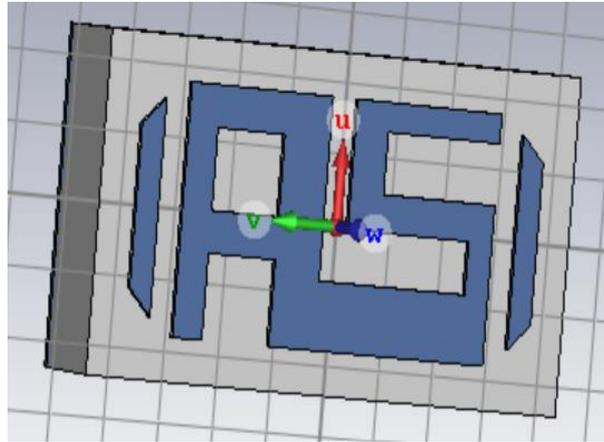


Figure III.2 : Vue de dessus de la structure analysée sous CST et HFSS.

L'objectif de cette structure est d'atteindre un coefficient de réflexion  $s_{11}$  et un coefficient de transmission  $s_{21}$  dans la gamme des fréquences de (20 à 50) GHz et un coefficient d'absorption  $A$  proche de l'unité dans toute la bande.

Le coefficient ou taux d'absorption  $A$  est relié aux paramètres  $S$  de la structure à travers la relation suivante :

$$A(\omega) = 1 - |s_{11}|^2 - |s_{21}|^2 \quad (\text{III.2})$$

De plus, pour obtenir un taux d'absorption élevé, les coefficients de réflexion et de transmission doivent être réduits au minimum.

Le plan de masse de la structure en cuivre empêche la transmission des ondes électromagnétiques à travers la structure, provoquant ainsi une annulation du coefficient de transmission dans la structure,  $|S_{21}(\omega)|=0$ . La réduction du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la structure maximise le taux d'absorption  $A$  des ondes électromagnétiques sur une bande ultra large. Par conséquent, le taux d'absorption est donné par l'équation (III.3).

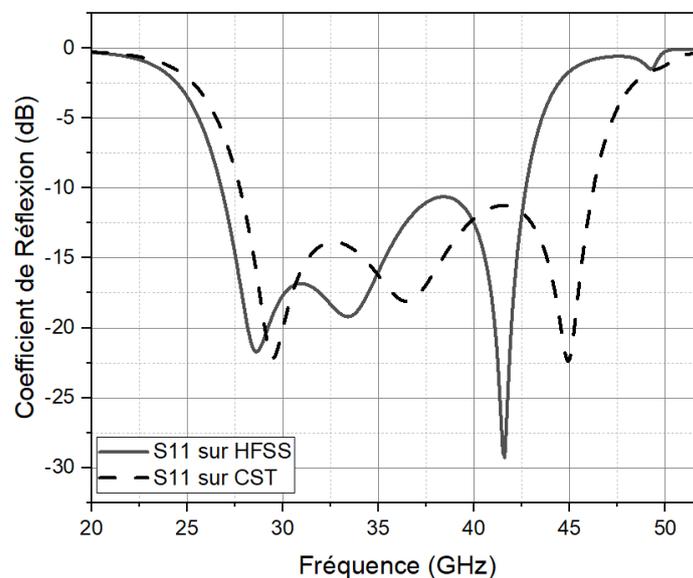
$$A(\omega) = 1 - |S_{11}|^2 \quad (\text{III.3})$$

### III.3 ANALYSE DE LA STRUCTURE PAR HFSS ET CST

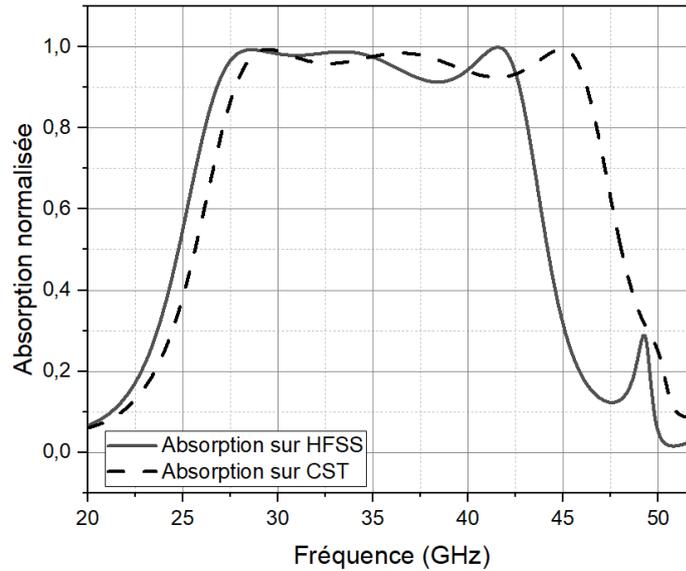
La structure retenue de l'absorbant métamatériau MMA, présentée sur les figures III.1 et III.2, a été analysé par deux logiciels professionnels HFSS et CST en vue de faire une comparaison des résultats obtenus. Cette simulation conduit à la détermination du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et par conséquent le coefficient d'absorption  $A$ .

Dans cette section, nous étudions la convergence des résultats obtenus avec les logiciels HFSS et CST pour notre simulation. Ces deux logiciels de simulation HFSS et CST sont basés respectivement sur les méthodes numériques des éléments finis et des différences finies, utilisant chacune un modèle d'approximation numérique différent.

Les figures (III.3.a) et (III.3.b) présentent les résultats de simulation de notre structure MMA respectivement. Par les logiciels HFSS et CST.



(a)



(b)

Figure III.3 : (a) Coefficient de réflexion (b) Coefficient d'absorption du MMA analysé par HFSS et CST.

Le résultat de coefficient de réflexion et d'absorption de la MMA a été obtenu en utilisant le logiciel HFSS avec une fréquence de 1 GHz (réglage par défaut).

L'étude de la figure (III.3.a), relative à la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du MMA en fonction de la fréquence, montre une réflexion minimale, inférieure à -10dB dans une large bande fréquence. Cette bande de fréquence de 18,539 GHz, s'étale de 27,665 à 46,204 GHz pour une analyse avec CST. L'analyse du même MMA avec HFSS conduit à une bande de fréquence de 15,9 GHz, s'étalant de 26,792 et 42,701 GHz.

Nous avons tracé ensuite les courbes relatives au coefficient d'absorption  $A$  pour montrer l'efficacité du MMA conçu. La figure (III.3.b) illustre la variation du coefficient d'absorption  $A$  en fonction de la fréquence, résultant de l'analyse par les deux logiciels HFSS et CST. Ces résultats montrent une nette absorption ( $A$  proche de 1) dans des bandes de fréquences larges. Nous déduisons avec le logiciel CST, un taux d'absorption maximale atteignant près de 99% à 28 GHz et un taux minimal de 95% à 41,6 GHz, ce qui donne un taux moyen d'absorption de 97% dans une large bande de fréquences allant de 27 GHz à 41,6 GHz. Nous observons également, sur la courbe obtenue par HFSS, un taux d'absorption moyen de 96% dans une large bande de fréquences allant de 27,6 GHz à 38,6 GHz.

Ces résultats démontrent une nette absorption, proche de l'unité, dans une large bande de fréquence, adaptée aux ondes millimétriques de la 5G. Ces courbes montrent également un net décalage entre les résultats obtenus par les deux logiciels CST et HFSS. C'est ce qui a conduit à optimiser l'analyse de notre MMA afin de faire converger les résultats obtenus par ces deux logiciels.

L'étude approfondie du logiciel HFSS montre que la solution déduite par ce logiciel dépend fortement d'un paramètre appelé « solution frequency setup ». Le rôle de la solution frequency setup dans HFSS est de fournir les paramètres nécessaires du balayage fréquentiel pour exécuter une simulation électromagnétique précise et fiable dans une bande de fréquence, pour une structure donnée. Ce paramètre est de trois types : balayage rapide (fast), balayage par interpolation et balayage discret. Pour la recherche de la solution dans une bande de fréquence, on choisit souvent le balayage rapide pour minimiser le temps de calcul. La valeur du paramètre « solution frequency setup » par défaut est de 1GHz. Pour avoir de bons résultats par HFSS dans une bande de fréquence, il faut que cette fréquence setup soit proche du centre de la bande de fréquence recherchée. Dans notre cas, nous avons ajusté cette fréquence setup à 41,6 GHz et nous avons observé une nette convergence des résultats de simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et du coefficient d'absorption A, obtenus par HFSS avec ceux de CST figures (III.4) et (III.5). Le taux moyen d'absorption est de 94,5 % dans la bande de fréquences allant de 28,97 GHz à 45,06 GHz.

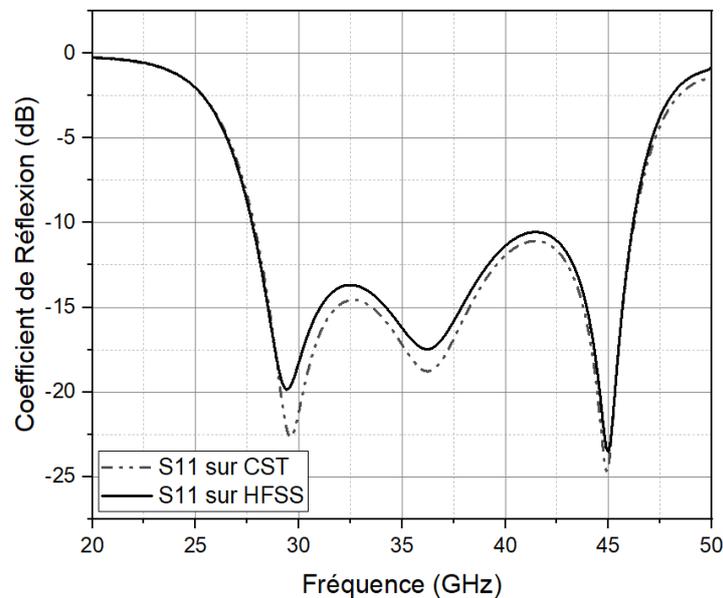


Figure III.4 : Coefficient de réflexion du MMA analysé par CST et HFSS optimisé avec une fréquence setup de 41,6 GHz

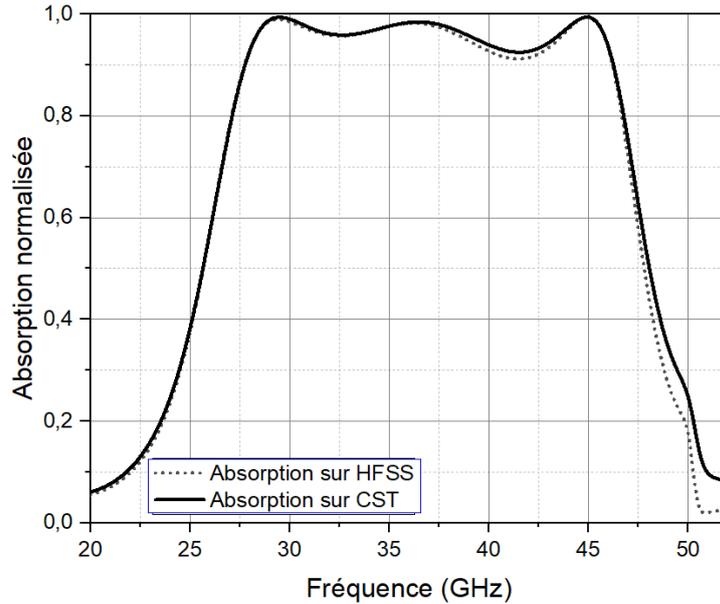
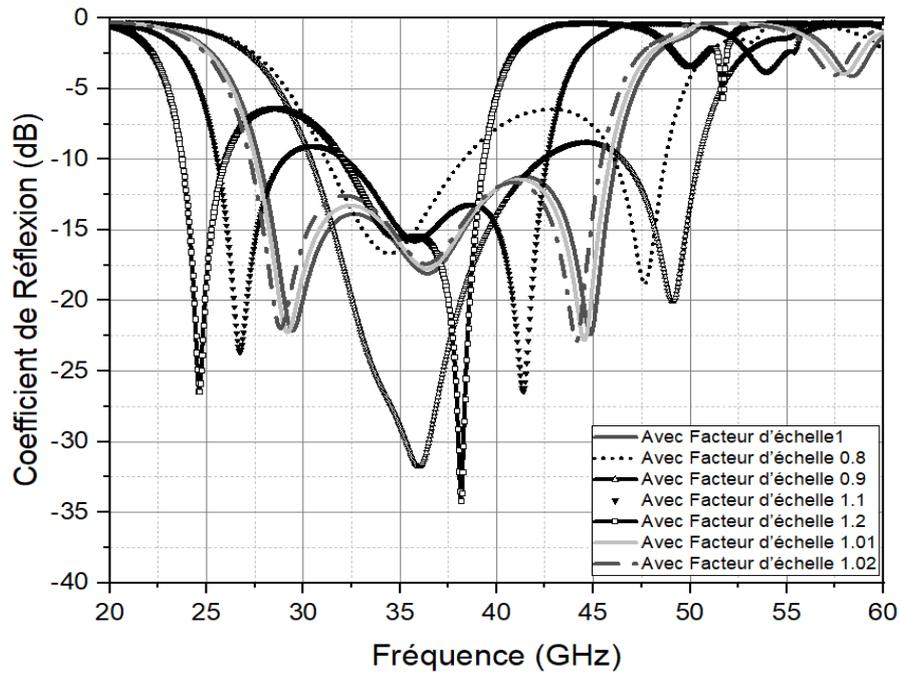


Figure III.5 : Coefficient d'absorption du MMA analysé par CST et HFSS optimisé avec une fréquence setup de 41,6 GHz.

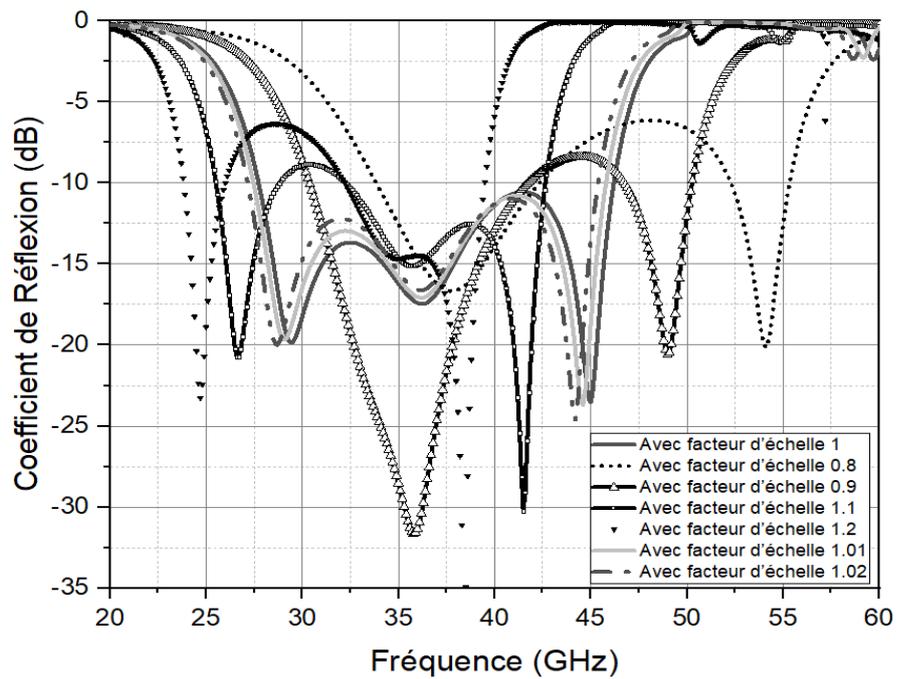
#### III.4. INFLUENCE DU FACTEUR D'ECHELLE

Le facteur d'échelle est un paramètre crucial qui peut avoir un impact significatif sur les propriétés électromagnétiques d'un absorbant métamatériau ultra large bande. Le facteur d'échelle se réfère à la taille (dimension) relative de la structure. Ce paramètre vaut 1 pour la structure MMA originale. Le changement de ce paramètre se traduit par la multiplication des coordonnées (x et/ou y et/ou z) de la structure par ce paramètre. Ainsi, on peut augmenter ou diminuer la taille de notre MMA sans recourir au chargement des nouvelles dimensions de la structure.

Afin d'étudier les effets de différentes tailles de la structure, des simulations ont été effectuées en modifiant le facteur d'échelle de la structure MMA analysée. Les dimensions de la structure ont été modifiées uniquement le long des axes x et y, tandis que l'axe z est gardé constant pour conserver la structure mince. Les résultats de simulation sous les logiciels CST et HFSS, pour les valeurs suivantes : 0,9 ; 0,8 ; 1 ; 1,01 ; 1,02 ; 1,1 ; 1,2 du facteur d'échelle, sont illustrés sur les figures (III.6) et (III.7).

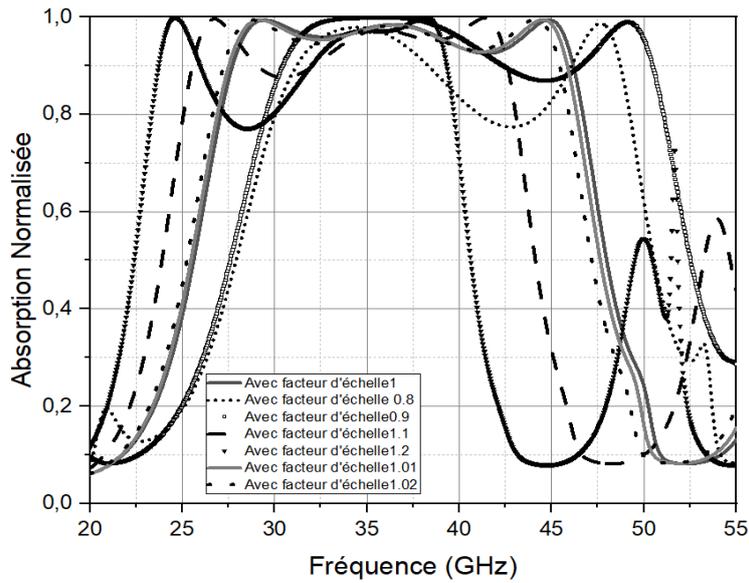


(a)

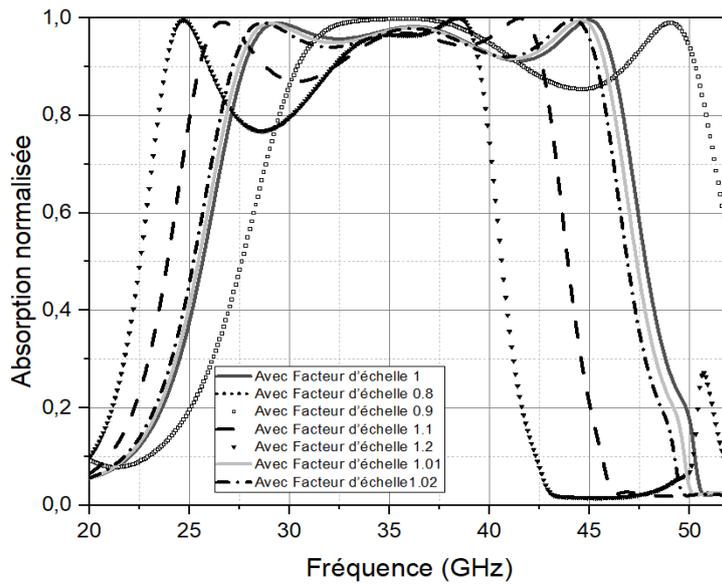


(b)

Figure III.6 : Coefficient de réflexion du MMA analysé par CST (a) et HFSS (b) pour différentes valeurs de facteur d'échelle



(a)



(b)

Figure III.7 : Coefficient d'absorption du MMA analysé par CST (a) et HFSS (b) pour différentes valeurs de facteur d'échelle, mesuré à la fois.

Les effets de différents facteurs d'échelle sur un absorbant métamatériau ultra large bande peuvent être résumés comme suit :

\*Facteur d'échelle supérieur à 1 : Lorsque le facteur d'échelle est supérieur à 1, la taille de la structure métamatériau augmente, ce qui engendre une diminution des fréquences, puisque la longueur d'onde est de l'ordre de dimension de la structure qui la produit. Dans ce cas, l'absorbant métamatériau présente toujours une large bande de fréquences qui diminue fortement pour des

facteurs d'échelle de 1,2 et plus, puisqu'à certaines fréquences le coefficient de réflexion devient supérieur à -10dB figure (III.6) et par conséquent le coefficient d'absorption s'éloigne de 1 figure (III.7).

\*Facteur d'échelle inférieur à 1 : Lorsque le facteur d'échelle est inférieur à 1, la taille de la structure métamatériau diminue, ce qui engendre un décalage de la bande de fréquences vers les fréquences hautes, contrairement au cas précédent. Dans ce cas, l'absorbant métamatériau devient plus compact. Mais pour un facteur d'échelle en dessous de 0,8, on observe une diminution de la bande de fréquence (figure III.6) et un coefficient d'affaiblissement qui s'éloigne de 1 figure (III.7).

### III.5 VÉRIFICATION DE L'EFFET MÉTAMATÉRIAUX

La caractéristique essentielle d'un métamatériau est le signe négatif de son indice n de réfraction, obtenu par une permittivité relative négative et une perméabilité relative négative et donné par la formule III.4.

$$n = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \tag{III.4}$$

Afin de vérifier le caractère métamatériau de notre structure, nous avons tracé la courbe de son indice en fonction de la fréquence. Cet indice doit rester négatif dans toute la bande de fréquence de notre MMA figures (III.8) et (III.9).

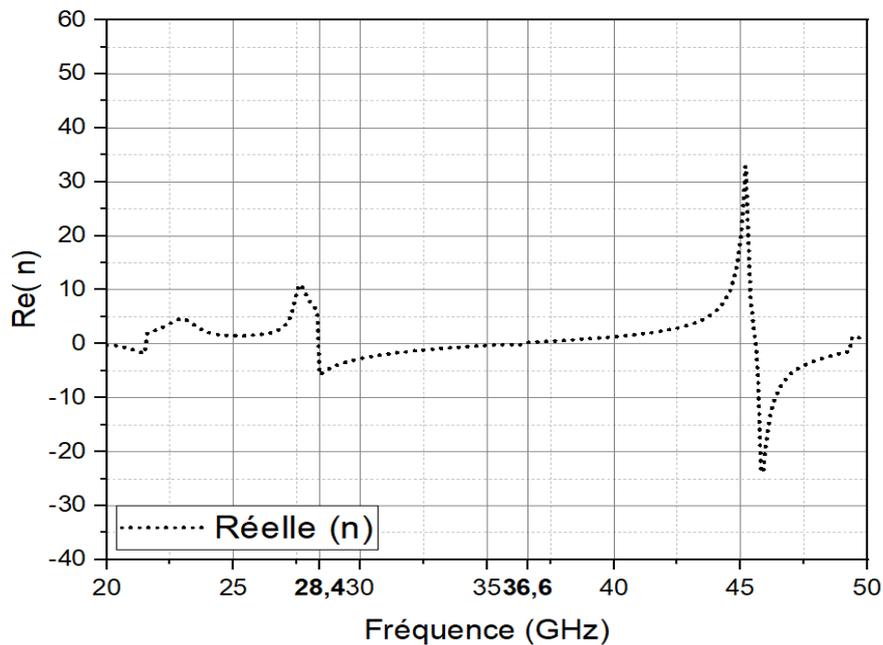


Figure III.8 : Partie réelle de l'indice de réfraction n de la structure MMA en fonction de la fréquence

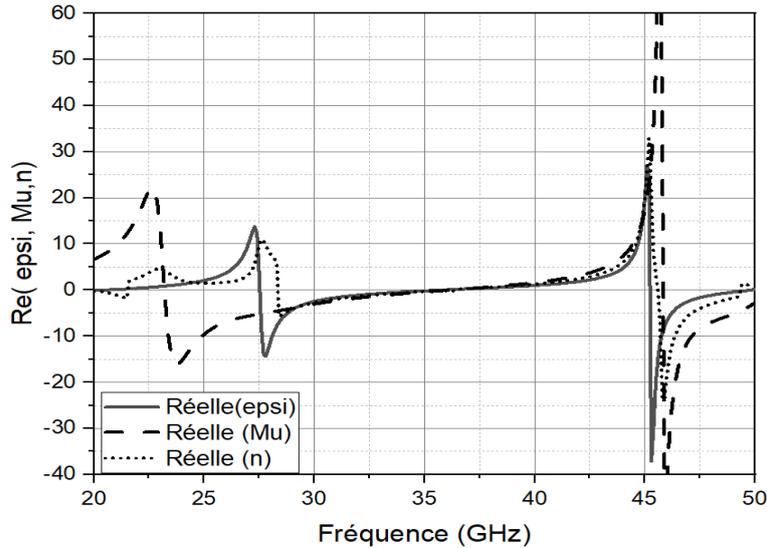


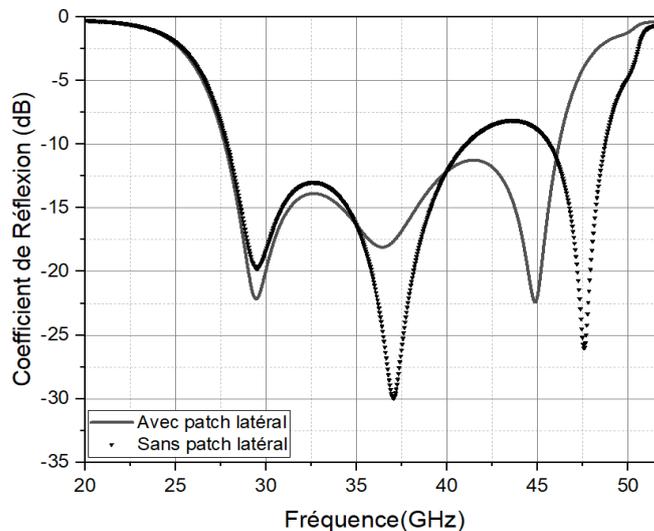
Figure III.9 : Partie réelle de permittivité relative, de perméabilité relative et de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence.

Les figures (III.8) et (III.9) montrent le caractère métamatériau de notre structure uniquement dans une sous bande allant de 28.4 GHz à 36.6 GHz, bande de fréquence proche de celle de la figure (III.4).

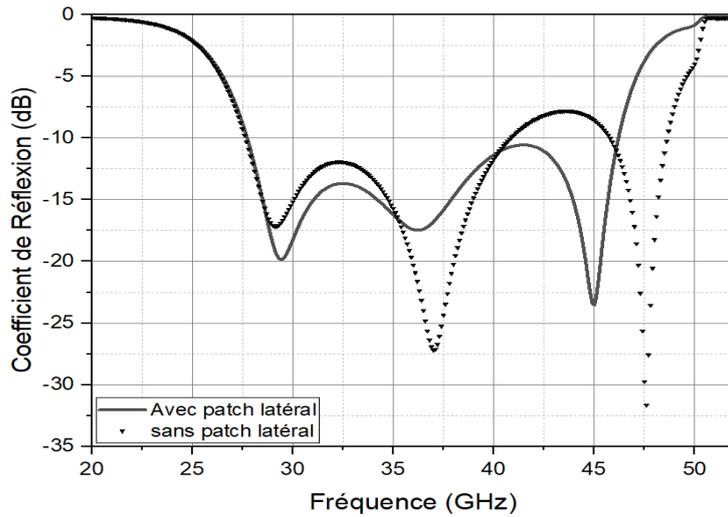
### III.6 INFLUENCE DES PATCHS LATÉRAUX

Dans ce travail, la structure MMA précédente figure (III.2) a été modifiée en retirant les patchs latéraux. L'objectif de cette modification est d'analyser l'effet de ces patchs sur la réponse de notre structure. Les "patchs latéraux" font référence à des parties de la structure qui se trouvent sur les côtés (ou bords) de chaque côté des lettres A et S.

#### III.6.1 Comparaison avec et sans patchs latéraux



(a)

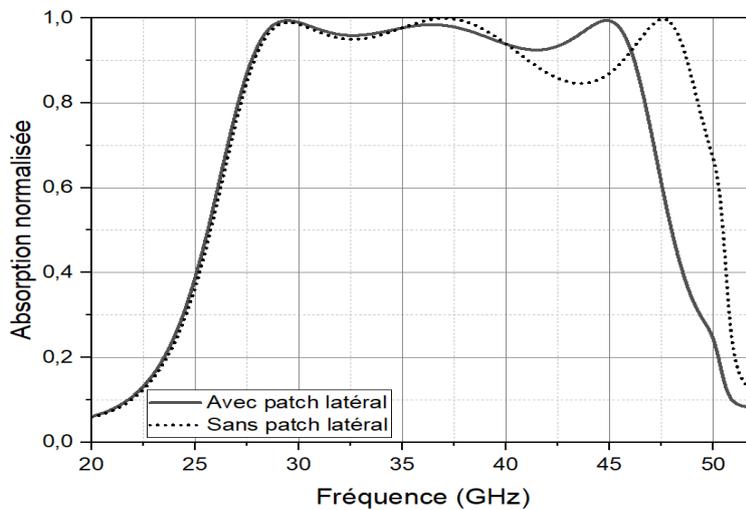


(b)

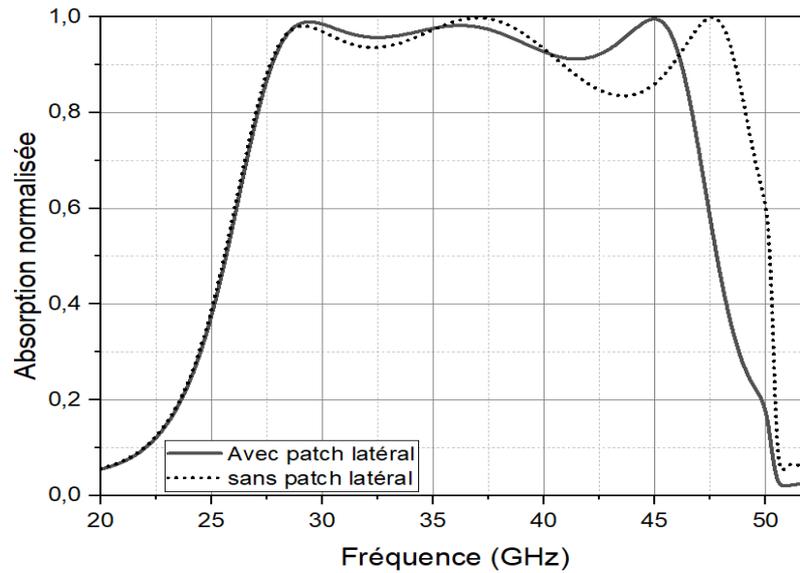
Figure III.10 : Coefficient de réflexion du MMA avec et sans patches latéraux (facteur d'échelle de 1), (a) CST, (b) HFSS.

Suite à l'analyse de notre structure MMA (facteur d'échelle égal à 1) avec et sans les patches latéraux, sous les environnements logiciels CST et HFSS, on déduit des figures (III.10.a et b), l'effet des patches sur la réponse fréquentielle du MMA. On observe clairement une diminution de la bande passante ( $S_{11} < -10\text{dB}$ ), donc diminution des performances du MMA sans patches latéraux. Par conséquent le rôle des patches latéraux est de piéger le champ électromagnétique au niveau des résonateurs formés par les lettres A et S et éviter sa fuite vers les bords de la structure.

L'effet des patches latéraux est clairement affiché sur les figures (III.11.a et b), où la structure MMA perd son efficacité d'absorption d'ondes électromagnétiques sur toute la large bande en absence de ces patches. Finalement, ces résultats montrent que l'utilisation de patches latéraux peut être bénéfique pour améliorer l'efficacité globale d'absorption dans une structure donnée.



(a)



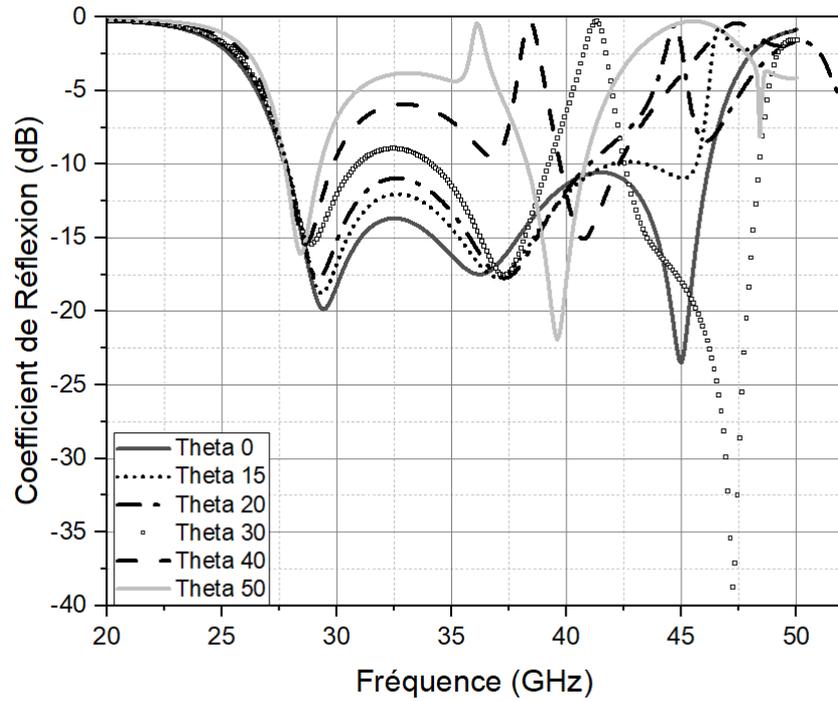
(b)

Figure III.11 : Coefficient d'absorption du MMA du MMA avec et sans patchs latéraux (facteur d'échelle de 1), (a) CST, (b) HFSS.

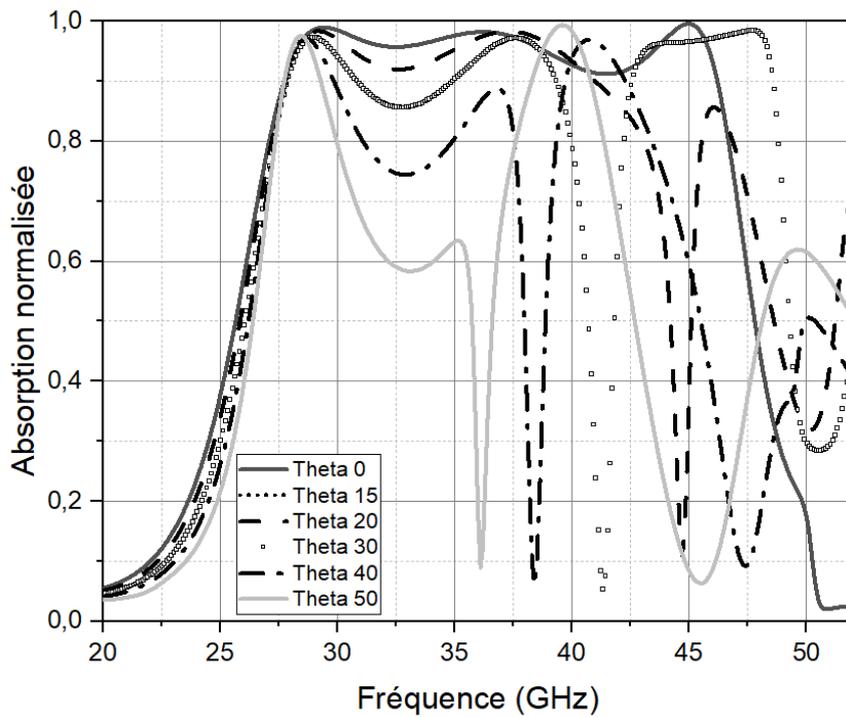
### III.7 INFLUENCE DE L'ANGLE D'INCIDENCE

Tous les résultats d'analyse exposés précédemment ont été obtenus pour une radiation de la structure MMA par une onde polarisée linéairement sous incidence normale (angle téta nul). On s'intéresse dans ce travail à analyser l'influence de l'angle d'incidence de cette onde plane, sur la réponse fréquentielle et le coefficient d'absorption du MMA, afin de déduire le pouvoir d'absorption de notre structure. La meilleure structure est celle qui conserve ses performances pour un large angle d'incidence ( $0 < \theta < 90$ ).

Les résultats, concernant le coefficient de réflexion et le coefficient d'absorption, obtenus par analyse de notre structure MMA (facteur d'échelle égal à 1) par HFSS et CST avec des angles incidence ( $0^\circ$  à  $50^\circ$ ), sont illustrés sur les figures (III.12.a et b) et (III.13.a et b).

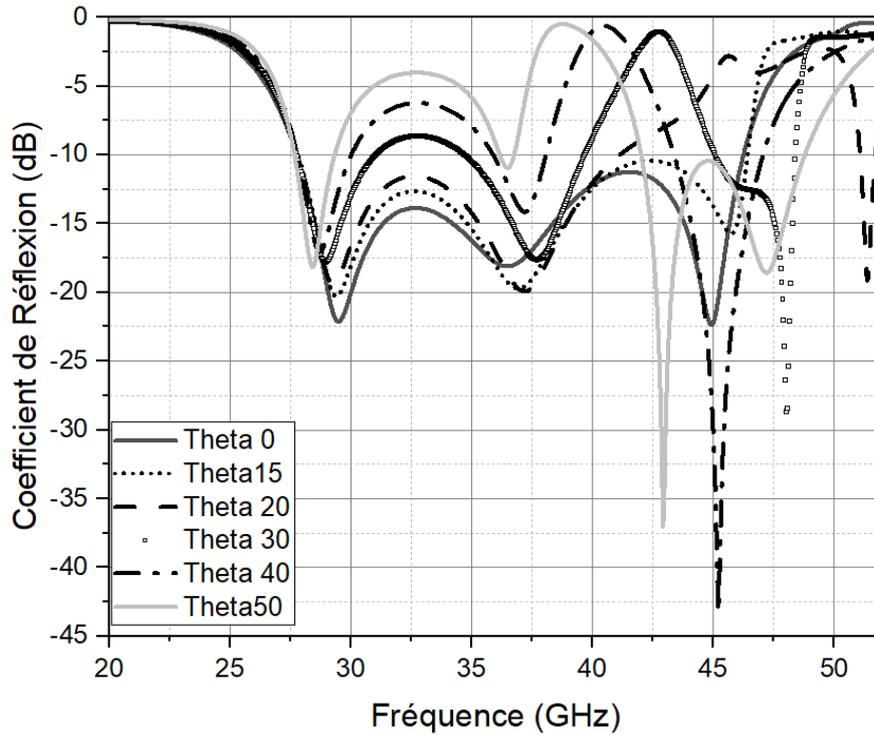


(a)

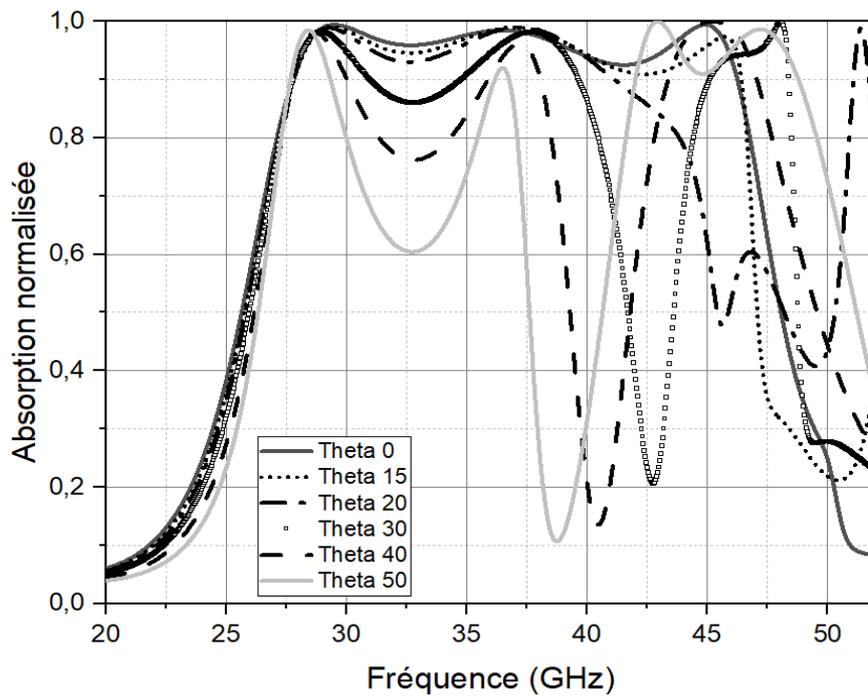


(b)

Figure III.12 : (a) Coefficient de réflexion ; (b) Coefficient d'absorption ; pour différents angles d'incidence ( $0^{\circ}$ - $50^{\circ}$ ) sous HFSS.



(a)



(b)

Figure III.13 : (a) Coefficient de réflexion ; (b) Coefficient d'absorption ;  
pour différents angles d'incidence ( $0^{\circ}$ - $50^{\circ}$ ) sous CST.

Lorsque nous cherchons à obtenir une performance optimale d'une structure métamatériau absorbante des ondes électromagnétiques, il est crucial de maintenir une stabilité du taux

d'absorption à différents angles d'incidence. Pour notre structure MMA, nous avons observé une diminution du taux d'absorption à mesure que l'angle d'incidence augmente. Toutefois, on peut estimer une bonne stabilité d'absorption de notre structure dans la plage d'angles d'incidence allant de  $0^\circ$  à  $20^\circ$ , avec un taux d'absorption toujours supérieur à 95 %. De plus, même à des angles plus élevés que  $20^\circ$ , le taux d'absorption de la structure reste supérieur à 90% mais qui s'accompagne d'une diminution de la bande passante.

### III.8 CONCLUSION

Dans cette étude, un nouveau absorbant compact et ultra-mince ( $0,867 \text{ mm} < 1 \text{ mm}$ ) à base de métamatériaux MM a été conçu. Le design final a été obtenu en combinant plusieurs structures de résonance sous forme de lettres A et S, correspondants aux premières lettres de nos noms, ainsi que deux patches latéraux.

L'étude du MMA développé, par des simulations sous HFSS et CST, a montré de meilleures performances en terme de compacité, de l'ultra large bande et de son absorption des ondes électromagnétiques millimétriques de la 5G.

L'absorbant MMA proposé possède une ultra-large bande passante de l'ordre de 18GHz et une absorption maximale de 99 %. Le taux d'absorption reste également stable dans la plage des angles d'incidence compris entre  $0^\circ$  et  $20^\circ$ .

# **CONCLUSION GÉNÉRALE**

### CONCLUSION GÉNÉRALE

Les recherches sur les métamatériaux absorbants ultra large bande ont suscité un grand intérêt ces derniers temps, suite à la crise énergétique mondiale. Elles ont été saluées comme une avancée majeure dans le domaine de la récupération d'énergie et ont ouvert de nouvelles perspectives pour la production d'énergie durable.

Tout au long de notre recherche, notre objectif a été de développer des absorbants qui soient à la fois efficaces et faciles à mettre en place. Nous avons cherché des solutions simples pour créer des matériaux absorbants qui puissent être utilisés dans de nombreuses applications, de la récupération d'énergie électromagnétique à la réduction du bruit d'interférences (CEM).

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des métamatériaux et des absorbants. Cette partie a permis de faire un état des lieux des différentes solutions existantes pour absorber les ondes ambiantes, notamment dans le contexte de la 5G, ainsi que les différents types de matériaux et les techniques de fabrication utilisées pour concevoir des absorbantes efficaces. Nous avons étudié également les avancées dans les absorbants à base de métamatériaux planaires, depuis leur conception jusqu'à aujourd'hui. Nous avons analysé les théories fondamentales et les stratégies de conception pour atteindre une absorption parfaite dans les métamatériaux sub-longueur d'onde, ainsi que les différentes structures de cellules unitaires utilisées pour concevoir des absorbants parfaits.

Le deuxième chapitre a abordé la question de la récupération (collecte) de l'énergie RF des réseaux 5G. Cette partie a mis en évidence l'importance de la récupération de cette énergie (Harvesting energy) pour répondre aux besoins croissants en énergie de cette technologie. Nous avons présenté les différentes techniques de récupération de l'énergie RF, ainsi que les avantages et les limites de chacune.

Enfin, dans le troisième chapitre, nous avons conçu et analysé l'absorbant métamatériau pour une meilleure performance de la 5G. Cette partie a mis en évidence l'importance de l'utilisation de métamatériaux pour la conception d'absorbants d'ondes millimétriques. Nous avons présenté les résultats de simulation sous deux logiciels numériques professionnels CST et HFSS, qui ont démontrés l'efficacité des absorbants métamatériaux avec une absorption proche de 99% de l'énergie électromagnétique dans la bande de fréquence allant de 27 GHz à 46 GHz, correspondant à une plage de fréquence importante pour les applications 5G à ondes millimétriques.

L'étude établie a concerné une cellule unitaire de notre structure MMA et l'association de plusieurs cellules MMA va sans doute permettre d'améliorer les performances d'absorption, de réflexion et de bande passante, mais en augmentant la taille de la structure.

Malgré la validation des résultats d'analyse de notre structure MMA par deux logiciels numériques professionnels HFSS et CST, le volet pratique reste toujours important.

Les perspectives à ce travail, concerne justement la réalisation pratique de notre structure et la confrontation des résultats théoriques avec ceux pratiques. Cette tâche n'a pu être réalisée par manque de matériau substrat Rogers RT5880 et du temps alloué au projet de fin d'étude.

Enfin, ce mémoire de master a mis en évidence l'importance de la conception d'absorbants d'ondes millimétriques pour des applications 5G, ainsi que l'intérêt des métamatériaux pour cette technologie émergente.

**RÉFÉRENCES**  
**BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, pp. 77-79, 2001.
- [2] J. Valentine, S. Zhang, T. Zentgraf, E. Ulin-Avila, D. A. Genov, G. Bartal, and X. Zhang, "Three-dimensional optical metamaterial with a negative refractive index," *Nature*, vol. 455, pp. 376-379, 2008.
- [3] K. J. Morton, K. Loutherbak, D. W. Inglis, O. K. Tsui, J. C. Sturm, S. Y. Chou, and R. H. Austin, "Hydrodynamic metamaterials: Microfabricated arrays to steer, refract, and focus streams of biomaterials," *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 105, pp. 7434-7438, 2008.
- [4] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu," *Soviet Physics Uspekhi*, pp. 509, 1968.
- [5] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ", *UFN*, 92:3 (1967), 517–526; *Phys. Usp.*, 10:4 (1968), 509–514.
- [6] GS landsberg, LI mandelstan (Nouveau phénomène de diffusion de la lumière (rapport préliminaire) journal de la société russe de physico chimie, section de physique Vol V, n 60, 1928, p-335.
- [7] winston. E. Kock, « Lentilles de retard métallique », *Journal of Technical :Bell System*.
- [8] A, steward.w.youngs je je(1996), »plasmons a très basse fréquence dans les métrostructures métalliques. 'Lettres d'examen Physique: 76 (25):4773-4776.1996.
- [9] Manon. Debayle, « propriétés des nanoparticules d'or », *Culture Sciences-Chimie*, pp 14.11.2022.
- [10] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Physics: Condensed Matter*, pp. 4785, 1998.
- [11] J. M. Lourtioz, A. de Lustrac, F. Gadot, S. Rowson, A. Chelnokov, T. Brillat, A. Ammouche, J. Danglot, O. Vanbesien, and D. Lippens, "Toward controllable photonic crystals for centimeter- and millimeter-wave devices," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 17, pp. 2025-2031, 1999.
- [12] K. Teruhiro, T. Takanori, and H. Kenichi, "Negative permeability spectra in Permalloy granular composite materials," *Applied Physics Letters*, vol. 88, pp. 172502, 2006.
- [13] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Low frequency plasmons in thinwire structures," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, pp. 4785–4809, 1998.
- [14] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.
- [15] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.

- [16] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, pp. 77-79, 2001.
- [17] D. P. Gaillot, C. Croënne, and D. Lippens, "An all-dielectric route for terahertz cloaking," *Opt. Express*, vol. 16, pp. 3986-3992, 2008.
- [18] H. Garcia-Miquel, M. J. Esbri, J. M. Andres, J. M. Garcia, J. M. Garcia-Beneytez, and M. Vazquez, "Power absorption and ferromagnetic resonance in Co-rich metallic glasses," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 561-564, 2001.
- [19] J. B. Pendry, "Negative Refraction Makes a Perfect Lens," *Physical Review Letters*, vol. 85, pp. 3966, 2000.
- [20] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip "LH line"," *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 412-415, 2002.
- [21] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial," *Journal of Applied Physics*, vol. 92, pp. 5930-5935, 2002.
- [22] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators," *2003 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2003.
- [23] A. L. Borja, J. Carbonell, V. E. Boria, and D. Lippens, "Symmetrical frequency response in a split ring resonator based transmission line," *Applied Physics Letters*, vol. 93, pp. 203505, 2008.
- [24] C. Hongsheng, R. Lixin, H. Jiangtao, Z. Xianmin, C. Kangsheng, M. G. Tomasz, and K. Jin Au, "Left-handed materials composed of only [sans-serif S]-shaped resonators," *Physical Review E (Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics)*, vol. 70, pp. 057605, 2004.
- [25] É. Lheurette, O. Vanbésien, and D. Lippens, "Double negative media using interconnected Omega-type metallic particles," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 84-90, 2007.
- [26] F. Zhang, G. Houzet, E. Lheurette, D. Lippens, M. Chaubet, and X. Zhao, "Negative-zero-positive metamaterial with omega-type metal inclusions," *Journal of Applied Physics*, vol. 103, pp. 084312, 2008.
- [27] F. Zhang, S. Potet, J. Carbonell, E. Lheurette, O. Vanbesien, X. Zhao, and D. Lippens, "Negative-Zero-Positive Refractive Index in a Prism-Like Omega-Type Metamaterial," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 2566-2573, 2008.

- [28] H. O. Moser, J. A. Kong, L. K. Jian, H. S. Chen, G. Liu, M. Bahou, S. M. P. Kalaiselvi, S. M. Maniam, X. X. Cheng, B. I. Wu, P. D. Gu, A. Chen, S. P. Heussler, S. b. Mahmood, and L. Wen, "Free-standing THz electromagnetic metamaterials," *Opt. Express*, vol. 16, pp. 13773-13780, 2008.
- [29] R. Shelby, D. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol. 292, no. 5514, p. 77, 2001.
- [30] S. Zhang, W. Fan, K. J. Malloy, S. R. Brueck, N. C. Panoiu, and R. M. Osgood, "Nearinfrared double negative metamaterials," *Opt. Express*, vol. 13, pp. 4922-4930, 2005.
- [31] J. Valentine, S. Zhang, T. Zentgraf, E. Ulin-Avila, D. A. Genov, G. Bartal, and X. Zhang, "Three-dimensional optical metamaterial with a negative refractive index," *Nature*, vol. 455, pp. 376-379, 2008.
- [32] G. Deschamps, "Impedance properties of complementary multiterminal planar structures," *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 7, pp. 371-378, 1959.
- [33] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "Left-Handed-Media Simulation and Transmission of EM Waves in Subwavelength Split-Ring-Resonator-Loaded Metallic Waveguides," *Physical Review Letters*, vol. 89, pp. 183901, 2002.
- [34] J. Carbonell, L. J. Rogla, V. E. Boria, and D. Lippens, "Design and experimental verification of backward-wave propagation in periodic waveguide structures," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1527-1533, 2006.
- [35] A. Lai, T. Itoh, and C. Caloz, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 5, pp. 34-50, 2004.
- [36] R. Marqués, F. Martin, and M. Sorolla, *Metamaterials with negative parameters: Wiley interscience*, 2008.
- [37] R. Kiebertz and A. Ishimaru, "Scattering by a periodically apertured conducting screen," *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 9, pp. 506-514, 1961.
- [38] V. Agrawal and W. Imbriale, "Design of a dichroic Cassegrain subreflector," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 466-473, 1979.
- [39] C. Hongsheng, R. Lixin, H. Jiangtao, Z. Xianmin, C. Kangsheng, M. G. Tomasz, and K. Jin Au, "Negative refraction of a combined double S-shaped metamaterial," *Applied Physics Letters*, vol. 86, pp. 151909, 2005.
- [40] F. Zhang, G. Houzet, S. Potet, E. Lheurette, M. Chaubet, and D. Lippens, "Metamaterials-based Routing Devices for Space Applications," presented at *Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07. International Symposium on*, 2007.

- [41] N. Fang, H. Lee, C. Sun, and X. Zhang, "Sub-Diffraction-Limited Optical Imaging with a Silver Superlens," *Science*, vol. 308, pp. 534-537, 2005.
- [42] N.Fang."sub-diffraction-limited optical imaging materials with a silver superlens" in *science*, volume vom.308 pages 534-537, 2007.
- [43] J. B. Pendry, D. Schurig, and D. R. Smith, "Controlling Electromagnetic Fields," *Science*, pp. 1125907, 2006.
- [44] J. Pendry, D. Schurig, and D. Smith, "Controlling electromagnetic fields," *Science*, vol. 312, no. 5781, p. 1780, 2006.
- [45] Engheta, N., "Thin absorbing screens using metamaterial surfaces", *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002, IEEE*, vol.2, no., pp. 392- 395 vol.2, 2002.
- [46] Landy, N. I.; Sajuyigbe, S.; Mock, J. J.; Smith, D. R. & Padilla, W. J., "Perfect metamaterial absorber", *Physical Review Letters, APS*, 2008, 100, 207402.
- [47] Chen H-T. Interference theory of metamaterial perfect absorbers. *Optics Express*. 2012; 20:7165-7172.
- [48] Bilotti F, Nucci L, Vegni L. An SRR based microwave absorber. *Microwave and Optical Technology Letters*. 2006; 48:2171-2175.
- [49] Zhu W, Zhao X, Bao S, Zhang Y. Highly symmetric planar metamaterial absorbers based on annular and circular patches. *Chinese Physics Letters*. 2010; 27:014204.
- [50] Zhu W, Zhao X. Metamaterial absorber with random dendritic cells. *European Physical Journal Applied Physics*. 2010; 50:21101.
- [51] Cui Y, Fung KH, Xu J, Ma H, Jin Y, He S, Fang NX. Ultrabroadband light absorption by a sawtooth anisotropic metamaterial slab. *Nano Letters*. 2012; 12:1443-1447.
- [52] Cheng YZ, Wang Y, Nie Y, Gong RZ, Xiong X, Wang X. Design, fabrication and measurement of a broadband polarization-insensitive metamaterial absorber based on lumped elements. *Journal of Applied Physics*. 2012; 111:044902.
- [53] Ellison W. Permittivity of pure water, at standard atmospheric pressure, over the frequency range 0-25 THz and the temperature range 0-100°C. *Journal of Physical and Chemical Reference Data*. 2007; 36:1-18.
- [54] Gutman N, Sukhorukov AA, Chong YD, de Sterke CM. Coherent perfect absorption and reflection in slow-light waveguides. *Optics Letters*. 2013;38:4970-4973 .
- [55] Wen Q-Y, Zhang H-W, Yang Q-H, Chen Z, Long Y, Jing Y-L, Lin Y, Zhang P-X. A tunable hybrid metamaterial absorber based on vanadium oxide films. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2012;45:235106.
- [56] Zhang Y, Feng Y, Zhu B, Zhao J, Jiang T. Graphene based tunable metamaterial absorber and polarization modulation in terahertz frequency. *Optics Express*. 2014;24:22743-22734

- [57] Capaccioli, S., Lucchesi, M., Rolla, P. A., et al., "Dielectric response analysis of a conducting polymer dominated by the hopping charge transport", *Journal of Physics: Condensed Matter*, 1998, vol. 10, no 25, p. 5595.
- [58] Tanner, H. A., US Patent 2977591. 1961.
- [59] Wright, P. V., Wong, T.C.P., Chambers, B., Anderson, A.P., *Advanced Materials for Optics and Electronics* 1994, 4, 253.
- [60] Saville, p, research, d. & (canada), d. a. d. (ed.), "review of radar absorbing materials", defence research and development atlantic dartmouth (canada), 2005.
- [61] Ding, Y. & Fusco, V., "Loading artificial magnetic conductor and artificial magnetic conductor absorber with negative impedance convertor elements", *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Subscription Services, Inc., A Wiley Company, 2012, 54, 2111-2114.
- [62] Pitman, K. C., Lindley, M.W., Simkin, D., Cooper, J.F. *Radar and Signal Processing*, IEEE ProceedingsF 1991, 138, 223 .
- [63] Sugimoto, S., Kondo, S., Okayama, K., Nakamura, H., Book, D., Kagotani, T., Homma, M., Ota, H., Kimura, M., Sato, R. *IEEE Transactions on Magnetics* 1999, 35, 3154
- [64] Bushbeck, M.D.; Chan, C.H., "A tuneable, switchable dielectric grating", *Microwave and Guided Wave Letters*, IEEE , vol.3, no.9, pp.296,298, Sept. 1993.
- [65] S.Choukri, "Utilisation des Méta-matériaux pour améliorer les performances de circuits Rectenna destinés à la récupération et au transfert d'énergie sans fil," Thèse de Doctorat, Université de Gustave Eiffel en cotutelle avec l'Université Abdelmalek Essaâdi, 2020.
- [66] Agence nationale de sécurité sanitaire de l'alimentation, de l'environnement et du travail, « Effets sur la santé humaine et sur l'environnement (faune et flore) des diodes électroluminescentes (LED) », avril 2019.
- [67] Harris, Benson. *Physique: ondes, optique et physique moderne*. s.l. : De Boeck, 1999. p. 34.
- [68] Raymond, Serway. *Optique et physique moderne*. s.l. : De Boeck, 1990. pp. 111-112.
- [69] Pr Minkouo, Teng. *L'électromagnétisme*. s.l. Vernazobres-Gregio, 2011. pp. 41-42.
- [70] R. Berges, « Dispositif conformable de récupération d'énergie radiofréquence : vers l'autonomie des objets communicants » Thèse de Doctorat, Université de bordeaux, 2018.
- [71] N.Kuban « les ondes électromagnétiques : innocuité ou réel danger pour la sante » thèse de doctorat, faculté de pharmacie, Université de Lorraine, Nancy, France, 2013.
- [72] S.Kim, K.Kyria ,C.Ana "Ambient RF Energy-Harvesting Technologies for Self-Sustainable Standalone Wireless Sensor Platforms", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 102, No. 11, November 2014.
- [73] Stemmer-imaging, polarisation de la lumiere et cameras de polarisation [en ligne].

- [74] Canada.ca, « L'énergie radiofréquence et la sécurité »,2020 [en ligne].
- [75] F.Chauvet " La Compatibilité Electromagnétique ". Techniques de l'Ingénieur, traité électronique E 3750.
- [76] Elandcables, « Qu'est-ce que les interférences électromagnétiques », 2023, France.
- [77] A.Stanpro, « comment éliminer les interférences électromagnétiques (EMI) », 2017.
- [78] Murugavel.Raju, "Texas Instruments, Energy Harvesting", 2008.
- [79] F.Yildiz, "Potential Ambient Energy-Harvesting Sources and Techniques", Journal of Technology Studies , Vol. 35, no.1,pp. 40-48,2009.
- [80] C.Valenta.G.Durgin" Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems." Article in IEEE Microwave Magazine, Vol.15,No.4,pp.108-120,Jun2014.
- [81] W. Saeed, S.Nosherwan, C.Hammad, M.Khan "Comparative Study of Antenna Designs for RF Energy Harvesting " International Journal of Antennas and Propagation, January 2013.
- [82] S. Adami, "Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de Rectenna," Thèse de Doctorat, délivrée par l'Ecole Centrale de Lyon, Université de Lyon, Décembre 2013.
- [83] A. Khemar,"Alimentation hyperfréquence de dispositifs à faible consommation par la récupération de l'énergie EM," Thèse de Doctorat, Université de Jijel, 2018.
- [84] S. G Taylor and al., "A mobile-agent-based wireless sensing network for structural monitoring applications," Measurement Science and Technology, Vol 20, n° 04, Feb. 2009.
- [85] A. Okba, "Conception et réalisation de Rectennas utilisées pour la récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation de réseaux de capteurs sans fils," Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2017.
- [86] Z. Saddi, "Conception d'un dispositif de récupération d'énergie mixte vibratoire-électromagnétique pour l'alimentation des dispositifs à faible consommation," Thèse de Doctorat, Université de Paris-Est, 2016.
- [87] Bower j.L, Christensen C. M. (1995), "Disruptive Technologies: Catching the Wave", Harvard Business Review, vol. 73, n° 1 (January–February, pp. 43–53.
- [88] Erfanian j, Daly B. (2015), 5G white paper (Tech. Rep.), Frankfurt, Germany: Next Generation Mobile Networks Ltd (NGMN), Feb. 17.
- [89] Source : Évaluation de l'exposition du public aux ondes électromagnétiques 5G - Volet 1 : présentation générale de la 5G, ANFR, juillet 2019.
- [90] "Report-5G-issues-challenges", [https://www.arcep.fr/uploads/txgs\\_publication/report-5G-issues-challenges-march 017.pdf](https://www.arcep.fr/uploads/txgs_publication/report-5G-issues-challenges-march 017.pdf), consulté Feb.14, 2023.

- [91] Hosseinshokri-Ghadikolei, Millimeter-Waves Networking: fundamental limits, scalable Algorithms and design insights doctoral thesis in telecommunication, etchholm , Sweden 2017.
- [92] Raedshubair , Fatima Al.ogaiti “Millimeter-Wave Mobile communication for 5G challenges and oport unities “electrical” and computer engineering department ; khalifa university , UAE, June 2016.
- [93] N.I. Landy, S. Sajuyigbe, J.J. Mock, D.R. Smith, W.J. Padilla Perfect metamaterial absorber Phys. Rev. Lett., 100 (20) (2008), p. 207402.
- [94] K.S. Al-Badri, A. Cinar, U. Kose, O. Ertan, E. Ekmekci Monochromatic tuning of absorption strength based on angle-dependent closed-ring resonator-type metamaterial absorber IEEE Antenn. Wireless Propag. Lett., 16 (2017).
- [95] Al-Badri, K.S.L., Ekmekçi, E., “A Numerical Study with Various Intersecting Twin Structures on Tuning the Absorption Spectra in S-Band,” URSI-TÜRKIYE’2016 VIII. Bilimsel Kongresi, 1-3 Eylül 2016, ODTÜ, Ankara.
- [96] Kim, Jagyeong & Han, Kiwook & Hahn, Jae. (2017). Selective dualband metamaterial perfect absorber for infrared stealth technology. Scientific Reports. 7. 10.1038/s41598-017-06749-0.
- [97] G. Akarsu, M. F. Nakmouche, D. E. Fawzy, A. M. M. A. Allam, K. Başköy and M. F. Cengiz, "A Novel 5G Wideband Metamaterial Based Absorber for Microwave Energy Harvesting Applications," 2021 8<sup>th</sup> International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), 2021, pp. 309-312, doi: 10.1109/ICEEE52452.2021.9415941.
- [98] Landy Ni et al., «Perfect metamaterial Absorber». Physical review Letters, 2008.
- [99] Abdelmegid.allam « A Novel Ultra-Wideband Metamaterial-Based Perfect Absorber for 5G Millimeter-Wave Applications », 9e Conférence internationale sur le génie électrique et électronique, 2022.
- [100] Gökberk A and Mohammed Farouk Nakmouche and E. Fawzy and M.A Allam, k.Başköy, F.Cengiz « A Novel 5G Wideband Metamaterial Based Absorber for Microwave Energy Harvesting Applications », The 8th IEEE International Conference on Electrical and Electronics Engineering à Antalya, Turkiye ,2021.