

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Republique Algerienne Democratique ET Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
جامعة قاصدي مرباح – ورقلة –
Université Kasdi Merbah – Ouargla –
Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la
Communication



Mémoire Master académique
Filière : Télécommunications
Option : Système des Télécommunications
Présenté par :

Bouazza Ilyas Redwan

Mokhtari Marouane

Theme:

**Étude et analyse des guides d'onde a base des
métamatériaux anisotropes**

Devant le jury :

Dr. Othmani Hamza	Président	MCB UKM Ouargla
Dr. Mekimah Boualem	Examineur	MCB UKM Ouargla
Dr. Gamouh Samia	Encadreur	MCB UKM Ouargla

Année universitaire :2020 /2021

Remerciement

En premier, nous remercions le tout puissant ALLAH, notre créateur qui nous a donné la force d'accomplir ce travail.

Nous voudrions très sincèrement remercier Madame Gamouh Samia, Maitre conférence (B) à l'université Kasdi Merbah Ouargla, pour avoir assuré l'encadrement de ce travail.

Sa disponibilité, son expérience, son savoir scientifique et ses qualités humaines ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail.

Nous sommes sensibles à l'honneur que nous a fait Mr. Otmani Hamza, Maître de conférences (B) à l'université Kasdi Merbah Ouargla, en acceptant de présider le jury de ce mémoire de master.

Nous exprimons nos vifs remerciements à Mr Mekimah Boualem, Maitre conférence (B) à l'université Kasdi Merbah Ouargla, pour avoir voulu examiner ce modeste travail.

Nous tenons aussi à présenter nos remerciements et notre gratitude à tous nos enseignants de département d'Electronique et Télécommunications, qu'ont toujours enrichie de leurs savoirs.

Pour terminer, nous adressons nos profondes reconnaissances à toutes celles et tous ceux que nous n'avons pas cités ici et qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Nous dédions ce modeste travail :

*À nos chers parents, pour tous leurs sacrifices ,leur amour leur
tendresse, leur éducation et leur prières tout au long de nos études*

*À nos frères et nos sœurs pour leur appui et leur encouragement
permanent*

*À toutes nos familles pour leur soutien tout au long de notre
parcours*

*À nos collègues et os enseignants pour leurs conseils précieux et
leur accueillement.*

*En fin à la mémoire à tous ceux qui nous ont quittés, qu'ils
reposent dans le paradis du seigneur*



Bouazza

Ilyas Redwan

Mokhtari Marouane

Résumé

Ces dernières années, la présence des métamatériaux dans les structures guidées microondes, tels que les guides d'onde, s'est largement répandue.

En effet, les métamatériaux permettent de créer des propriétés électromagnétiques qui n'existent pas naturellement.

En insérant dans la surface interne des guides d'onde des Meta matériaux anisotropes, il est alors possible de contrôler les conditions de propagation de l'onde aux limites afin de modifier le mode fondamental ou réduire la fréquence de coupure du guide ou bien changer la direction de l'onde.

Les Mots clé : Guides d'ondes . métamatériaux. SRR. Résonateur. HFSS

Abstract

In the past few years, microwave devices with metamaterials, such as waveguides have tremendously increased,

Since metamaterials can create atypical electromagnetic properties, that can be found naturally.

By incorporating metamaterials in the internal surface of waveguides the boundary conditions have been controlled. Thus, the fundamental mode of a waveguide can be changed or their cut-off frequency reduced and the direction of the wave can be also changed.

Keywords: Waveguides. metamaterials. SRR. Resonator. HFSS

ملخص

في السنوات القليلة الماضية، كانت أجهزة الميكروويف تحتوي على مواد خارقة، مثل أدلة الموجات، زاد بشكل هائل، حيث يمكن أن

الخصائص الكهرومغناطيسية. تخلق المواد الخارقة غير النمطية

من خلال دمج المواد الفوقية في السطح الداخلي لموجهات الموجات، تم التحكم في الظروف الحدودية. وبالتالي، يمكن

تغيير النمط الأساسي للدليل الموجي أو تقليل تردد القطع الخاص به ويمكن أيضًا تغيير اتجاه الموجة.

الكلمات المفتاحية: الدليل الموجي. المادة الخارقة. دائرة الرنين. رنين حلقة الانقسام. برنامج محاكاة هيكل عالي التردد

Table des matières

Remerciement.....	I
Dédicace.....	II
Résumé.....	III
Sommaire.....	IV
Liste des figures.....	VI
Liste des tableau.....	VIII
Liste des abréviations.....	IX
Symboles et abréviations.....	X
Introduction General.....	1
Chapitre I : Généralités sur les guides d'onde a base des metamateriaux	
I.1.Introduction:	4
I.2.Généralités sur les guides d'onde:	4
I.2.1. Définition.....	4
I.2.2. Principe de fonctionnement	4
I.2.3. Modes de propagation et fréquences de coupure :	4
I.2.4. Description du guide d'onde :	5
I.2.5. Différents types des guides d'ondes :	5
I.2.5.1. Guide plan :	5
I.2.5.2. Guide diélectrique (optique) :	6
I.2.5.3. Guides d'ondes acoustiques :	7
I.2.5.4. Guide d'onde métallique :	7
I.2.6. Guide d'onde a base des métamatériaux:	8
I.2.6.1. Introduction aux métamatériaux	8
I.2.6.2. Classification des matériaux en fonction de leurs permittivités et perméabilités :	9
I.2.6.3. Types des métamatériaux :	10
I.2.6.4. Structures guidées a base de métamatériaux :	15
I.3.Conclusion :	16
Chapitre II:Etude theorique des propagations guidees	
II.1 Introduction :	19
II.2. Propagation guidée des ondes électromagnétiques :	19
II.2.1. Equations de Maxwell :	20
II.2.2. Equation de propagation	20
II.2.3. Atténuation due aux pertes diélectriques :	21
II.3. Propagation dans un guide d'onde rectangulaire :	22
II.3.1. Equation de propagation :	22
II.3.2. Fréquence de coupure :	23
II.4. Propagation dans un métamatériaux :	23

II.5. Théorie de la ligne de transmission méta-ligne :	24
II.5.1. Calcul des vitesses de phase et de groupe :	26
II.5.2. Vecteur de Poytin :	27
II.5.3. Ligne purement main droite (RH) :	27
II.5.4. Ligne purement main gauche (LH) :	28
II.5.5. Ligne combinée « main droite – main gauche » (RH-LH) :	30
II.6. Conclusion :	31

Chapitre III: Simulations et resultats

III.1. Introduction	36
III.2. Structures et designs :	36
III.2.1. Guide d'onde rectangulaire :	36
III.2.2. Résonateur a activite magnetique RAF carre :	36
III.2.3. Résonateur ELC (Electric field coupled:)	36
III.3. Simulation et resultats	40
III.3.1 Simulation du guide d'onde a vide	44
III.3.2. Simulation des guides d'onde a base des metamateriaux resonants	44
III.3.2.1. Cas sans pertes:	44
III.3.2.1.1 Guide d'onde charge avec des résonateurs a activités magnetiques RAFs carres:	44
III.3.2.1.2 Guide d'onde charge avec des résonateurs a activités électriques ELC:	44
III.3.2.1.3 Guide d'onde charge avec des résonateur a activité magnétiques RAFs carrées + des résonateurs a activité électrique ELCs :	45
III.3.2.2 Cas avec pertes :	44
Conclusion générale	51
Bibliographie	

Liste des figures

Chapitre I

Figure I 1: Guide d'onde Plan.....	5
Figure I 2: Chemin "Rayon" d'un motif donné dans un Rail de Guidage Plan	6
Figure I 3: Guide diélectrique	7
Figure I 4: Guide d'onde métallique à section rectangulaire.....	7
Figure I 5: Première structure métamatériaux réalisée par le groupe de San Diego [14]	9
Figure I 6: Classification des matériaux sur la Base de μ et ϵ	10
Figure I 7: Structure fils fins présentant ϵ Négative/ μ Positive	11
Figure I 8: Perméabilité effective du milieu en fonction de la fréquences	12
Figure I 9: Structure RAF présentant μ négative/ ϵ positive quand $H // y$	12
Figure I 10: Variations de la perméabilité en fonction de la fréquence de travail	13
Figure I 11: Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmain et Martin	13
Figure I 12: Motif tridimensionnel proposé par Balmain et Martin : a) Structure composée de trois RAFs identiques perpendiculaires l'un à l'autre, (b) Structure composée de trois RAFs de dimensions différents perpendiculaires l'un à l'autre	14
Figure I 13: Modèle du circuit équivalent du RAF : (a) Configuration d'un RAF double. (b) Configuration simple d'un RAF	14
Figure I 14: Réalisation expérimentale d'une structure de métamatériau par DSMITH.....	15
Figure I 15: (a) Cellule élémentaire de la métasurface et (b) Le Guide d'onde à métamatériaux	16
Figure I 16: Le guide D'onde tronqué	16

Chapitre II

Figure II 1: Propagation des ondes électromagnétiques.....	19
Figure II 2: Ligne de transmission modifiée	24
Figure II 3: Circuit équivalent d'une ligne de transmission modifiée (sans pertes).....	24
Figure II 4: Orientation des vitesses de phase et de groupe dans un milieu RHM et LHM.....	26
Figure II 5: (a) Onde plane dans un milieu main droite isotrope. (b) milieu main gauche isotrope	27
Figure II 6: Circuit d'une ligne main droite	28
Figure II 7: Circuit d'une ligne main gauche	29
Figure II 8: Variation de la vitesse de groupe et de la vitesse de phase d'une ligne main	

gauche en fonction de la fréquence	30
Figure II 9: Courbe de dispersion, en fonction de β (deux sens de propagation).....	30

Chapitre III

Figure III 1: Géométrie et dimensions du guide rectangulaire	39
Figure III 2: Représentation et dimension d'une cellule RAF Carre.....	37
Figure III 3: Coefficients de réflexion et transmission d'une cellule RAF Carre	38
Figure III 4: Géométrie et dimensions de La cellule ELC	39
Figure III 5: Coefficients de transmission et de reflexion associés au résonateur ELC	40
Figure III 6: Environnement de simulation du guide :(a) Guide d'onde alimente par une ligne coaxiale, (b) Ligne coaxiale	41
Figure III 7: Coefficient de transmission du guide d'onde rectangulaire à vide	42
Figure III 8: Guide d'onde charge d'un réseau périodique RAFs	43
Figure III 9: Coefficient de transmission S21 sans perte du guide charge avec le réseau RAF	43
Figure III 10: Guide d'onde charge d'un réseau périodique ELCs	44
Figure III 11: Coefficient de transmission du guide d'onde charge par le réseau ELCs	45
Figure III 12 : Guide d'ondes rectangulaire avec résonateurs RAFs places au centre et des résonateurs ELCs places sur les parois latéraux. (Vue du modèle HFSS)	46
Figure III 13: Spectre de transmission en mode TE pour le guide charge ELC, SRR et ELC+SRR Combinés	46
Figure III 14: Effet des pertes sur le mode TE pour :(a) Les guides d'ondes chargés ELC, SRR (b)Guide d'onde charge ELC+SRR	48

Liste des tableaux

Tableau III 1: Paramètres géométriques du RAF	38
Tableau III 2: Paramètres géométriques du ELC	39

Liste des Abréviations

CSRR	Crossed Split Ring Resonator
ELC	Electric-field-Coupled
ENG	Electrical Negative
ENNZ	Epsilon-Negative-Near-Zero
HFSS	High Frequency Structure Simulator
LH	Left Hand (main gauche)
LHM	Left-Handed Materiel.
MNG	Magnetic Negative
OEM	Onde Electromagnétique.
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
RF	Radio Frequency
RH	Right-Hand (main droite)
RHM	Right-Handed Materiel.
SRR	Split-Ring Resonator
TE	Transverse Electrique
TM	Transverse Magnétique
TEM	Transverse Electromagnetic

Glossaire des symboles

c :	célérité de la lumière dans le vide.
λ_0 :	longueur d'onde dans le vide
σ :	conductivité électrique
ϵ_0 :	permittivité du vide.
μ_0 :	perméabilité du vide
ϵ :	permittivité
μ :	perméabilité
ϵ_r :	permittivité relative
μ_r :	perméabilité relative
E :	champ électrique
B :	champ magnétique
D :	déplacement électrique
H :	excitation magnétique
ρ :	densité volumique de charge
J :	densité volumique de courant

A blue horizontal scroll graphic with a white border and rounded corners. The scroll is unrolled in the middle, with the top and bottom edges curling upwards. The text is centered within the unrolled portion.

Introduction Générale

Introduction générale

Les circuits en structure guide d'onde sont encore de nos jours très utilisés pour la réalisation des dispositifs de faible encombrement et de performances élevées et qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications.

Les performances des circuits et des dispositifs hyperfréquences sont directement liés aux propriétés intrinsèques des matériaux de fabrication. De plus, les contraintes de coût et d'intégration exigent des propriétés intrinsèques plus attractives que celles des matériaux usuels.

Les métamatériaux une découverte assez récente, sont des matériaux structurés résonants, dont la structure interne interagit avec les ondes de sorte à engendrer des réponses inhabituelles, voire non disponible dans les matériaux naturels. Ils sont en général des structures périodiques, diélectriques ou métalliques, se comportant comme des matériaux homogènes. Leur concept fut théorisé pour la première fois par le physicien russe Victor Veselago [1].

Dans les structures guidées comme les guides d'onde, les métamatériaux peuvent être utilisés pour créer des parois anisotropes. Ceci peut notamment permettre de modifier le mode Fondamental [2] ou de réduire la fréquence de coupure du guide et favoriser la propagation d'onde rétro propagées », ce qui correspond à une vitesse de phase opposée à la vitesse de groupe [3-5].

Dans de nombreuses situations, la région siège de la propagation d'ondes est isotrope, et est entourée de métamatériaux anisotropes avec différentes épaisseurs et inversement.

Diverses géométries de guides d'ondes en métamatériaux, ont été démontrés expérimentalement, tels que des paires de plaques parallèles, des guides rectangulaires et cylindriques constitués de milieux anisotropes, ainsi que des guides d'ondes à cœur creux avec une gaine en métamatériaux.

Ce travail consiste, à approfondir nos connaissances sur la possibilité de mieux contrôler et mieux maîtriser la propagation des ondes électromagnétiques dans les guides d'ondes a base des métamatériaux anisotropes.

De ce fait une analyse et une discussion sur les guides d'onde charges avec des résonateurs a métamatériaux, places au centre et aux parois latéraux du guide, sera effectuée. Ces guides peuvent fonctionner a des fréquences plus basses que celles du mode fondamental du guide conventionnel sans résonateurs. Pour cela, ce manuscrit est organisé comme suit :

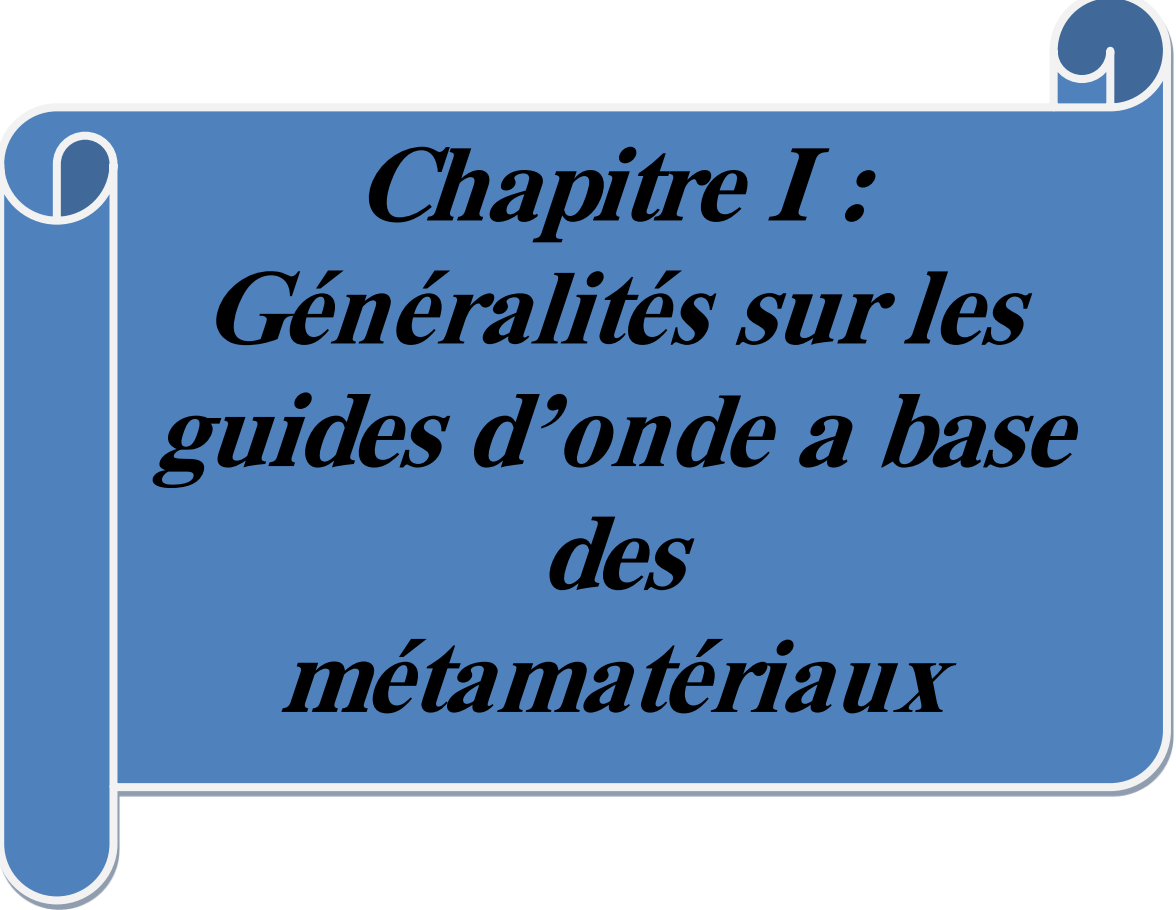
Le premier chapitre comporte deux parties :

- La première partie sera consacrée à des généralités sur les guides d'ondes, leurs utilisations et leurs différents types.
- La seconde partie, sera consacrée aux guides d'onde à base des métamatériaux. On commencera par une présentation générale des métamatériaux, en citant leur classification qui s'appuie sur les paramètres constitutifs (La permittivité et la perméabilité), leurs caractéristiques physiques et on terminera par citer des travaux les plus significatifs sur les structures guidées à base des Meta matériaux.

Des rappels théoriques sur la propagation, la propagation guidée en mode rectangulaire et la propagation dans une lignes métamatériaux(méta-lignes) seront présentés dans le deuxième chapitre.

Dans le 3eme chapitre, on s'intéressera à l'étude de l'influence des métamatériaux sur la propagation des ondes électromagnétiques guides. Nous montrons qu'un guide d'ondes métallique rectangulaire chargé des éléments métamatériaux peut fonctionner bien en dessous de la fréquence de coupure du guide d'ondes non chargé correspondant.

Enfin, nous terminerons par une conclusion générale et nous évoquerons les perspectives relatives à ce modeste travail.

A blue scroll graphic with a white border and rounded corners. The scroll is partially unrolled at the top and bottom edges, with the unrolled parts extending outwards. The text is centered on the scroll.

***Chapitre I :
Généralités sur les
guides d'onde a base
des
métamatériaux***

I.1.Introduction

Pour passer le signal d'un point à un autre, dans un circuit intégré, il faut un support de transmission. Pour les signaux hyper-fréquences, il existe de nombreuses variantes de supports comme les lignes planaires (micro-ruban, coplanaire, tri plaque, ...), la ligne coaxiale et le guide d'ondes.

Les guides d'ondes jouissent de propriétés intéressantes qui les distinguent des autres systèmes de transmission micro-onde. Ils sont connus par leurs caractéristiques et leurs variétés de forme.

La plupart des applications des guides d'ondes ont été mises au point durant la dernière guerre mondiale en vue de leur utilisation dans les radars (production, transmission et réception des ondes centimétriques ou micro-ondes), depuis lors, la technique des guides d'ondes a reçu de nombreuses applications extrêmement importantes.

I.2.Généralités sur les guides d'onde

I.2.1. Définition

Guide d'ondes est le nom général donné à une structure qui permet aux ondes d'être guidées le long d'un chemin défini entre des éléments conducteurs (domaine des micro-ondes) ou diélectriques (domaine optique). Dans la direction perpendiculaire à la direction de propagation, les champs sont limités par les barrières de réflexion, mais ils se propagent librement dans le sens de propagation comme dans le vide ou dans un diélectrique.

I.2.2. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement est très simple, si la lumière se déplace dans l'espace ouvert, elle se propage dans toutes les directions, mais souvent on a besoin de guider l'onde dans une seule direction, tout en conservant sa puissance, l'utilisation d'un guide est primordiale. L'onde est confinée dans le guide par la loi de réflexion total du guide (l'indice de réfraction de la gaine est plus grand que l'indice de réfraction du cœur). Cette description reste aussi valable pour les ondes électromagnétiques dans un tube métallique

I.2.3. Modes de propagation et fréquences de coupure

Le mode de propagation dans le guide d'onde est la solution de l'équation d'onde. En raison des conditions aux limites, seules certaines fréquences limites peuvent se propager dans le guide d'ondes. La fréquence la plus basse à laquelle un

certain mode peut se propager est la fréquence de coupure de ce mode. Le guide d'ondes permet la propagation d'un nombre infini de modes, qui peuvent être caractérisés comme étant TE (Transverse Electrique) ou TM (Transverse Magnétique). Les modes TE ont un champ magnétique mais pas de champ électrique dans la direction de propagation, tandis que les modes TM ont un champ électrique mais pas de champ magnétique dans la direction de propagation [6-8].

I.2.4. Description du guide d'onde

Dans la théorie des circuits, l'impédance est une généralisation de la résistivité sous courant alternatif, et l'unité est en ohms (Ω). Le guide d'ondes est décrit par une ligne de transmission avec une longueur et une impédance caractéristique. La description du guide d'ondes a été conçue à l'origine pour le courant alternatif, mais une fois que les propriétés des ondes et des matériaux (comme la pression, la densité, constante d'électrique) sont correctement converties en termes électriques (courant), elle peut s'appliquer également aux ondes électromagnétiques et aux ondes acoustiques.

I.2.5. Différents types des guides d'ondes

Suivant la forme du guide on distingue

I.2.5. 1. Guide plan

Le guide d'ondes se compose de deux plaques conductrices parallèles, comme illustré dans la figure ci-dessous. Les conditions aux limites exigent que le champ électrique soit perpendiculaire à $x = 0$ et en $x = a$.

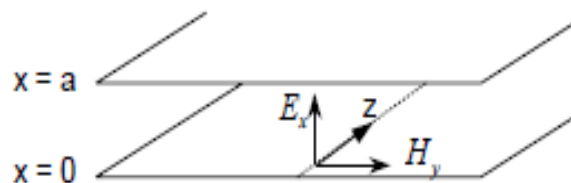


Figure I.1. Guide d'onde plan

$$\beta = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.1)$$

β : constante de propagation dans le vide

ω : vitesse angulaire

c : vitesse de lumière

De manière intuitive, on voit que : l'onde E_x/H_y peut être une solution de l'équation d'onde dans un guide parallèle, les autres solutions d'ondes planes polarisées orthogonalement ($E_y \setminus H_x$) ne se propageront pas dans le guide d'ondes et le champ E_y est tangent à la paroi. Contrairement aux ondes planes en espace libre, il peut y avoir de nombreux modes se propageant à la même fréquence dans un guide d'ondes. Chaque mode a ses propres réglages de champ électrique et magnétique, et sous un guidage parfait, les différents modes ne peuvent pas s'influencer les uns les autres

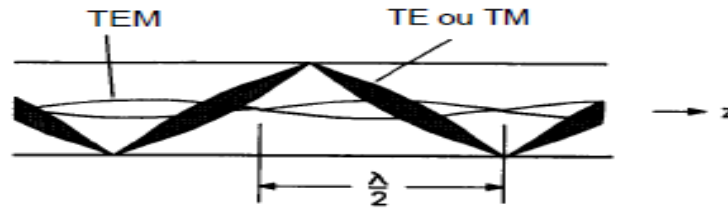


Figure I.2. Chemin "Rayon" d'un motif donné dans un rail de guidage plan

La figure ci-dessus montre schématiquement le chemin "rayon" d'un motif donné dans un rail de guidage plan. La trajectoire est constituée d'une série de lignes discontinues dans le plan xOz ou le plan d'incidence, et l'onde se réfléchit dans le plan conducteur à $x = 0$ et $x = a$. Pour chaque mode, la composante tangentielle du champ électrique doit être nulle à la surface du conducteur. Pour deux ensembles de modes de polarisation linéaire (la direction de polarisation est définie par rapport au plan d'incidence xOz), cette condition aux limites à la surface du conducteur peut être garantie

I.2.5.2. Guide diélectrique (Optique)

Un système constitué d'une couche diélectrique d'épaisseur d et d'indice de réfraction n_1 est séparé par deux milieux diélectriques d'indice de réfraction $n_2 < n_1$ le long du plan dioptrique, formant un guide d'ondes optique [9]. Les différents modes se propagent de la même manière que dans le guide planaire hyperfréquence (par contre, les conditions aux limites sont un peu plus compliquées). L'onde étant entièrement réfléchi (phénomène de réflexion totale), son atténuation est bien inférieure à l'atténuation dans la gamme des micro-ondes.

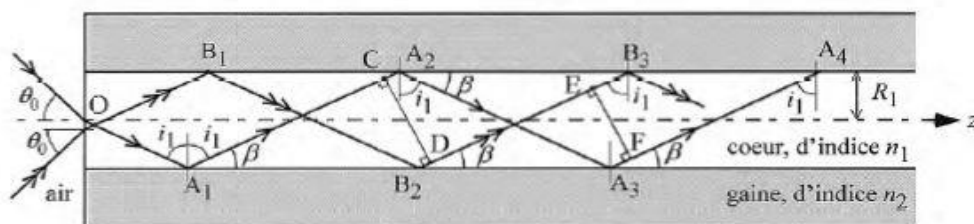


Figure I.3. Guide diélectrique

I.2.5.3. Guides d'ondes acoustiques

Un guide d'ondes acoustiques est une structure physique utilisée pour guider les ondes sonores. Le canal de propagation du son se comporte également comme une ligne de transmission. Le canal contient un support qui prend en charge la propagation du son, comme l'air.

I.2.5.4. Guide d'onde métallique

Ce sont des tubes métalliques de section rectangulaire ou circulaire, généralement remplis d'air atmosphérique. Parce que leurs dimensions latérales sont de l'ordre de la longueur d'onde, ils ne sont utilisés que pour les micro-ondes entre 3 GHz et 90 GHz [10-11].

Leurs pertes sont très faibles car :

- ✓ Ils utilisent l'air comme diélectrique qui représente d'excellentes propriétés d'isolation.
- ✓ Les pertes par effet Joule sont relativement faibles car les conducteurs ont une section relativement grande, d'autant qu'il est possible de les dorer ou de les argenter intérieurement
- ✓ Le coût de fabrication est relativement faible

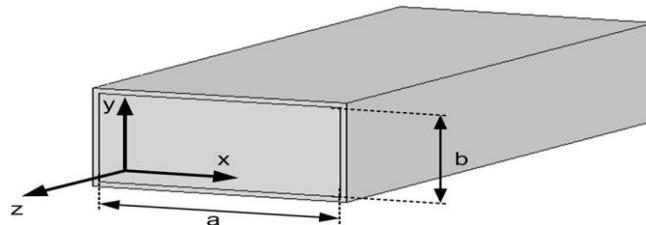


Figure I.4. Guide d'onde métallique à section rectangulaire

✓ Guide d'onde rectangulaire

Un guide métallique rectangulaire est un guide fermé constitué d'un seul conducteur qui ne peut propager l'énergie électromagnétique qu'au-dessus d'une certaine fréquence appelée fréquence de coupure. Un guide d'onde fermé de section homogène peut propager un nombre

infini de modes. Chaque mode de propagation est associé à une constante de propagation qui caractérise sa vitesse de phase.

Il est généralement utilisé pour alimenter des antennes, des radars. En plus, il peut être utilisé comme un résonateur, un filtre et autre. Cette structure peut être appliquée à des fréquences très élevées allant de quelques gigahertz à des centaines de gigahertz. Les pertes dans ces structures sont très faibles et se limitent aux pertes dans les conducteurs.

I.2.6. Guide d'onde à base des métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux composites de construction intentionnelle ayant des caractéristiques qui n'existent pas dans la nature.

Un guide d'onde à base des métamatériaux présente des caractéristiques uniques non trouvées dans les guides d'onde classiques tels que la propagation d'ondes rétrogrades, des modes inférieurs à la fréquence de coupure de mode fondamentale d'un guide d'ondes typique, et la vitesse de groupe qui est nulle.

Diverses géométries de guides d'ondes en métamatériaux tels que des paires de plaques parallèles, des guides rectangulaires et cylindriques constitués de milieux anisotropes, ainsi que des guides d'ondes à cœur creux avec une gaine en métamatériaux ont été démontrés expérimentalement.

I.2.6.1. Introduction aux métamatériaux

Le terme métamatériaux désigne des matériaux artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques qui n'existent pas dans les matériaux naturels. Ils sont en général des structures périodiques, diélectriques ou métalliques. Ils se comportent comme des matériaux homogènes.

Les métamatériaux avec indice de réfraction négatif (milieu main gauche) ont été introduits en 1968 par Victor Veselago. En 1999 J. Pendy [12] proposa une réalisation de ces métamatériaux à l'aide d'une structure périodique métallique formée d'anneaux concentriques fendus appelées RAFs (Résonateur en Anneau Fendu) et des fils métalliques. Il avait démontré dans deux articles [12],[13], qu'un arrangement périodique de fils métalliques présente en micro-onde une permittivité négative, et qu'un réseau périodique de RAFs présente une perméabilité négative autour de sa fréquence de résonance. Si on rassemble les deux réseaux en une seule structure périodique, il résulte les métamatériaux proposés par V. Veselago. Donc,

ce nouveau milieu présente un indice de réfraction négative au voisinage de la fréquence de résonance des RAFs.

En 2001 D.R.SMITH [14] a fabriqué le premier prototype de métamatériaux à indice de réfraction négative ($n < 0$) dans le domaine des micro-ondes. Quelques années après, différentes études ont confirmé l'existence et les propriétés des métamatériaux à indice de réfraction négative ($n < 0$) incluant les domaines Téra-Hertz.



Figure I.5. Première Structure métamatériaux réalisée par le groupe de San Diego [14]

I.2.6.2. Classification des matériaux en fonction de leurs permittivités et perméabilités

Les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques diffèrent suivant le milieu environnant, comme l'illustre la figure I.6, cette classification est basée sur les différentes valeurs de la permittivité ϵ et de la perméabilité μ .

- **Zone I** : les valeurs de la permittivité et la perméabilité sont positives, par conséquent le vecteur d'onde k est un nombre réel. On parle dans ce cas de milieu main droite dans la mesure où la propagation peut être décrite par le trièdre direct avec les vecteurs champs électrique et magnétique et le vecteur d'onde. : l'onde se propage selon les Z croissants (direction de propagation) et aussi selon Z , se propage la puissance active. En plus les vitesses de phase et de groupe ont le même sens. Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.
- **Zone II** : représente la situation où la permittivité effective est négative, par conséquent le vecteur d'onde est une valeur imaginaire et l'onde électromagnétique ne se propage pas (onde évanescence). On est dans les structures à plasma à l'état gazeux et solide Le matériau est opaque : L'onde est évanescence suivant Z . Ces milieux sont appelés des matériaux à permittivité négative (ENG)[15].
- **Zone III** : Cette zone contient les matériaux à perméabilité négative (MNG). L'avantage le plus remarquable de la négativité de la perméabilité est l'amplification de l'onde

évanescence dans ces milieux, ce qui conduit à un effet de lentille optique parfaite et des systèmes d'imagerie à très haute résolution[16-17]. Comme le cas précédent, le matériau est opaque, L'onde est évanescence suivant Z et on est dans les mêmes conditions de puissance du cas précédent.

- **Zone IV** : les fonctions de la permittivité et la perméabilité sont simultanément négatives. Le trièdre $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$ pour ces matériaux suit la règle de la main gauche avec \vec{E} et \vec{H} sont les vecteurs des champs électrique et magnétique respectivement. l'indice de réfraction est négatif ($n < 0$) mais la constante de propagation est positive ($\beta > 0$). L'onde se propage selon les Z décroissants, la puissance active selon les Z croissants, les vitesses de phase et de groupe sont de sens opposés ($\beta \cdot P < 0$)

Il n'existe à ce jour aucun matériau isotrope appartenant aux troisième et quatrième quadrants (avec $\mu < 0$)

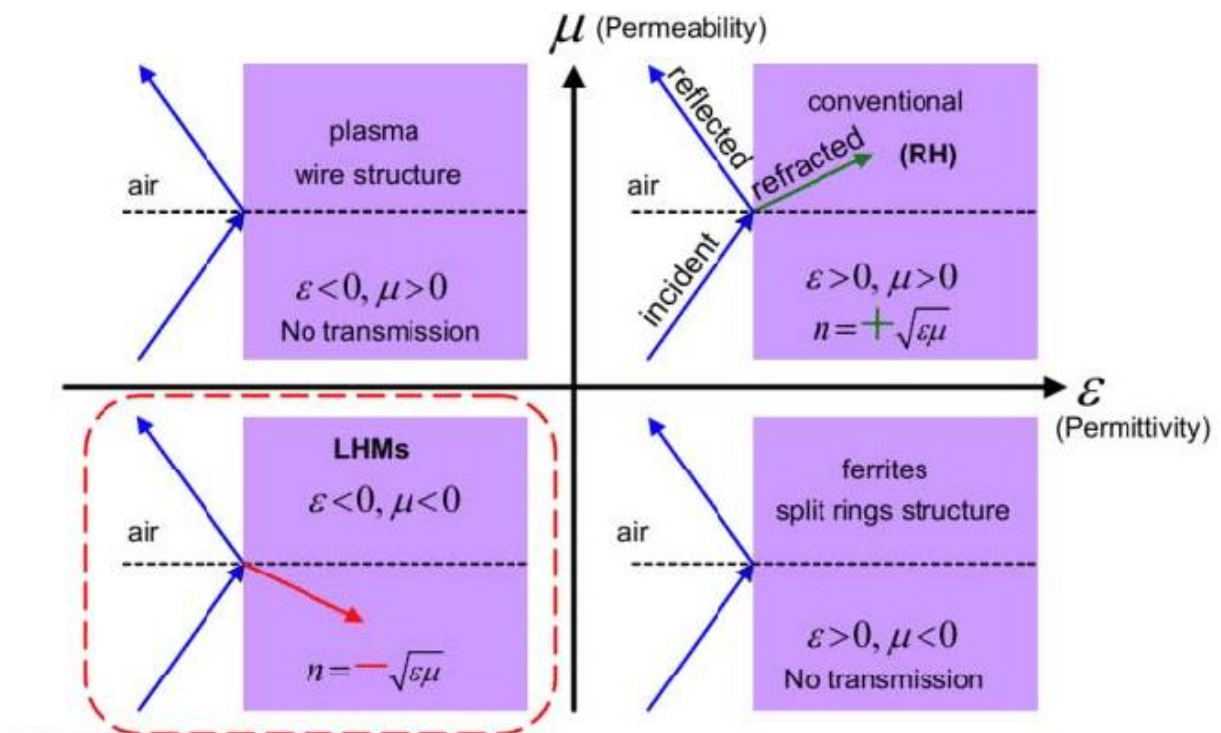


Figure I.6. Classification des matériaux sur la base de μ et ϵ

I.2.6.3. Types des métamatériaux

➤ Métamatériaux avec une permittivité négative

La structure se compose d'une matrice carrée des fils métalliques orientés parallèlement, de rayon 'r' et de périodicité 'a', (Figure I.7).

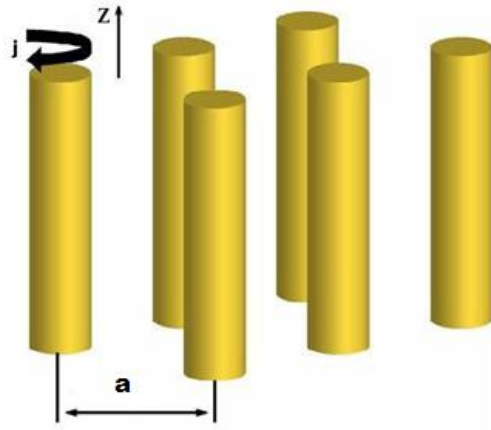


Figure I.7. Structure fils fins présentant ϵ négative/ μ positive

La fréquence pour le mode longitudinal de plasma est donnée par :

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (\text{I.2})$$

Où c : la vitesse de la lumière dans le vide.

a : la longueur d'une unité de cellule.

r : le rayon d'un fil simple ($r \ll a$)

La permittivité diélectrique effective peut être décrite par :

$$\epsilon_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega[\omega - (\omega_p^2 a^2 \epsilon_0) / \sigma \pi r^2]} \quad (\text{I.3})$$

où

σ : Conductivité du métal.

ω_p : Pulsation plasma du matériau.

ω : Pulsation de travail.

ϵ_0 : Permittivité du vide.

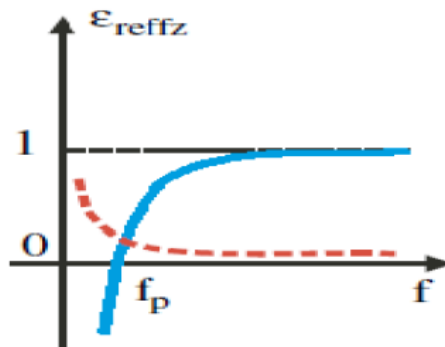


Figure I.8. Perméabilité effective du milieu en fonction de la fréquence

➤ **Métamatériaux avec une perméabilité négative**

Le magnétisme artificiel n'implique pas l'utilisation de matériaux magnétiques, mais uniquement l'utilisation de conducteurs métalliques conventionnels pour produire un comportement magnétique. En 1999, Pendry a proposé des structures périodiques métalliques constituées d'anneaux concentriques coupés, nommés split-ring résonateurs (SRR) et présentant une perméabilité négative autour d'une fréquence de résonance. Ils sont excités par un champ électromagnétique, dont il est transverse a la direction de la propagation de l'onde et sa direction est selon l'axe des anneaux (figure I.9)

Différents types de résonateurs en anneau fendu « RAF », ont été présentes dans la littérature, sous plusieurs formes géométriques (carré, circulaire, oméga,).

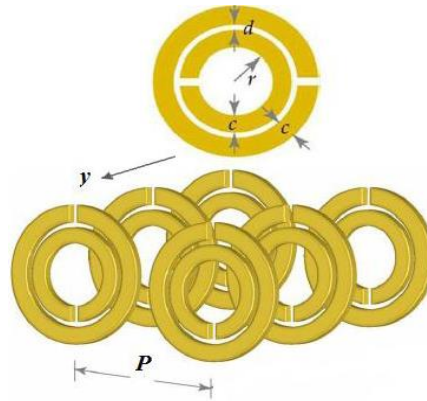


Figure I.9. Structure RAF présentant μ négative/ ϵ positive quand $H // y$.

Sous l'excitation d'un champ électromagnétique perpendiculairement aux surfaces des anneaux, un courant est induit qui circule sur le résonateur. Le courant induit va créer un champ magnétique qui s'oppose au champ magnétique incident. et une activité magnétique apparait. La perméabilité est donnée par :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_m^2 + j\omega\zeta} \quad (I.4)$$

Où

$$F = \pi(a/p)^2 ,$$

a : le rayon du petit anneau,

ω_m : la fréquence de résonance magnétique réglée à la gamme de GHz,

ζ : le facteur d'atténuation due aux pertes du métal.

D'après la figure, la perméabilité peut être négative dans une bande de fréquence étroite.

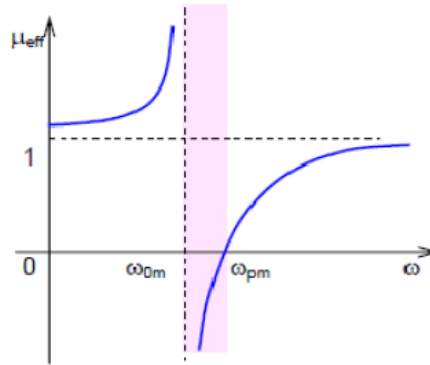


Figure 1.10. Variations de la perméabilité en fonction de la fréquence de travail

Afin de régler le problème d'anisotropie du RAF, une équipe suisse a introduit un motif bidimensionnel appelé Crossed SRR "CSRR" (Résonateur en Anneau Fendu croisé) (cf. Figure 1.11) constitué de deux RAFs de même dimension. Ce motif accroît donc l'isotropie dans deux directions de l'espace.

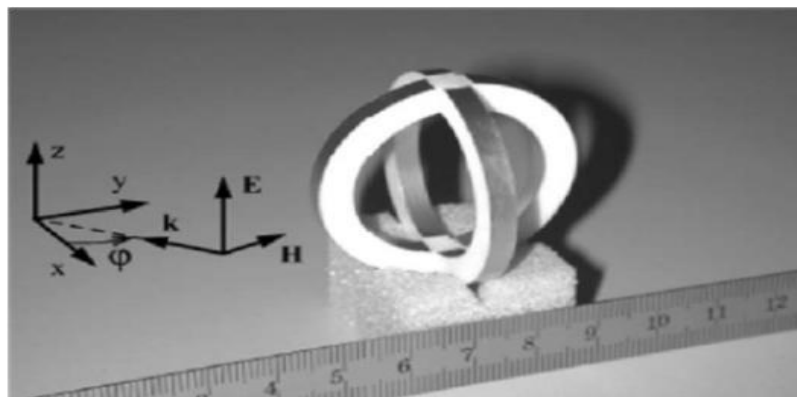


Figure 1.11. Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmain et Martin

Les mêmes auteurs parlent aussi d'isotropie tridimensionnelle, (figure I.12), où les trois RAFs sont placés perpendiculairement. Dans le premier cas (cf. Figure I.12 (a)), où les dimensions des trois RAFs sont identiques, aucune isotropie tridimensionnelle n'est obtenue. Par contre, il y a possibilité d'obtenir une structure isotrope 3-D avec trois RAFs de dimensions différents (cf. Figure I.12(b)).

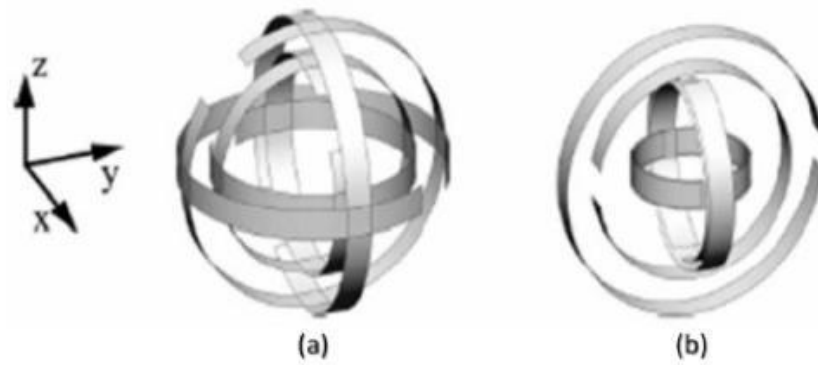


Figure 1.12. Motif tridimensionnel proposé par Balmaz et Martin : (a) Structure composée de trois RAFs identiques perpendiculaires l'un à l'autre, (b) Structure composée de trois RAFs de dimensions différents perpendiculaires l'un à l'autre

La figure I.13 montre le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu.

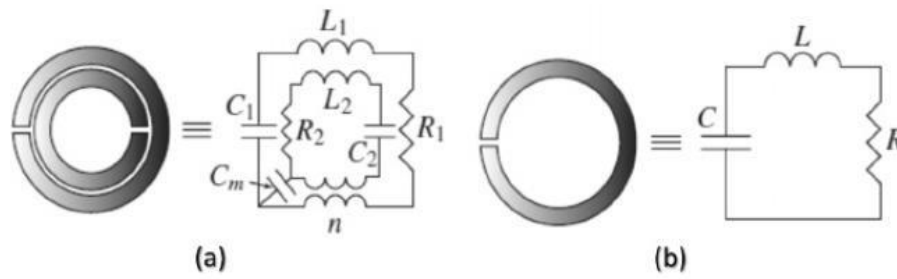


Figure I.13. Modèle du circuit équivalent du RAF : (a) Configuration d'un RAF double (b) Configuration simple d'un RAF

Dans la configuration anneau double, le couplage capacitif et inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage et par un transformateur (rapport de transformation n), respectivement. Dans la figure I.13(b), l'anneau est équivalent à un circuit RLC résonateur, avec une fréquence de résonance. Le RAF double est équivalent au RAF simple si le couplage mutuel est faible.

➤ **Métamatériaux avec indice de réfraction négatif**

D'après D. SMITH l'idée originale pour obtenir des métamatériaux à indice négative était de superposer, à la même fréquence, les effets négatifs de la permittivité et la perméabilité grâce aux structures proposées par J. PENDRY (cf. Figure I.14).

Pour que ce milieu se comporte comme un matériau uniforme et homogène, il faut, que la périodicité de l'élément métallique doit être inférieure à la longueur d'onde.

Par conséquent, il est plus facile de fabriquer des métamatériaux pour les micro-ondes et autres longueurs d'onde que les matériaux optiques [14].

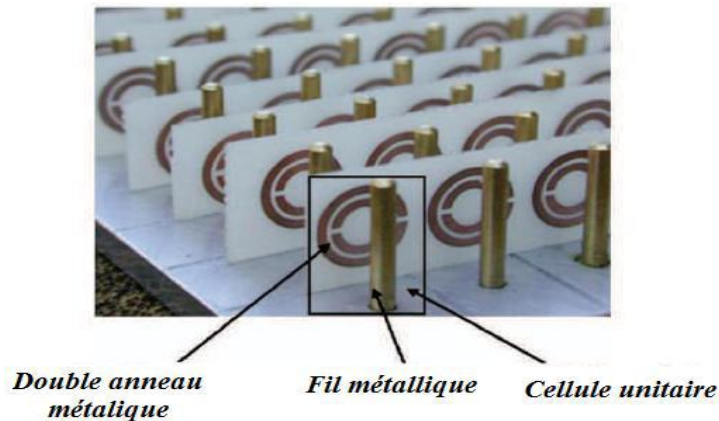


Figure I.14. Réalisation expérimentale d'une structure de métamatériau par DSMITH [14]

I.2.6.4. Structures guidées à base de métamatériaux

Les caractéristiques structurelles des métamatériaux sont en général anisotropes. Plusieurs démonstrations expérimentales ont utilisé un environnement de guide rectangulaire [18-19] dans plusieurs applications, plus particulièrement aux structures plaquées de type coplanaire ou micros trip en raison de leur facilité de mise en œuvre.

En 2013, des premiers travaux sur des guides d'onde cylindriques avec des métamatériaux insérés sur les parois ont été publiés [20]. Des modes hybrides du type HE dans de tels guides peuvent être excités à des fréquences plus basses que celles du mode fondamental du guide métallique de même section, en utilisant un matériau avec des valeurs de permittivité ϵ tend vers 0, connu sous le nom de ENNZ (Epsilon-Négative-Near-Zéro). En théorie, avec de telles permittivités, il serait ainsi possible de réduire la taille de la section du guide jusqu'à 75%. L'apparition et la propagation de modes gauchers ont également été mises en évidence avec ce type de méta surfaces

En 2016, un métamatériau, possédant des propriétés cohérentes avec les caractéristiques de la surface anisotrope homogène de l'étude théorique, a été réalisé [21].

La cellule élémentaire de ce métamatériau est illustré sur la figure 1.15 a. L'anneau est fait d'un substrat diélectrique chargé d'éléments localisés inductifs et capacitifs. Onze anneaux ont été insérés à l'intérieur d'un guide cylindrique. Pour l'excitation, deux sources ont été utilisées sur les parties extérieures du guide. La structure est illustrée sur la figure 1.15 b.

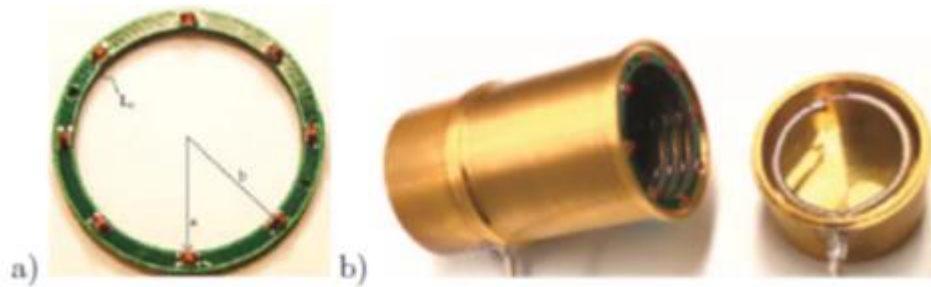


Figure I.15. (a) Cellule élémentaire de la métasurface et (b) Le Guide d'onde à métamatériaux

Suite à ces travaux, un guide d'onde tronqué de longueur L_1 avec les mêmes dimensions et propriétés des métamatériaux est analysé, afin d'observer ses performances en rayonnement [19-21]

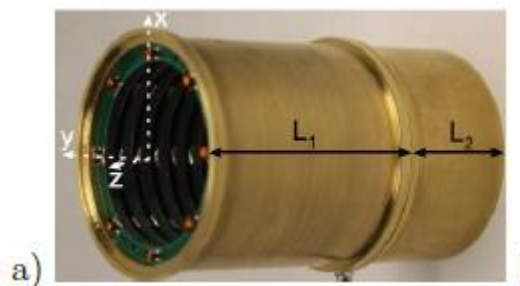


Figure I.16. Le guide d'onde tronqué

I.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné en premier lieu, un aperçu général sur les guides d'ondes, leurs utilisations et leurs différents types. Dans la seconde partie nous avons présenté les guides d'onde à base des métamatériaux, commençant par la définition des métamatériaux électromagnétiques dans une classification globale qui s'appuie sur les paramètres constitutifs (La permittivité et la perméabilité) et terminant par citer des travaux les plus significatifs sur les structures guidées.

A blue scroll graphic with a white outline, featuring a vertical strip on the left and a horizontal strip on the right, both with rounded ends. The text is centered on the horizontal strip.

***Chapitre II : Étude
théorique des
propagations guidées***

II.1 Introduction

On appelle propagation guidée la propagation d'une onde lorsque celle-ci est contrainte à se propager dans une seule direction, imposée par un guide d'onde.

Dans cette section des rappels théoriques sur la propagation et la propagation guidée en mode rectangulaire sont données en premier lieu, suivi dans la seconde partie d'étude de la ligne main gauche.

II.2. Propagation guidée des ondes électromagnétiques

Les ondes électromagnétiques sont créées à la suite de vibrations produites entre un champ électrique et un champ magnétique. La propagation des ondes électromagnétiques à travers le vide se fait à une vitesse de l'ordre de $3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$ et la propagation des ondes électromagnétiques à travers n'importe quel milieu se fait à une vitesse inférieure à cette dernière.

Les ondes électromagnétiques, également appelées rayonnements électromagnétiques, sont essentiellement définies comme des oscillations superposées d'un champ électrique et d'un champ magnétique dans l'espace. La direction de la propagation de ces ondes est perpendiculaire à la direction de l'un ou l'autre de ces champs comme on le voit sur la figure II.1.

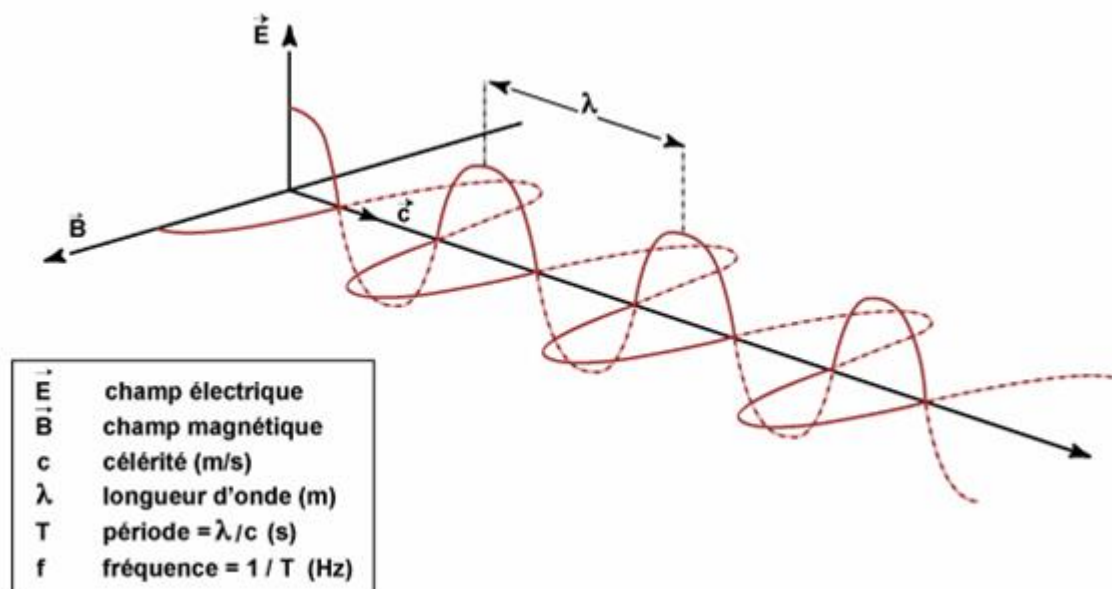


Figure II.1. Propagation des ondes électromagnétiques

II.2.1. Equations de Maxwell

Tout l'électromagnétisme est contenu dans les équations de Maxwell, elles permettent de donner un cadre un peu plus mathématique à la propagation des ondes et décrivent l'interdépendance des champs \mathbf{E} et \mathbf{B} d'une onde électromagnétique (OEM).

Pour une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène, en absence de charges et de courant, les équations de Maxwell s'écrivent sous cette forme :

✓ Equation de Maxwell- Faraday :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

✓ Equation de Maxwell- Ampère :

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

Avec

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \text{ et } \vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{II.3})$$

\vec{E} : est le champ électrique,

\vec{H} : est le champ magnétique,

\vec{D} : L'induction électrique (déplacement électrique),

\vec{B} : L'induction magnétique,

μ : la perméabilité magnétique, et ϵ : la permittivité électrique

Avec

$$\mu = \mu_r \mu_0 \text{ et } \epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (\text{II.4})$$

μ_r et ϵ_r représentent respectivement la perméabilité relative et la permittivité relative du milieu de propagation, μ_0 et ϵ_0 représentent respectivement la perméabilité et la permittivité du vide. L'équation de Maxwell- Ampère nous permet de trouver une relation directe entre le champ électrique, le champ magnétique et les courants électriques.

II.2.2. Équation de propagation

La résolution des équations de Maxwell va nous permettre de déterminer l'équation de propagation des champs. Nous ne considérerons ici que le cas d'un milieu de propagation sans pertes caractérisé par une constante diélectrique et magnétique réelle, où il n'y a donc aucune charge et courant. En combinant alors les équations de Maxwell-Ampère et de Maxwell-Faraday, il est possible d'écrire les deux équations différentielles dites de propagation :

$$\Delta \vec{E} - \varepsilon \mu \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2} = \vec{0} \quad (\text{II.5})$$

$$\Delta \vec{H} - \varepsilon \mu \frac{d^2 \vec{H}}{dt^2} = \vec{0} \quad (\text{II.6})$$

La solution générale de l'équation d'onde pour le champ électrique peut s'écrire donc sous la forme :

$$\vec{E} = E_0 e^{-j\vec{k}\vec{r}} + E_0 e^{+j\vec{k}\vec{r}} \quad (\text{II.7})$$

$$\vec{E} = E_0 e^{-i\omega t + Kr} \quad (\text{II.8})$$

II.2.3. Atténuation due aux pertes diélectriques

L'atténuation dans un guide d'onde peut être causée par les pertes dans le diélectrique (α_d) ou les pertes dans le conducteur (α_c). L'atténuation totale est la somme des deux atténuations, $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$. L'atténuation causée par le conducteur dépend de la structure physique du guide, et doit donc être évaluée séparément pour chaque guide d'onde. Si le guide est rempli d'un diélectrique uniforme, l'atténuation due au diélectrique peut être calculée à partir de la constante de propagation. En utilisant la constante diélectrique complexe ($\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 (1 - \tan \delta)$), on peut écrire la constante de propagation selon :

$$\gamma = \alpha_d + j\beta = \sqrt{k_c^2 - k^2} = \sqrt{k_c^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_r \epsilon_0 (1 - \tan \delta)} \quad (\text{II.9})$$

De façon générale, les pertes diélectriques sont faibles, et donc $\tan \delta \ll 1$, ce qui permet de simplifier l'équation (II.9) (à l'aide d'une série de Taylor) :

$$\gamma = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} + j\beta \quad (\text{II.10})$$

Où $k^2 = \omega^2 \epsilon_0 \epsilon_r$, le nombre d'onde sans pertes

Si les pertes sont faibles, la constante de phase β est la même, et l'atténuation est :

$$\alpha_d = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \text{ [Np/m]} \quad (\text{II.11})$$

II.3. Propagation dans un guide d'onde rectangulaire

II.3.1. Equation de Propagation

A partir des équations de Maxwell dans un milieu isotrope et en absence de charges, On trouve l'équation de propagation suivante :

$$\Delta E + k^2 E = 0 \quad (\text{II.12})$$

$$\Delta H + k^2 H = 0 \quad (\text{II.13})$$

Avec $k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu$

Les ondes planes, qui sont solutions en espace libre, ne peuvent être retenues car elles ne vérifient pas les conditions aux limites sur les parois du guide. Pour trouver des solutions satisfaisantes on peut séparer les parties transversale et longitudinale de l'opérateur Δ en posant :

$$\Delta = \Delta_t + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (\text{II.14})$$

Avec Δ_t Laplacien dans le plan transverse. Les équations de Helmholtz devient alors

$$\Delta_t E + \frac{\partial^2 E}{\partial z^2} + k^2 E = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$\Delta_t H + \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} + k^2 H = 0 \quad (\text{II.16})$$

Puis en séparant les parties transversale et longitudinale,

$$\Delta_t E + (k^2 - \gamma^2) E = 0 \quad (\text{II.17})$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} + \gamma^2 E = 0 \quad (\text{II.18})$$

$$\Delta_t H + (k^2 - \gamma^2) H = 0 \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} + \gamma^2 H = 0 \quad (\text{II.20})$$

Les champs électrique et magnétique solutions sont alors de la forme

$$E = E(x, y) e^{-j\omega t} \quad (\text{II.21})$$

$$H = H(x, y)e^{-j\omega t} \quad (\text{II.22})$$

γ : est la *constante de propagation* de l'onde.

II.3.2. Fréquence de coupure

Pour que les solutions précédentes correspondent à une propagation sans atténuation dans le guide il faut que la constante de propagation soit réelle. En posant

$$\gamma = \beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (\text{II.23})$$

La propagation ne peut donc avoir lieu dans le guide que si :

$$k^2 > k_c^2 \quad (\text{II.24})$$

Ou, si f et λ sont respectivement la fréquence et la longueur d'onde dans le diélectrique,

$$f > f_c \Leftrightarrow \lambda < \lambda_c \quad (\text{II.25})$$

$$\text{Avec } f_c = \frac{k_c}{2\pi m} = \frac{k_c}{2\pi \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad \lambda_c = \frac{2\pi}{k_c} \quad (\text{II.26})$$

Si la constante de propagation β est imaginaire, le terme $e^{-j\gamma z}$ traduit une décroissance exponentielle de l'amplitude des champs. L'onde est alors dite évanescence.

II.4. Propagation dans un métamatériaux

Les équations Maxwell peuvent être utilisées pour décrire la propagation dans les métamatériaux. Les transformations des équations de Maxwell jouent un rôle important dans la caractérisation des métamatériaux, comme le montre l'équation de Maxwell dans le domaine temporel :

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}; \nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{II.27})$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E}; \nabla \cdot \vec{B} = 0$$

Pour l'onde plane, ces équations peuvent être réduites à

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H}; \vec{k} \times \vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \quad (\text{II.28})$$

Par conséquent, pour ϵ positif et μ , \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un système orthogonal droitier.

Lorsque ϵ et μ sont négatifs, l'équation change pour

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega\mu\vec{H}; \vec{k} \times \vec{H} = \omega\epsilon\vec{E} \quad (\text{II.29})$$

II.5. Théorie de la ligne de transmission Méta-ligne

Un guide d'ondes peut donc être considéré comme une ligne de transmission TEM à deux conducteurs chargés par un nombre infini de stubs court-circuités.

Considérons la ligne de transmission de la figure II.2, qui a une longueur de dx . Nous avons ajouté un condensateur série et une inductance parallèle, le signal est confiné et minuscule.

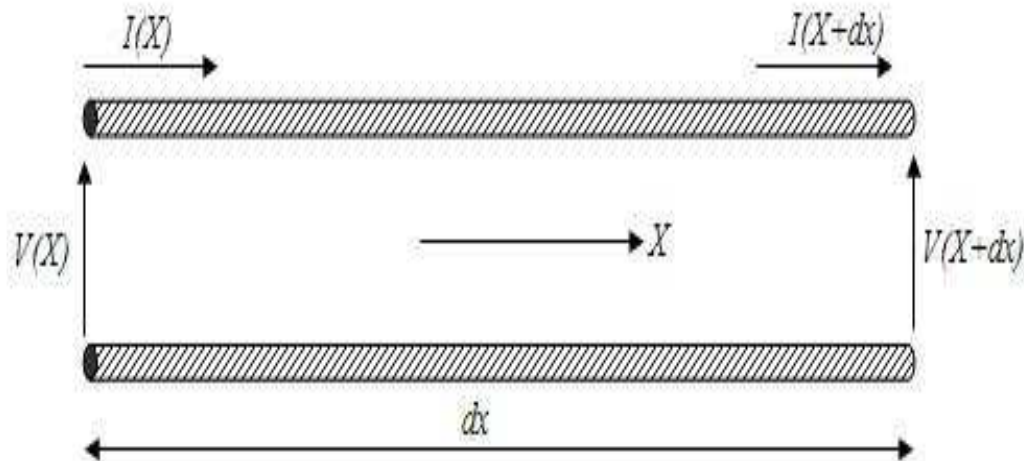


Figure II.2. Ligne de transmission modifiée

Nous utilisons le circuit équivalent (figure II.3) de la ligne de transmission (figure II.2) sans pertes pour montrer et expliquer les phénomènes de gauche et de droite [23].

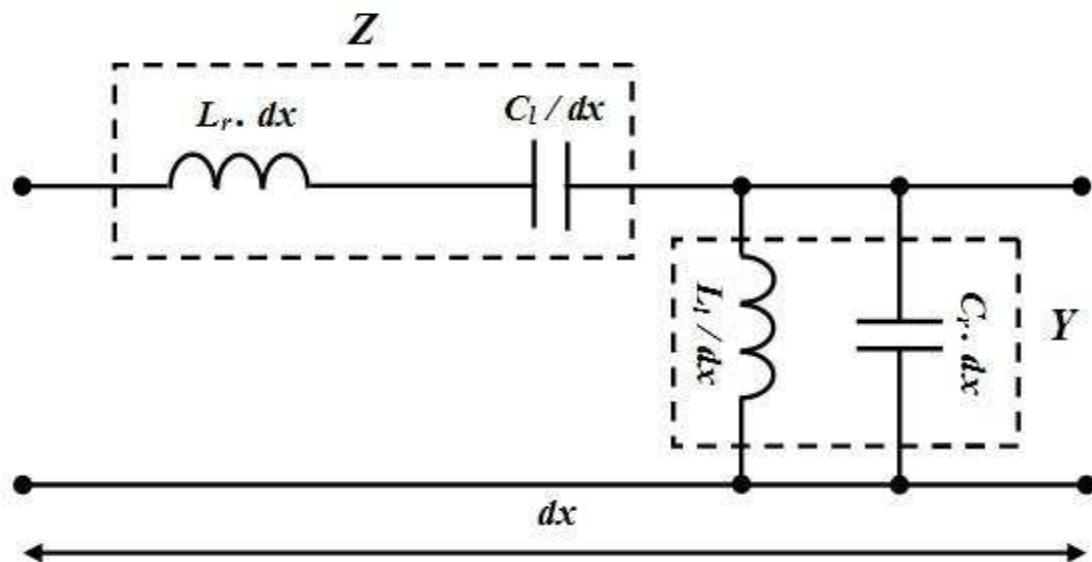


Figure II.3. Circuit équivalent d'une ligne de transmission modifiée (sans pertes)

On peut réécrire les équations des télégraphistes qui caractérisent ces lignes de transmission comme suit [24].

$$\begin{cases} \frac{dV}{dX} = -ZI = -j\omega(L_r - \frac{1}{\omega^2 C_1})I \\ \frac{dI}{dX} = -ZV = -j\omega(C_r - \frac{1}{\omega^2 L_1})V \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} V = v(X) \\ I = i(X) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

La solution de ces équations donne les équations d'ondes suivantes [23] :

$$\begin{cases} \frac{d^2V}{dX^2} - \gamma^2 = 0 \\ \frac{d^2I}{dX^2} - \gamma^2 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

γ : est la constante de propagation

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} \quad (\text{II.32})$$

Les solutions des équations d'ondes sont :

$$\begin{cases} V(X) = V_0^+ e^{-\gamma X} + V_0^- e^{+\gamma X} \\ I(X) = I_0^+ e^{-\gamma X} + I_0^- e^{+\gamma X} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

V_0^+ et I_0^+ Sont la tension et le courant dans le sens direct de l'onde transmise.

V_0^- et I_0^- Sont la tension et le courant dans le sens opposé de l'onde transmise

Les fréquences de résonance de circuit main droite et de circuit main gauche

$$\begin{cases} \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \text{ (rad. m/s)} \\ \omega_l = \frac{1}{\sqrt{L_l C_l}} \text{ (rad. m/s)} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Les fréquences de résonance série et parallèle sont ω_{se} , ω_{sh} respectivement [23], [25]

$$\begin{cases} \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_1}} \text{ (rad. m/s)} \\ \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_r}} \text{ (radm/s)} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

A partir de la figure (II.3) on peut extraire l'impédance et l'admittance du circuit équivalent comme suit :

$$\begin{cases} Z = j \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_1} \right) \\ Y = j \left(\omega C_r - \frac{1}{\omega L_1} \right) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Le coefficient de propagation est : $\gamma = \sqrt{ZY}$

L'équation de la constante de phase s'écrit de la forme :

$$\gamma = j \sqrt{\left(2 + \frac{\omega^2}{\omega_r^2} + \frac{\omega_l^2}{\omega^2} \right)} \quad (\text{II.37})$$

L'impédance caractéristique est donnée par les équations suivantes :

$$Z_C = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{\omega L_r - 1/\omega C_l}{\omega C_r - 1/\omega L_l}}$$

Ce qui nous donne : $Z_C = Z_1 \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}}$ (II.38)

Avec $Z_1 = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}}$

II.5.1. Calcul des vitesses de phase et de groupe

La vitesse de phase d'une onde V_p est la vitesse à laquelle la phase de l'onde se propage. Dans le vide de l'espace ou à l'intérieur d'un guide d'ondes .Elle est donnée par :

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} = S(\omega) \frac{\omega}{\sqrt{(\omega/\omega_r)^2 + (\omega_l/\omega)^2 - K \cdot \omega^2}} \quad (II.39)$$

Avec: $S(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min(\omega_{sc}, \omega_{sh}) \\ +1 & \text{si } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases}$ (II.40)

et: $K = L_T C_l + L_l C_r (\text{s/rad})^2$

La vitesse de groupe correspond généralement (mais pas toujours) à la vitesse à laquelle L'énergie est transportée par le signal, on définit la vitesse de groupe comme suit [23] :

$$V_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega}\right)^{-1} = \frac{|\omega \cdot \omega_r^{-2} - \omega^{-3} \cdot \omega_l^2|}{\sqrt{(\omega/\omega_r)^2 + (\omega_l/\omega)^2 - k \cdot \omega^2}} \quad (II.41)$$

et qui reste positive

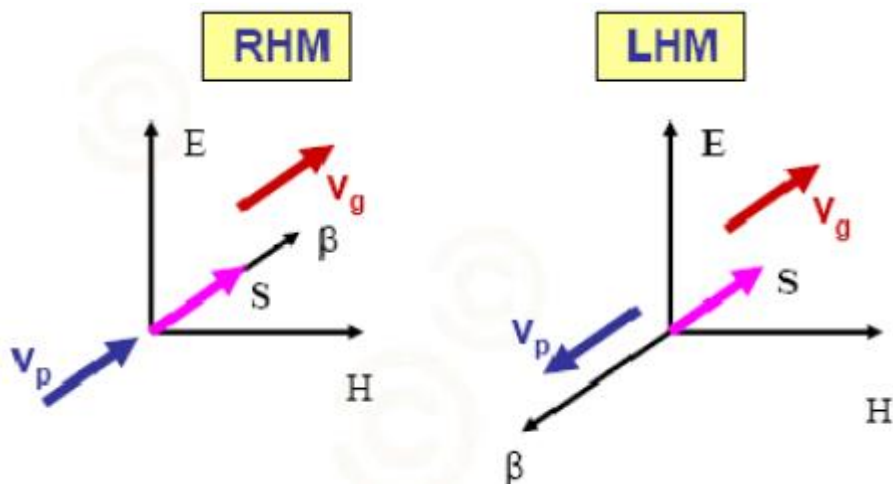


Figure II.4. Orientation des vitesses de phase et de groupe dans un milieu RHM et LHM

II.5.2. Vecteur de Poynting:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (\text{II.42})$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{II.43})$$

Si on fait l'approximation :

$$\vec{E} = E_0 \exp(-jKz + j\omega t) \quad (\text{II.44})$$

$$\vec{H} = H_0 \exp(-jKz + j\omega t) \quad (\text{II.45})$$

Les deux équations peuvent s'écrire comme :

$$\vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (\text{II.46})$$

$$\vec{H} = \omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{II.47})$$

Donc pour des valeurs de permittivité et de perméabilité positives, \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre direct (RH). Si par contre pour des valeurs de permittivité et de perméabilité négatives \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre indirect LH

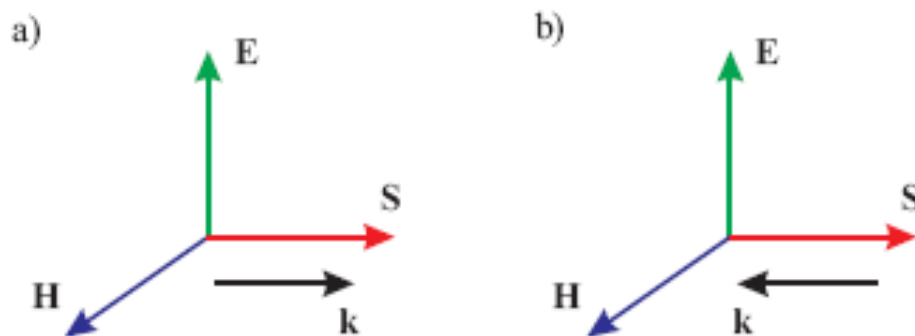


Figure II.5 Onde plane dans un milieu (a) Onde plane dans un milieu main droite Isotrope. (b) milieu main gauche Isotrope

Le flux d'énergie est déterminé par la partie réelle du vecteur de Poynting :

$$\vec{S} = 1/2 \vec{E}^* \times \vec{H} \quad (\text{II.48})$$

Si on a, donc, un changement simultané de signe de la permittivité et la perméabilité, la direction du vecteur de Poynting est la même que dans un milieu RH. La chose qui change par rapport aux matériaux classiques c'est la direction du vecteur de propagation \vec{k} , donnée par :

$$K^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad (\text{II.49})$$

II.5.3 Ligne purement main droite (RH)

Cette ligne est modélisée par un circuit électrique périodique de type inductance en série avec une résistance qui modélise les pertes ohmiques et une capacité en parallèle avec une conductance qui représente les pertes diélectriques. Le circuit équivalent de la cellule élémentaire est présenté dans la figure (II.8)

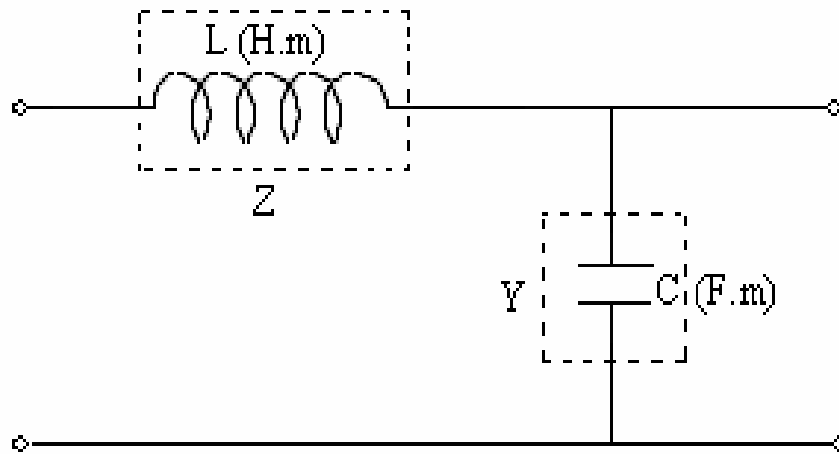


Figure II.6. Circuit d'une Ligne Main Droite

Pour

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{j}{\omega C_1} = 0 \\ Y_1 = \frac{j}{\omega L_1} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

On aura donc :

- La constante de propagation : $\gamma = j \cdot \beta$
- L'Impédance et l'admittance : $Z = j \cdot L \cdot \omega$ et $Y = j \cdot C \cdot \omega$
- La constante de phase : $\beta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} > 0$
- L'impédance caractéristique : $Z_c = \sqrt{L/C}$
- La vitesse de phase: $V_{ph} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} > 0$
- La vitesse de groupe : $V_g = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} > 0$

On remarque que la vitesse phase et la vitesse de groupe ont le même signe, donc la propagation est de type main droite.

II.5.4. Ligne purement main gauche (LH)

Le modèle circuit d'une ligne de transmission dont la propagation est une propagation des ondes inversées est essentiellement le modèle dual du modèle circuit de la ligne de transmission classique (main droite). la figure (II. 10) montre ce modèle

$$\begin{cases} Z_r = j\omega L_r = 0 \\ Y_r = j\omega C_r = 0 \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

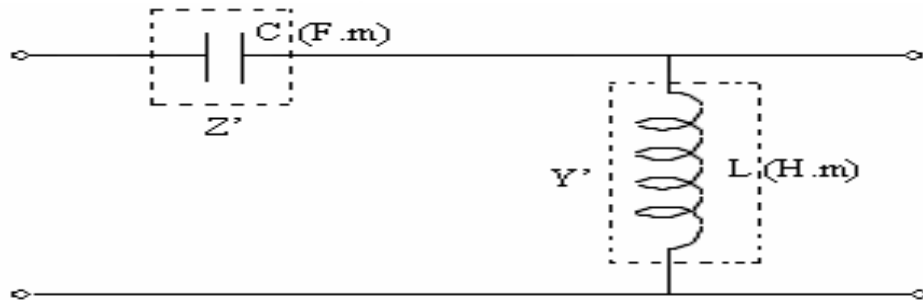


Figure II.7. Circuit d'une ligne main gauche

On aura donc :

- L'impédance et l'admittance : $Z' = \frac{1}{j \cdot C \cdot \omega}$ et $Y' = \frac{1}{j \cdot L \cdot \omega}$
- La constante d'atténuation : $\gamma = \sqrt{Z' \cdot Y'} = \frac{1}{j \cdot \omega \sqrt{LC}} = -j \frac{1}{\omega \sqrt{LC}}$
- La constante de propagation : $\beta = -\frac{1}{\omega \sqrt{LC}} < 0$
- L'impédance caractéristique : $Z_C = \sqrt{(L/C)}$
- La vitesse de phase : $V_{ph} = -\omega^2 \cdot \sqrt{L \cdot C}$
 $V_{ph} = -\omega^2 / \omega_1 < 0$
- La vitesse de groupe : $V_g = \omega^2 \cdot \sqrt{L \cdot C}$
 $V_g = \omega^2 / \omega_1 > 0$
- Ce qui nous donne un indice de réfraction :

$$\blacksquare \mathbf{n} = \frac{c_0}{V_{ph}} = -\frac{c_0}{\omega^2 \cdot \sqrt{L \cdot C}} < 0$$

c_0 : la vitesse de la lumière dans le vide.

La vitesse de phase et la vitesse de groupe sont de signes opposés et la ligne de transmission peut supporter des ondes inversées (propagation main gauche).

$$V_{ph} = -V_g = -\omega^2 / \omega_1 \quad (\text{II.52})$$

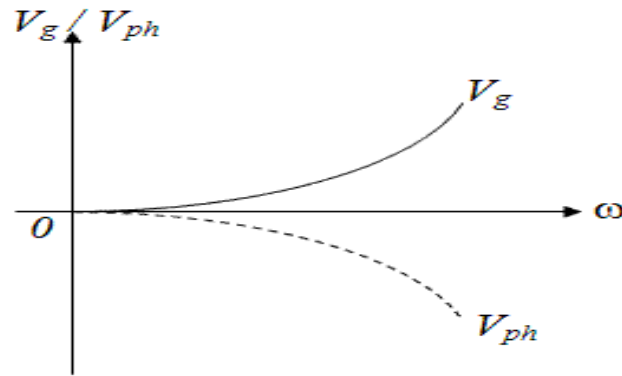


Figure II.8. Variation de la vitesse de groupe et de la vitesse de phase d'une ligne main gauche en fonction de la fréquence

II.5.5 ligne combinée « main droite – main gauche » (RH-LH)

La structure composite main droite /gauche (CRLH : Composite Right/Left Handed) fait partie de la catégorie MMG non résonnant. Le principe de ces structures n'utilise pas des résonateurs pour créer artificiellement des permittivités et des perméabilités négatives

L'équation suivante décrit la variance de la constante de propagation d'une ligne composite (constante de phase):

$$\gamma = \alpha + j\beta = jS(\omega) \left(\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 + \left(\frac{\omega_l}{\omega}\right)^2 - K \cdot \omega_l^2} \right) \quad (\text{II.53})$$

Avec: $K = L_r C_l + L_l C_r (s/\text{rad})^2$

$$S(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ +1 & \text{si } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

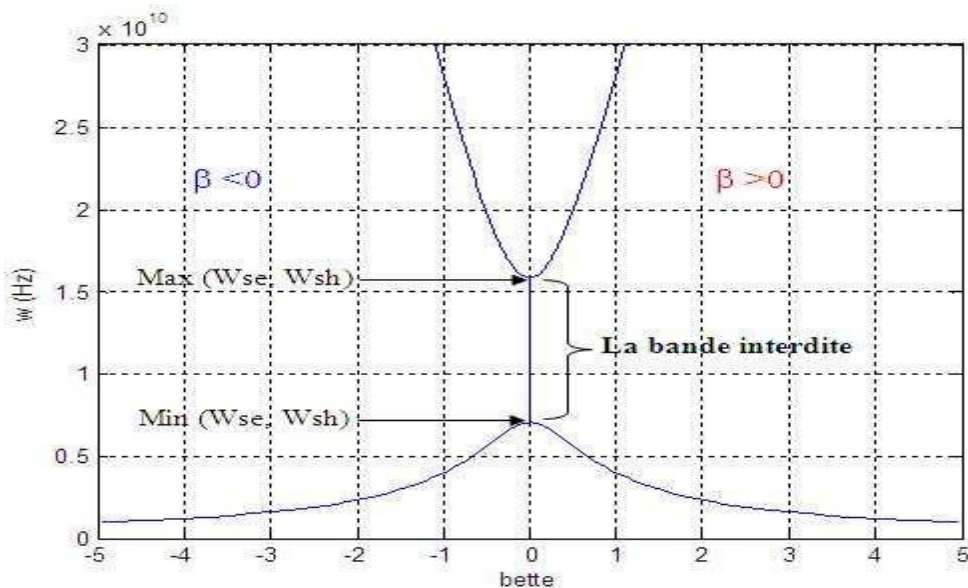


Figure II.9. Courbe de dispersion, en fonction de β (deux sens de propagation)

D'après la figure II.13, Le diagramme représente trois zones de fréquence où la constante de phase β prend des valeurs spécifiques (on notera β - la constante de propagation dans le sens direct)

- ❖ Lorsque la fréquence est inférieure à la plus basse des deux fréquences, l'onde a une constante de propagation β - négative (ω_{se} et ω_{sh}) ($f \leq \min(\omega_{se}, \omega_{sh})$)
- ❖ L'onde a une constante de propagation β - nulle (pas de propagation) entre
- ❖ $\min(\omega_{se}, \omega_{sh})$ et $\max(\omega_{se}, \omega_{sh})$ On définit alors une bande interdite.
- ❖ L'onde a une constante de propagation positive au-dessus de $f \geq \max(\omega_{se}, \omega_{sh})$ On retrouve le fonctionnement de la ligne de transmission conventionnelle.

II.6. Conclusion

Ce chapitre constitue un rappel théorique des propagations des ondes guidées dont nous avons rappelé les caractéristiques fondamentales en partant des équations de Maxwell.

Nous avons étudié dans la première partie de ce chapitre la propagation guidée d'onde électromagnétique en général et dans un guide rectangulaire en particulier.

La deuxième partie de ce chapitre portera sur la théorie détaillée des lignes métamatériaux (méta-lignes), leurs circuits équivalents et les différentes caractéristiques de propagation.



Chapitre III : Simulations et Résultats

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéressera à l'étude de l'influence des métamatériaux sur la propagation des ondes électromagnétiques guidées.

Nous allons simuler un modèle de guide d'onde rectangulaire à travers le développement d'un algorithme basé sur le logiciel de simulation HFSS (High Fréquence Structure Simulator) à trois dimensions (3D) basé sur l'utilisation de la méthode des éléments finis [27].

Nous cherchons ici à réduire les dimensions des guides d'onde, et à contrôler la propagation des ondes électromagnétiques dans ces derniers sans pour autant détériorer leurs performances.

Nous montrons qu'un guide d'ondes métallique rectangulaire chargé des éléments métamatériaux peut fonctionner bien en dessous de la fréquence de coupure du guide d'ondes non chargé correspondant.

III.2. Structures et Designs

III.2.1. Guide d'onde rectangulaire

Comme une première approche les dimensions du guide, vont être calculées en fonction des caractéristiques du substrat (permittivité relative ϵ_r , l'épaisseur h) et le choix de la fréquence de coupure.

Le guide d'onde utilisée dans cette étude est un guide rectangulaire métallique de section transversale de $9 \times 9 \text{mm}^2$ et d'une longueur de 74 mm le long de la propagation.

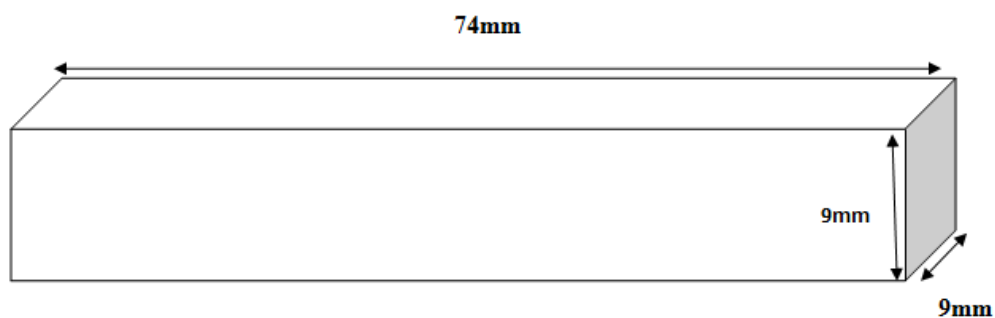


Figure.III.1. Géométrie et dimension du guide rectangulaire

III.2.2. Résonateur à activité magnétique RAF Carre

Cette structure a le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée et a une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques.

Le résonateur RAF est un anneau métallique avec une fente gravée sur la structure qui montre une résonance magnétique à une fréquence particulière.

La structure étudiée, comme présentée dans la figure III.2, est basée sur un anneau carré et fendu, avec une métallisation de cuivre, placé sur le côté supérieur d'un substrat diélectrique d'une permittivité $\epsilon_r = 2.2$ et d'épaisseur $h = 0,5$ mm.

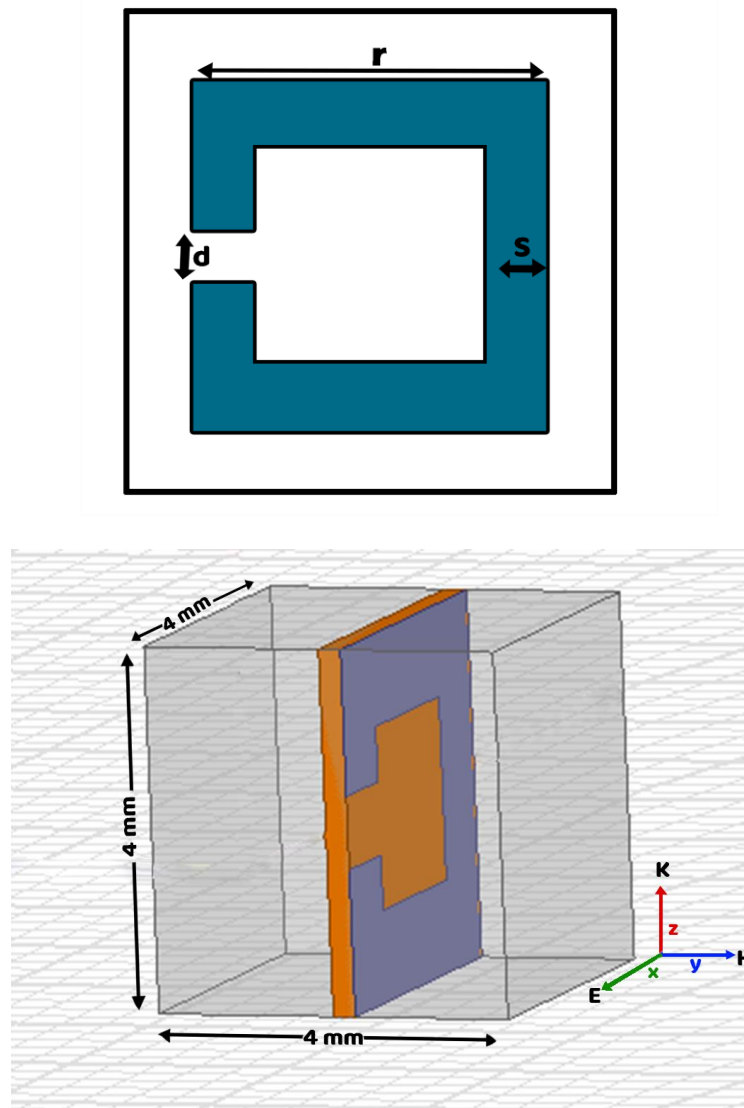


Figure III.2. Représentation et dimension d'une cellule RAF Carre

Dans le tableau III.1 : nous reportons les dimensions de la cellule métamatériau unitaire utilisée.

Parameter	Valeur
RAF Carre	
r	4mm
s	1mm
d	0.8mm

Tableau III.1 Paramètres Géométriques du RAF

L'analyse fréquentielle des paramètres S_{11} et S_{21} (coefficients de réflexion et transmission) montre un pic de résonance à 20 GHz et une transmission de -32dB comme le montre la figure suivante :

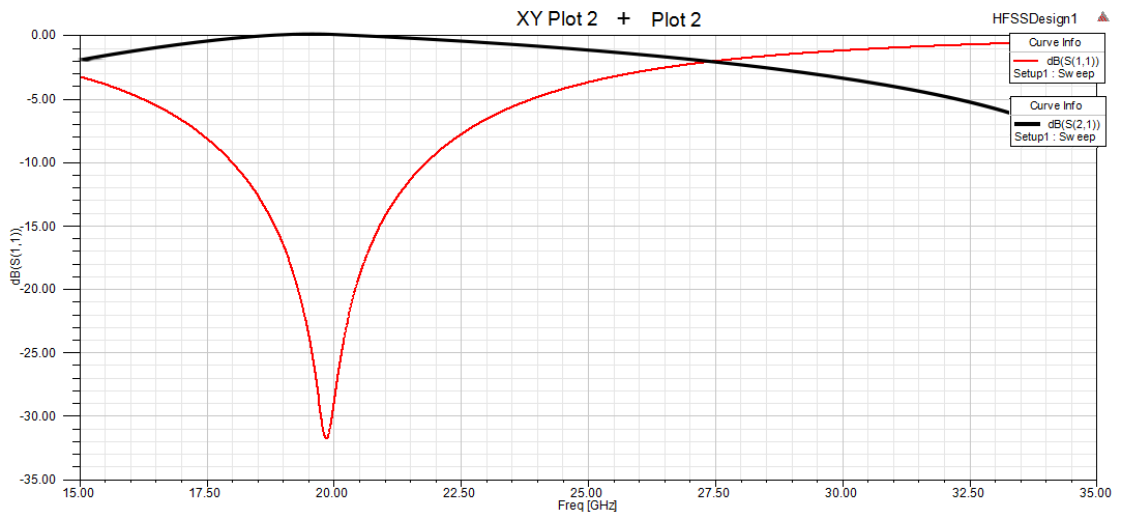


Figure III.3 : Coefficients de réflexion et transmission du RAF carre

III.2.3. Résonateur ELC (Electric Field Coupled)

C'est un métamatériau qui a un comportement électrique et qui est susceptible de présenter une permittivité négative dans un spectre donnée, il est appelé aussi « résonateur à activité électrique ». Ce résonateur, comme illustré dans la figure III.4 est constitué de deux boucles inductives reliées à un élément capacitif.

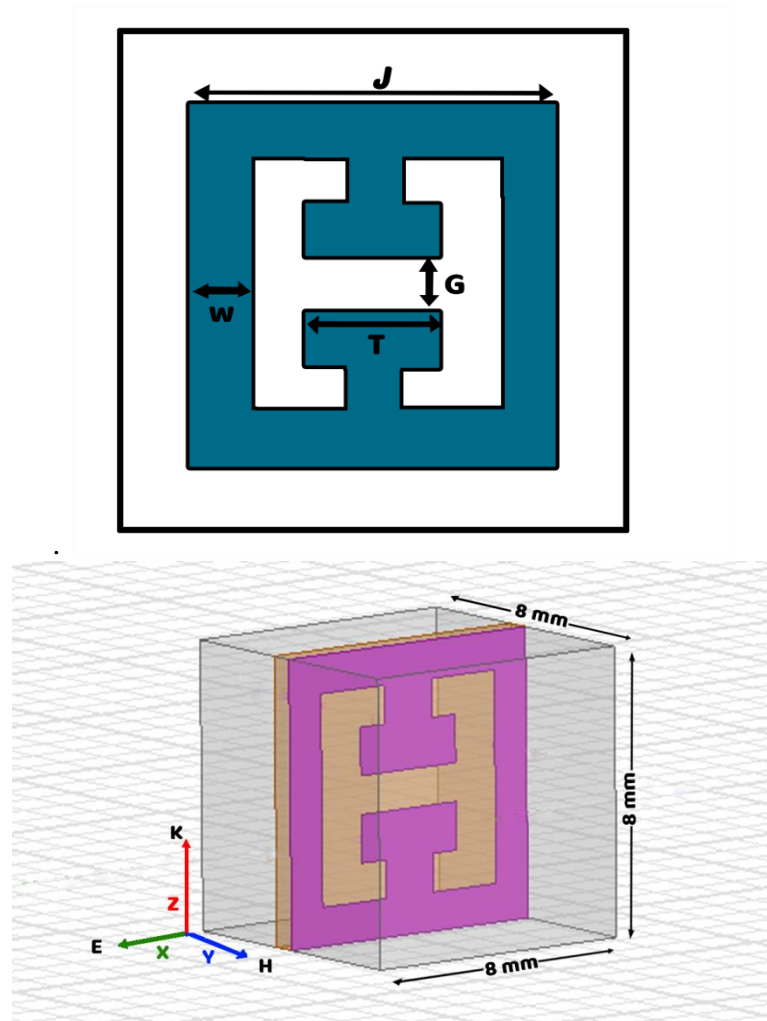


Figure III.4: Géométrie et dimension de la cellule ELC

Les dimensions du résonateur ELC sont regroupés dans le tableau suivant :

Paramètre	Valeur
ELC Resonator	
J	6mm
W	0.8mm
G	0.8mm
	2.4mm

Tableau III.2: Paramètres géométriques du ELC

La figure III.5 présente l'allure des coefficients de transmission et de réflexion associés au résonateur ELC. Nous constatons que le résonateur présente une résonance à 13.25Ghz dont la forme est celle d'un filtre rejeteur de bande.

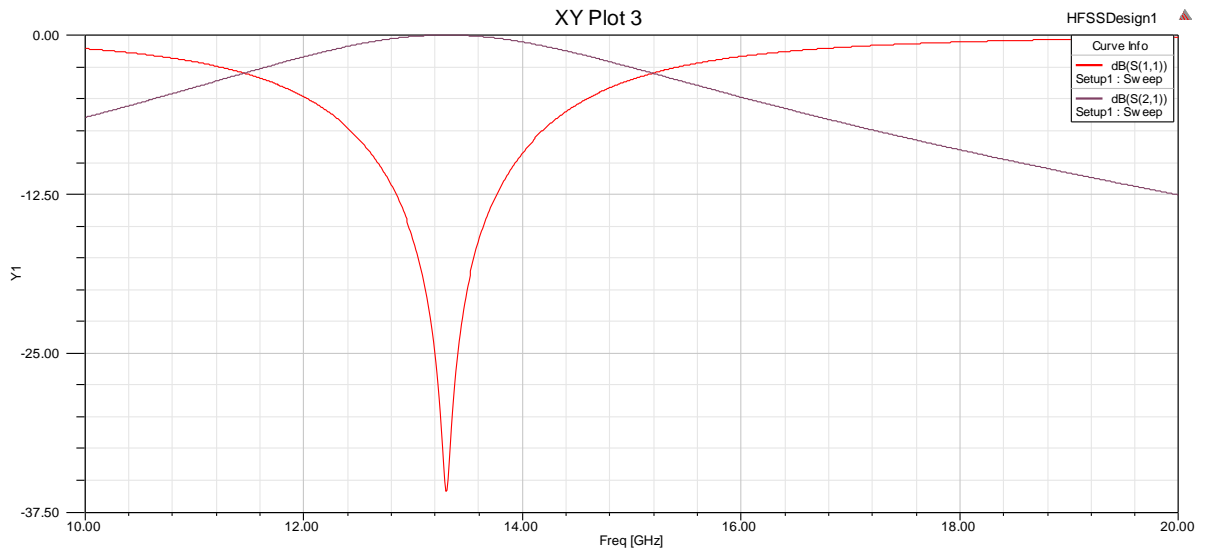


Figure III.5 : Coefficients de transmission associés et de réflexion du résonateur ELC

III.3. Simulations & Résultats

Dans ce qui suit, une analyse numérique du comportement électromagnétique du guide d'onde à vide et chargé avec les résonateurs métamatériaux sera effectuée. Les coefficients de transmission sans et avec pertes seront obtenus par l'utilisation du simulateur HFSS d'Ansoft.

III.3.1. Simulation du guide d'onde rectangulaire à Vide

Afin d'évaluer l'apport des métamatériaux sur le guide, une étude sur le guide tout seul est faite. Le guide est alimenté par une ligne coaxiale d'impédance caractéristique 50Ω . Il a été démontré que l'utilisation correcte d'une excitation par câble coaxial peut considérablement améliorer la transmission [16]. Le cylindre externe, dont le diamètre est de 1,7 mm, et le cylindre interne de diamètre de 0,5 mm (figure.III.6) sont séparés par du téflon ($\epsilon = 2$). Le fil intérieur de l'alimentation coaxiale s'étend sur 8 mm à l'intérieur du guide d'ondes :

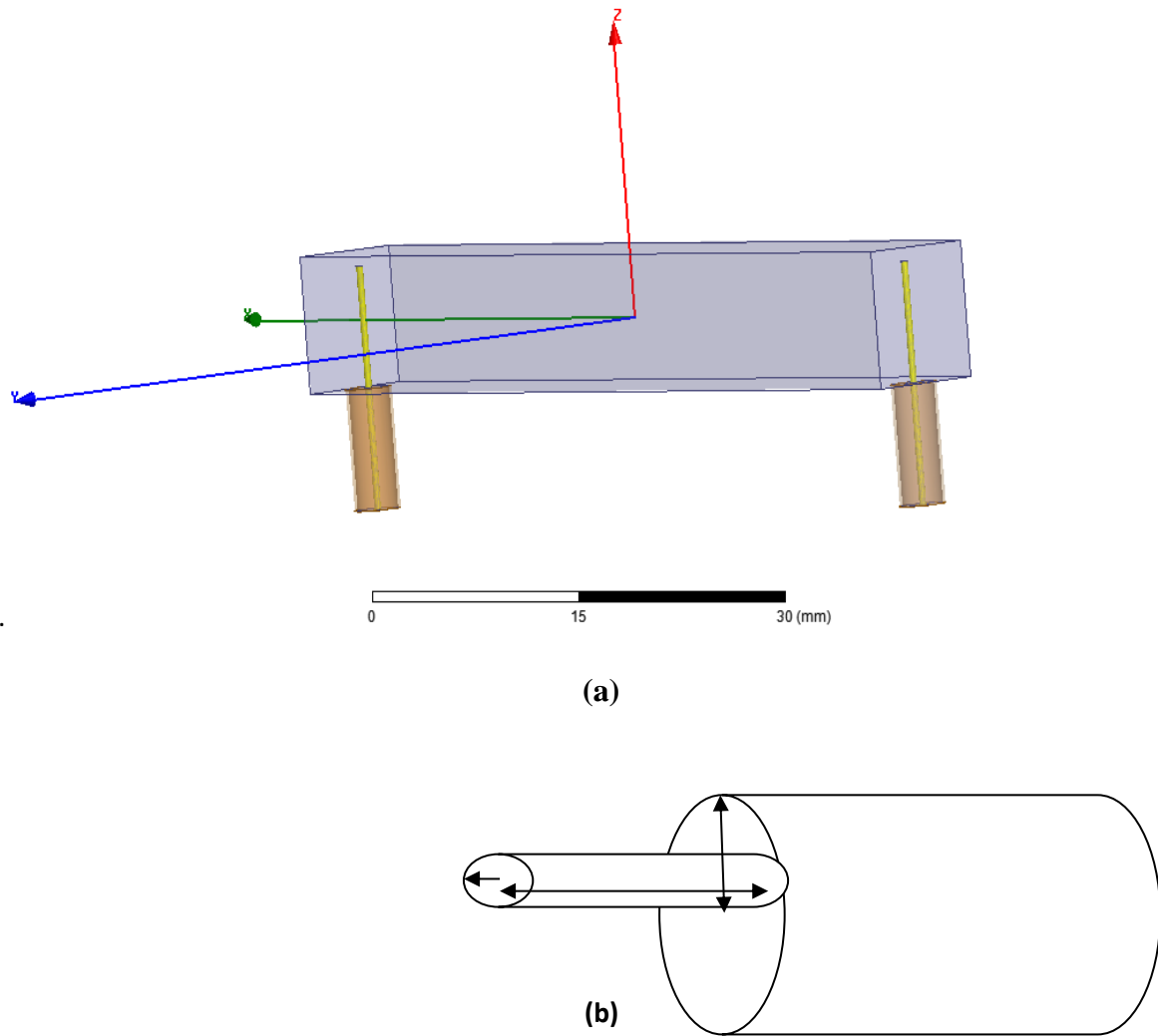


Figure III.6: Environnement de simulation du guide :(a) Guide d'onde alimenté par une ligne Coaxiale, (b) Ligne coaxiale

Les résultats de simulation sont schématisés dans la figure III.7. D'après cette figure, la fréquence de coupure du guide est de l'ordre de 18.8 Ghz . Nous remarquons aussi, une transmission totale avec un coefficient de transmission S_{21} qui tend vers 0 dB, dans la bande [18.8Ghz -30Ghz] .

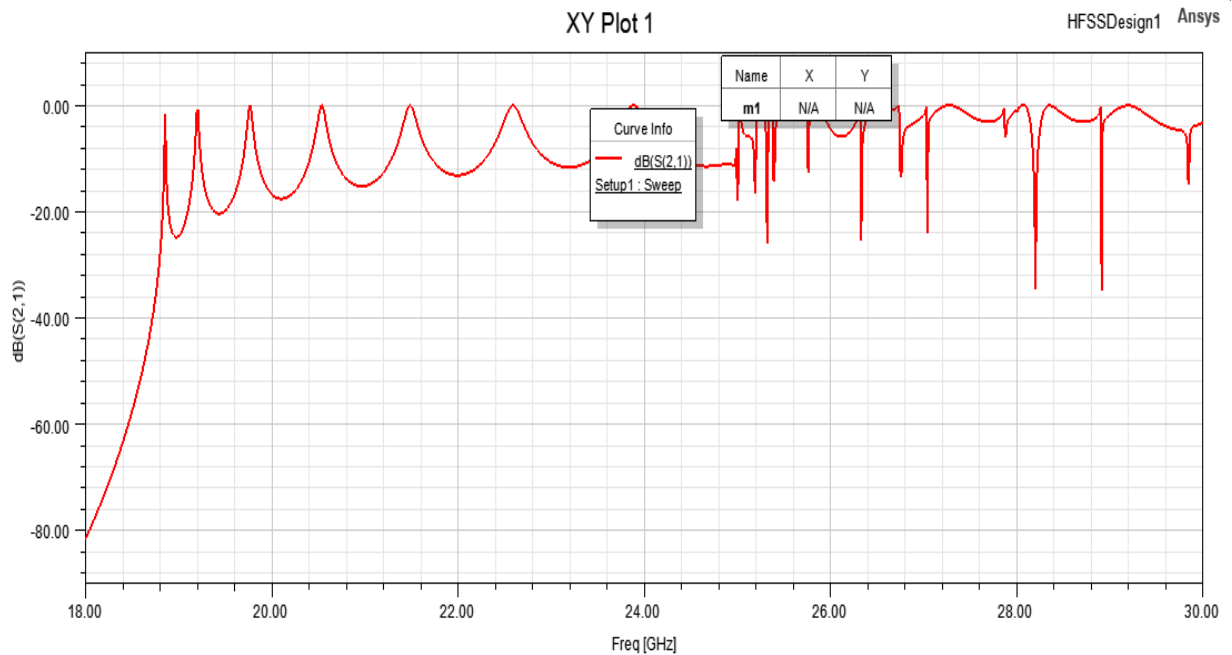


Figure III.7. Coefficient de transmission du guide d'onde rectangulaire à Vide

III.3.2. Simulation des guides d'onde à base de métamatériaux résonants

Dans cette section, l'étude de l'influence des métamatériaux sur la propagation des ondes électromagnétiques dans le guide précédent, est effectuée. Cette étude comporte trois structures avec deux types de métamatériaux ;

- ✓ La 1ere structure on a introduit des résonateurs a activité magnétique,
- ✓ alors que pour la 2eme structure on a introduit des résonateurs a activités électriques
- ✓ et pour la 3eme structure, on a étudié l'influence des deux résonateurs ensembles.

Pour les trois structures on a considéré les cas sans pertes et les cas avec pertes.

III.3.2.1. Cas sans pertes

Nous avons considéré que le substrat dans lequel est place les cellules métamatériaux est sans perte et les éléments métalliques sont des conducteurs électriques parfaits (PEC).

III.3.2.1.1. Guide d'onde charge avec des résonateur a activité magnétiques RAFs Carrés

Le motif RAF présenté précédemment, va être l'élément unitaire pour la réalisation d'un réseau périodique unidimensionnel composé de 8 RAFs. Ce réseau, comme illustre sur la figure III.8, est place le long de l'axe central du guide d'ondes selon la direction de propagation,

de sorte que le champ $H \rightarrow$ soit vertical au plan de métallisation alors que le champ $E \rightarrow$ soit parallèle.

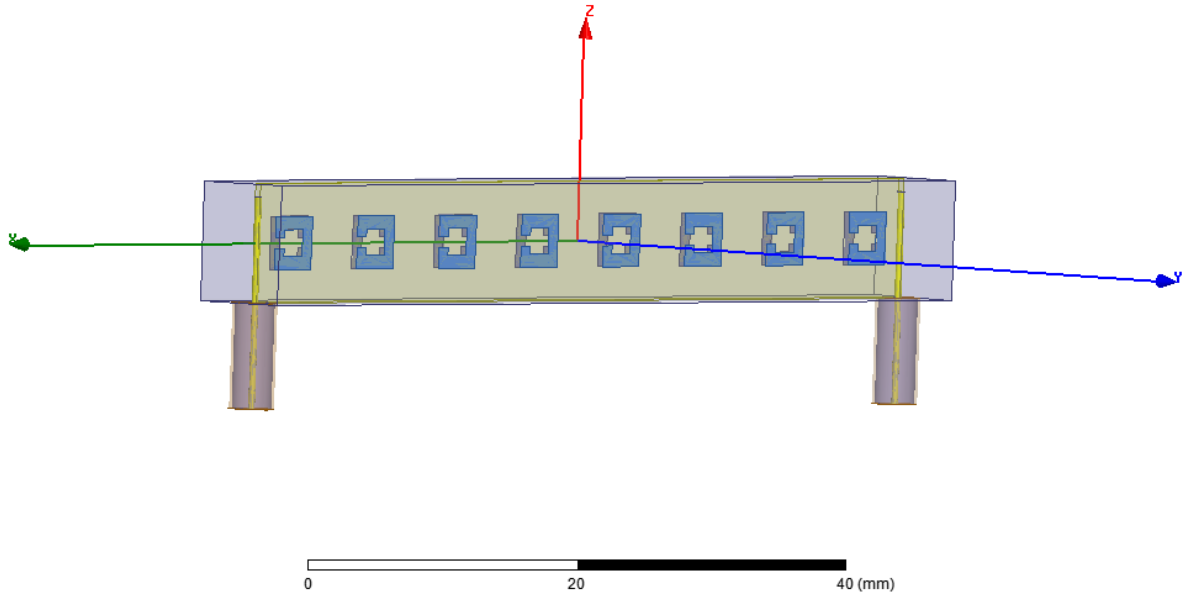


Figure III.8. Guide d'onde charge d'un réseau périodique RAFs

La figure III.9 représente la réponse en transmission du dispositif simulé. Dans ce cas, nous obtenons un phénomène de résonance avec une fréquence de résonance de l'ordre de 6.7 GHz.

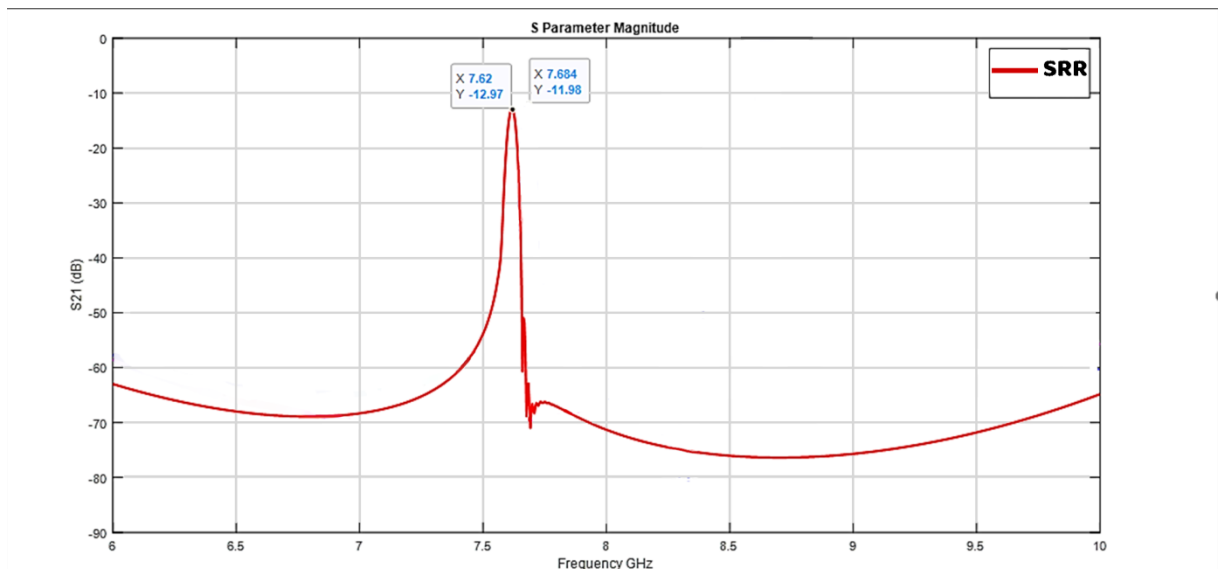


Figure III.9: Coefficient de transmission S_{21} sans Perte du guide charge avec le réseau RAF

Sur une structure à résonateur unique, quand un courant circule dans l'anneau nous avons un moment dipolaire magnétique. L'anneau métallique agit en tant qu'enroulement

(l'inductance L) et la fente dans l'anneau crée un condensateur parallèle (capacité C). Donc les RAFs se comportent comme des circuits LC.

Le champ magnétique \vec{H} pénètre à travers l'anneau et génère des courants qui circulent sur cet anneau. Ces courants disparaissent au niveau de la coupure, les charges de signes opposés s'accumulent à l'extrémité de l'anneau, et donnent naissance à un champ électrique intense dans la coupure. C'est pour cette raison qu'une résonance est observée dans ce cas.

III.3.2.1.2 Guide d'onde chargé avec des résonateurs à activités électriques ELC

Un réseau de 8 cellules ELC est placé sur chaque cote du guide comme montre sur la Figure III.10. Les cellules ELCs sont placées de sorte que le champ E est vertical au plan de métallisation alors que le champ H soit parallèle

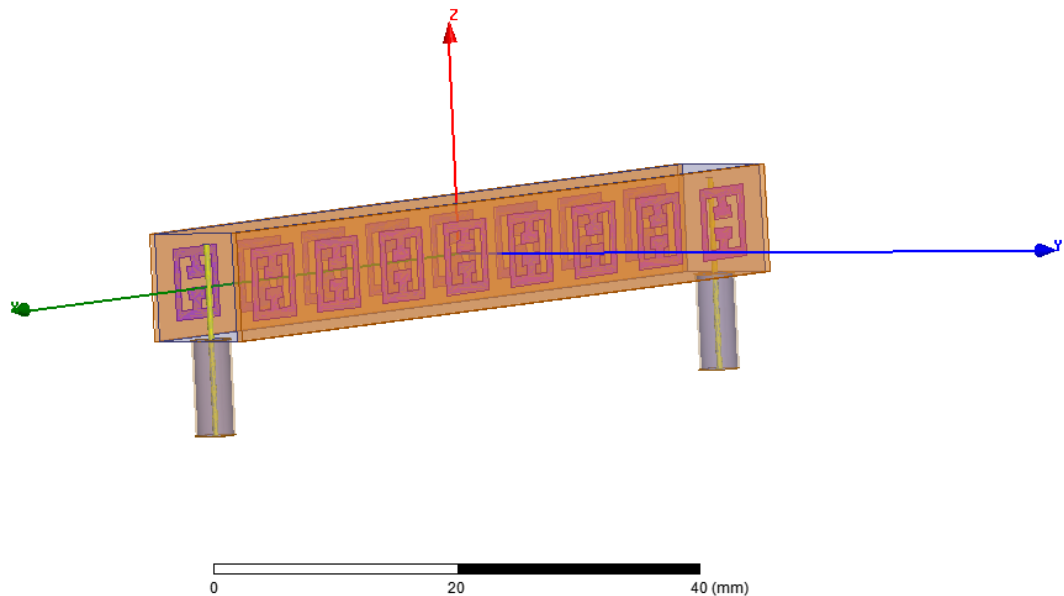


Figure III.10: Guide d'onde chargé d'un réseau périodique ELCs

D'après les résultats de simulation du coefficient de transmission S_{21} schématisé dans la figure III.11. Nous remarquons la présence de fréquence de résonance de l'ordre 8.6 GHz et une bande passante de largeur autour de cette fréquence

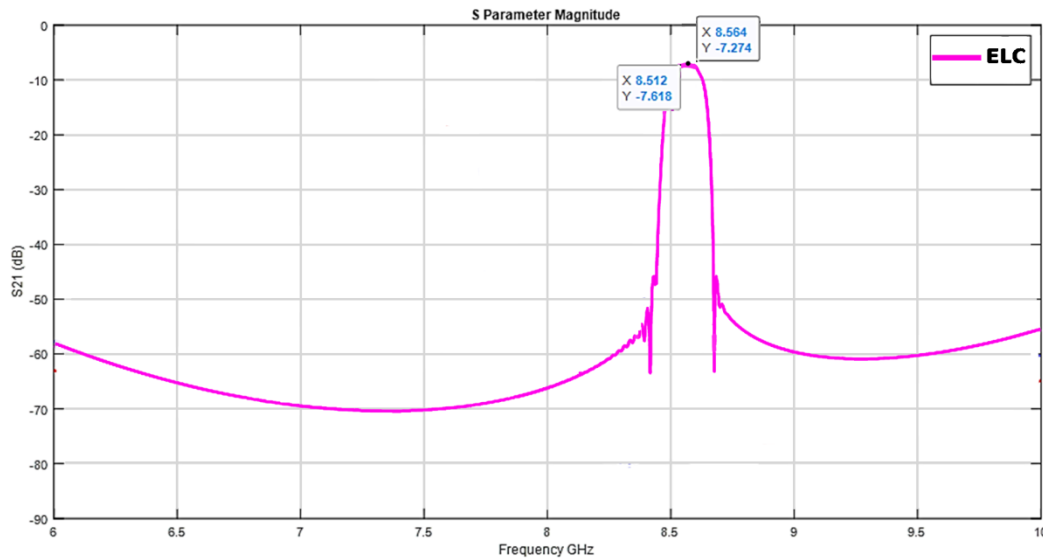


Figure III.11 : Coefficient de transmission du guide d'onde chargé par le réseau ELCs

En appliquant un champ électrique parallèle au plan de la capacité formée par le gap central, seule ce dernier couple avec le champ électrique, inversement au SRR de Pendry où l'élément inductif couple avec le champ magnétique. La symétrie du résonateur ELC implique la présence à la fois d'un couplage à un champ électrique et d'un couplage à un champ magnétique. Cependant la symétrie des deux boucles inductives équivalentes mais opposées permet d'annuler le couplage magnétique de la structure, ce qui justifie la réponse purement électrique d'un tel résonateur.

III.3.2.1.3 Guide d'onde chargé avec des résonateur a activité magnétiques RAFs carrées + des résonateurs a activité électrique ELCs :

La structure proposée chargée par les deux types de métamatériaux est illustrée sur la figure. Des RAFs carrées (8 RAFs de mêmes dimensions) sont placés le long de l'axe central du guide d'ondes selon la direction de propagation, alors que des cellules ELCs sont placées sur les parois latérales du guide.

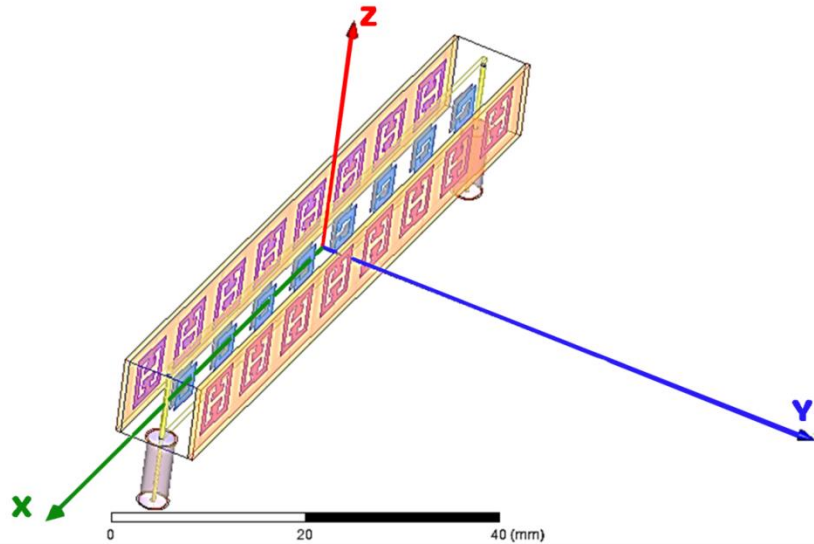


Figure III.12 Guide d'ondes rectangulaire avec résonateurs RAFs places au centre et des résonateurs ELCs places sur les parois latéraux. (Vue du modèle HFSS)

Les spectres de transmission en mode TE pour les guides d'onde chargés de RAFs, ELCs et (SRRs+ELCs) sont présentés dans la figure III.13. Nous remarquons que pour le guide d'onde chargé de (SRRs+ELCs), la présence des deux fréquences de résonances, la première fréquence (basse) est due à la résonance du réseau RAFs, alors que la deuxième (haute) correspond à la résonance du réseau ELCs. On peut constater une légère différence entre ces deux fréquences et les fréquences des deux guides chargés séparément

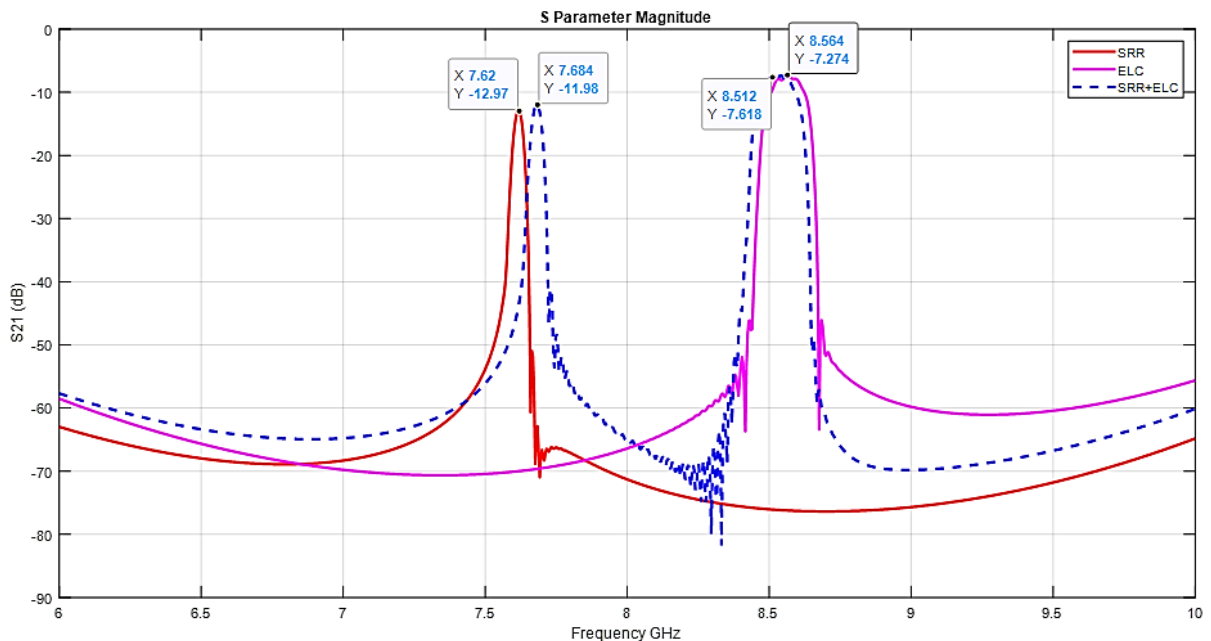


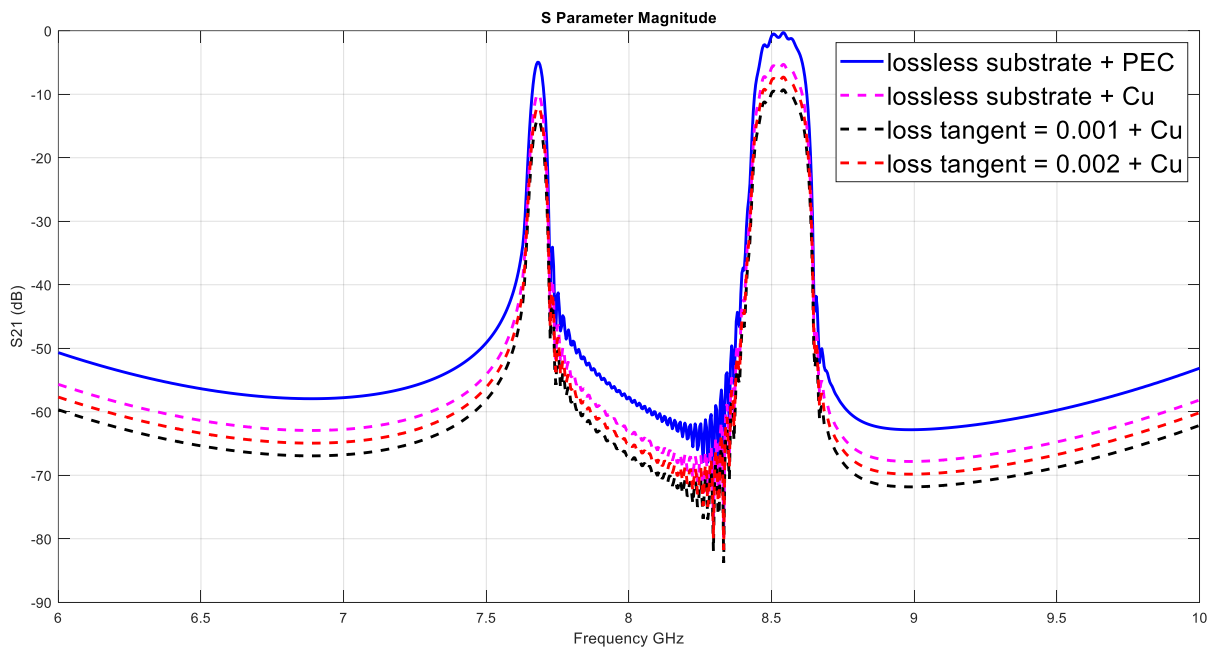
Figure III.13. Spectre de transmission en mode TE pour le guide chargé ELC, SRR et ELC+SRR combinés

III.3.2.2. Cas avec Pertes

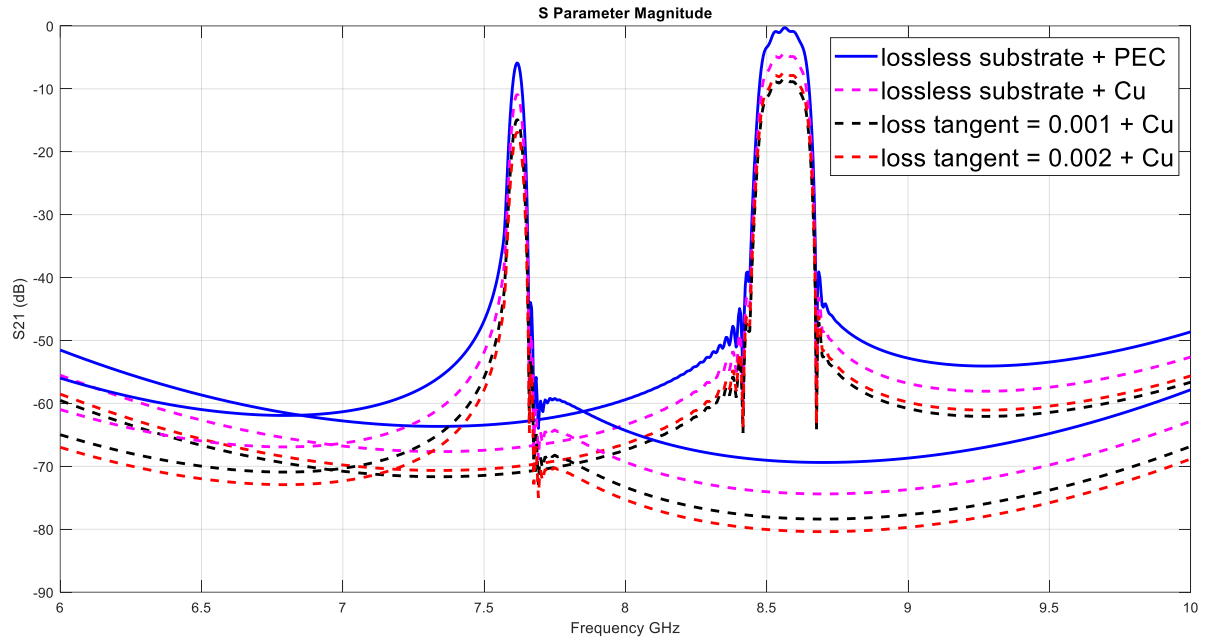
En premier lieu on a considéré que les pertes diélectriques sont nulles seules des pertes de conduction, sont introduite a travers les métallisations en cuivre des RAFs et ELCs et qui représentent une conductivité, $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$

Ensuite on a introduit des pertes diélectriques. Pour cela, on a considéré deux types de matériaux sur les quels sont déposées les cellules métamatériaux, et qui représentent des pertes tangentielles de l'ordre de 0,0001 et 0,0002 respectivement.

Figure. 3 montre l'effet des pertes de conduction et les pertes diélectriques pour les configurations que nous avons étudiées. Pour les deux structures des guides d'onde charges avec ELC et SRR, les pertes de conduction ont le même effet sur la propagation, alors que pour les pertes diélectriques, on voit que le guide d'onde charge avec des RAFs est plus affecté que le guide d'onde charge avec des ELCs



(a)



(b)

Figure III.14: Effet des pertes sur le mode TE pour :(a) Les guides d'ondes chargés ELC, SRR (b) Guide d'onde charge ELC+SRR

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les caractéristiques de transmission de guides d'ondes métalliques rectangulaires non chargés et chargés avec des résonateurs ELC RAFs et ELC+RAFsimultanément. Pour cela on a considéré le cas sans perte et le cas avec pertes. De tels guides d'ondes "doublement" chargés peuvent produire simultanément les modes de propagation avant et arrière en dessous de la fréquence de coupure. Chaque type de résonateur peut fournir un contrôle indépendant des modes de propagation.

Nous avons montré que cet guide d'ondes métallique rectangulaire chargé d'éléments métamatériaux consistant en résonateurs à couplage électrique (ELC) placés sur les parois latérales, peut fonctionner bien en dessous de la fréquence de coupure du guide d'ondes non chargé. sous une excitation TE ou TM.

A blue scroll graphic with a white border and decorative scroll ends on the left and right sides. The text is centered on the scroll.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le domaine de recherche des métamatériaux électromagnétiques et leur application à des structures guidées.

Ces dernières années, la présence des métamatériaux dans les structures guidées microondes, telles que les guides d'onde, s'est largement répandue. En effet, les métamatériaux permettent de créer des propriétés électromagnétiques qui n'existent pas naturellement. En structurant la surface interne des guides d'onde, il est alors possible de contrôler les conditions aux limites afin de modifier le mode fondamental ou réduire la fréquence de coupure du guide.

Les métamatériaux sont des matériaux composites structurés de manière artificielle qui possèdent des propriétés que l'on ne trouve pas à l'état naturel. En général, les propriétés structurelles des métamatériaux sont anisotropes. Un guide d'ondes constitué d'un métamatériau possède des propriétés uniques qu'on ne trouve pas dans des guides d'ondes conventionnels, telles que la propagation d'onde rétrogrades, la réduction de la fréquence de coupure du guide [5] - [8], une vitesse de groupe nulle ou négative, et l'absence d'un mode fondamental [16-18].

L'objectif de ce mémoire était d'étudier l'influence des métamatériaux sur la propagation des ondes électromagnétiques guidées. Les caractéristiques anisotropiques des éléments métamatériaux peuvent modifier considérablement le comportement de transmission.

Pour commencer nous avons présenté dans le premier chapitre une étude bibliographique sur les guides d'onde généralement et à base des métamatériaux d'une façon particulière, ces derniers présentent des propriétés intrinsèques exceptionnelles de permittivité et perméabilité.

Une présentation détaillée des différents rappels théoriques sur la propagation et la propagation guidée en mode rectangulaire, ainsi qu'une étude sur les lignes métamatériaux ont été abordés dans le deuxième chapitre.

L'application des métamatériaux dans le domaine des guides d'onde a été discutée, dans le dernier chapitre. Les propriétés particulières de ces structures constituent une nouvelle vision pour la conception des guides d'onde performants. Étant donné la sensibilité aux paramètres géométriques des résonateurs, une grande précision est requise pour l'agencement et le

positionnement des résonateurs entre eux et par rapport à leur système d'alimentation .Le comportement des guides d'onde métamatériaux en fréquence est analysé et simulé. La stratégie de simulation a été basée sur le développement d'un algorithme basé sur le logiciel de simulation HFSS (High Frequency Structure Simulator) à trois dimensions (3D) basé sur l'utilisation de la méthode des éléments finis.

Nous avons étudié les caractéristiques de transmission d'un guide d'ondes métallique rectangulaire et des guides d'ondes chargés avec des résonateurs ELC et SRR ,en considérant les cas sans pertes et avec pertes. De tels guides d'ondes "doublement" chargés peuvent produire simultanément les modes de propagation avant et arrière, en dessous de la fréquence de coupure. Chaque type de résonateur peut fournir un contrôle indépendant des modes de propagation. La présence des SRRs produit la retro propagation des ondes, alors que la présence des ELCs permet le contrôle de la propagation en avant.

Nous avons montré qu'un guide d'ondes métallique rectangulaire chargé d'éléments métamatériaux consistant en résonateurs à couplage électrique (ELC) placés sur les parois latérales, peut fonctionner bien en dessous de la fréquence de coupure du guide d'ondes non chargé .sous une excitation TE

Aussi, il reste encore un travail considérable d'analyse et de simulation à effectuer afin de maîtriser les divers modes possibles et les fréquences de coupure en vue d'exploiter au mieux ces structures.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] V.G. Veselago, 'The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ', Soviet physics uspekhi, 10 (1968) 509.
- [2] B. Byrne, 'Etude et Conception de Guides d'Onde et d'Antennes Cornets à Métamatériaux', Toulouse: Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, 8 Novembre 2016.
- [3] J. G. Pollock, A. K. Iyer, "Below-Cutoff Propagation in Metamaterial-Lined Circular Waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 9, pp.3169-3178, Sep. 2013.
- [4] J. G. Pollock, A. K. Iyer, "Experimental Verification of Below-Cutoff Propagation in Miniaturized Circular Waveguides Using Anisotropic ENNZ Metamaterial Liners," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 4, pp. 1297-1305, Apr. 2016.
- [5] B. Byrne, N. Raveu, N. Capet, G. Le Fur, L. Duchesne, "Reduction of Rectangular Waveguide Cross-Section with Metamaterials: A New Approach," in Proc. *9th Int. Congr. on Adv. Electrom. Mat. Microw. Opt. (METAMATERIALS)*, Oxford, U.K, Sep. 2015, pp. 40-42.
- [6] N. Marcuvitz, 'Waveguide Handbook', McGraw-Hill Book Company, 1951.
- [7] G.L. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, McGraw-Hill Book Company, 1964.
- [8] M. Latrach,, 'Propagation Guidée & Circuits Hyperfréquence's, Cours de 2ème année Ingénieur. ESEO.
- [9] Enrique A.J. Marcatili., 'Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated 'optics. Bell Labs Technical Journal, 48(7) :2071_2102, 1969.
- [10] Rupert F Oulton, Volker J Sorger, Guy Bartal, and Xiang Zhang. 'A hybrid plasmonic waveguide for subwavelength confinement and long range propagation. In Plasmonics and Metamaterials;', page MTuD3. Optical Society of America, 2008.

- [11] Mark I Stockman. 'Nanofocusing of optical energy in tapered plasmonic waveguides'. *Physical review letters*, 93(13) :137404, 2004.
- [12] J. Pendry, a. Holden, w. Stewart, and I. Young's, 'extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures', 1996.
- [13] J. Pendry, a. Holden, d. Robbins, and w. Stewart, 'magnetism from conductors and enhanced ', 1999.
- [14] r. A. Shelby, d. R. Smith, and s. Schultz, ' experimental verification of a negative index of refraction. .' 2001.
- [15] D.R. Smith, W.J. Padilla, D. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S. Schultz, 'Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity', *Physical review letters*, 84 (2000) 4184.
- [16] J.B. Pendry, 'Negative refraction makes a perfect lens', *Physical review letters*, 85 (2000) 3966.
- [17] N. Fang, X. Zhang, ' Imaging properties of a metamaterial superlens', *Applied Physics Letters*, 82 (2003) 161-163.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] Pollock, J.G. ; Iyer, A.K., "Below-Cutoff Propagation in Metamaterial-Lined Circular Waveguides", dans *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol. 61, no. 9, p. 3169-3178, septembre 2013.
- [21] Pollock, J.G. ; Iyer, A.K., "Experimental Verification of Below-Cutoff Propagation in Miniaturized Circular Waveguides Using Anisotropic ENNZ Metamaterial

Liners", dans *IEEE Transactions n Microwave Theory andTechniques*, vol.64, no.4, p.1297-1305, avril 2016.

[22] <http://ophtasurf.online.fr/vue/lumiere.htm>

[23] Filiberto Bilotti, LeventSevci, "Metamaterials: Definitions, Properties, Applications, and FDTD-Base d Modeling and Simulation," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 22 pp 210-224, 2012.

[24] W.S., Weiglhofer, Lakhtakia, A. "Introduction to complex mediums for optics and electromagnetics".SPIE Press, Bellingham, WA, USA (2003).

[25] C. M. Krowne, and Y. Zhang, "Physics of Negative Refraction and Negative Index Materials: Optical and Electronic Aspects and Diversified Approaches" 1st ed, Springer 2007

[26] J.B.Pendry, A.J.Holden, D.J.Robbins, et W.J.Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced non linear phenomena". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47, p.2075-2084 (1999).

[27] R. A. Nutan, and S. Raghavan, "Split ring resonator and its evolved structures over the past decade," *International Conference on Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology (ICE-CCN)*, pp.625-629, March, 2013.

[28] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, pp. 4785–4809, 1998.

[29] J.B.Pendry, A.J. Holden, D.J.Robbins, et W.J.Stewart, "Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Meso structures", *Phys. Rev. Lett*, vol. 25, pp.4773-4776, 1996.

[30] C. Caloz et T. Itoh, "*Electromagnetic Metamaterials transmission line theory and microwave applications*", John Wiley & Sons, 2006.

[31] R. Marqués, F. Martin, M. Sorolla, "*Metamaterials with Negative Parameters, Theory, Design, and Microwave Applications*", 2008 by John Wiley & Sons, Inc.

[32]-hmann, M. Schussler, andT. Weiland, *IET Microwaves, Antennas Propag.* 1, 165 (2007).

[33]-<https://www.ansys.com/fr-fr/products/electronics/ansys-hfss>

[34]J. Carbonell, L. J. Rogla, V. E. Boria, and R. Marques, J. Appl. Phys. 102,044902 (2007).