

Université Abou Bekr Belkaid  
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
**UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID TLEMCEN**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE**



# **MEMOIRE**

**Pour l'obtention du diplôme de  
MASTER en**

**Composants et Systèmes Electroniques  
pour les Télécommunications**

**Réalisé par  
Mr DRAOUI Abd ellah**

**Mr KEZADRI Ammar**

**THEME**

**CONCEPTION DE NOUVEAUX COUPLEURS METAMATERIAUX  
DIRECTIFS A BASE DE DEUX APPROCHES (CRLH, RESONANT)**

**Soutenu en Juin 2012 devant le Jury:**

Mr. MERZOUGUI Rachid  
Mr. ZERROUKI Hadj  
Mr. MOUSSAOUI Djilali  
Melle. BENMOSTEFA Naima

Maître de conférence  
Maître assistant  
Maître assistant  
Maître assistant

Président  
Examineur  
Examineur  
Encadreur

## DEDICACES

Je dédie ce travail à :

Mes parents,

Toute ma famille,

Mes amis,

Qu'ils trouvent ici l'expression de

toute ma reconnaissance.

Kezadri Ammar

## DEDICACES

Je dédie ce travail à :

Ma grand- mère ,

Mes parents,

Toute ma famille,

Mes amis,

Qu'ils trouvent ici l'expression de

toute ma reconnaissance.

Draoui Abdellah

## **REMERCIEMENTS**

Nous remercions le dieu le tous puissant de nous avoir donné la force et nous accordé patience pour achever ce modeste travail.

Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire des systèmes et technologies de l'information et de la communication, dirige par le professeur Faham Mohammed, que nous remercions vivement de nous avoir accueillis au sien de cette structure de recherche.

Ce travail a été accompli a l'aide de plusieurs personnes que nous remercions absolument. Nous remercions en premier lieu notre encadreur mademoiselle Benmostefa Naima pour nous avoir apporte de valeureux conseils et soutiens durant la réalisation de cette mémoire. Nous lui transmetts l'expression de nous reconnaissance et de notre plus profonde gratitude.

Nous remercions énormément Mr. MERZOUGUI Rachid; de nous avoir fait l'honneur de précéder notre soutenance .nous remercions également Mr. ZERROUKI Hadj et Mr. MOUSSAOUI Djilali de nous avoir fait l'honneur en acceptant d'examiner nos travaux de mémoire de master et faire partie de notre jury.

Enfin, nous remercions tout ceux qui ont participe de prêt ou de loin a la concrétisation de ce travail.

# SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE .....	8
-----------------------------	---

## CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES METAMATERIAUX

I.1 INTRODUCTION.....	10
I.2 HISTORIQUE.....	10
I.3 PRESENTATION DES MATERIAUX A INDICE OPTIQUE NEGATIF.....	12
I.4 CARACTERISTIQUESDES METAMATERIAUX.....	14
I.4.1 Les Equations De Maxwell .....	14
I.4.2 Inversion Des Phénomènes Optiques Fondamentaux Dans LHM.....	16
I.4.3 Vitesses De Phase Et De Groupe.....	17
I.4.4 Inversion De La Loi De Snell Avec La Réfraction Négative .....	19
I.4.5 Inversion d'effet de doppler .....	23
I.4.6 inversion d'effet Cerenkov .....	24
I.5 APPLICATIONS DES METAMATERIAUX .....	25
I.5.1 Le Piège A Lumière.....	25
I.5.2Supers Lentilles .....	25
I.5.3 Applications En Micro-Ondes .....	27
I.6 CONCLUSION.....	29

## CHAPITRE II : THEORIE DES METAMATERIAUX

II.1 INTRODUCTION.....	30
II.2 LA THEORIE DES LIGNES DUEL.....	30
II.2.1 Ligne classique (propagation main droite) .....	31
II.2.2 ligne main gauche .....	32
II.3. DIFFERENTES APPROCHES POUR LES METAMATERIAUX.....	34
II.3.1. L'approche résonante.....	34
II.3.2. L'approche ligne de transmission (ligne composée main droite-main gauche sans pertes).....	37
II.3.2.1. Lignes composée main droite-main gauche avec pertes.....	40
II.3.2.2. Technique de dispersion.....	45
II.3.3. L'approche hybride.....	47
II.4. CONCLUSION.....	49

## CHAPITRE III : RESULTATS ET SIMULATIONS

III.1 INTRODUCTION.....	50
III.2 LA METHODE DES ELEMENTS FINIS (HFSS).....	50
III.3 CONCEPTION DE COUPLEUR METAMATERIAUX DIRECTIF A BASE DEUX APPROCHES (CRLH, RESONANT) .....	53
III.3.1 Définition des Coupleurs directionnels.....	53
III.3.2 Coupleurs Directionnels ligne-coupler.....	54

III.3.2.1 COUPLEUR DIRECTIONNEL.....	55
III.3.2.1.1 Coupleur Directionnel avec 3 SRR.....	55
III.3.2.1.2 Coupleur Directionnel avec 6 SRR.....	59
III .3.3 COUPLEUR BRANCHE –LIGNE.....	61
III .3.3.1 Analyse Théorique.....	61
III.3.3.1.2 Résultats de simulation et relie discussions .....	63
III.4 CONCLUSION .....	66
CONCLUSION GENERALE.....	67

## INTRODUCTION GENERALE

Les actions de recherche actuelle correspondent aux études sur les composites artificiels hyperfréquences, qui ouvrent des nouvelles perspectives dans le domaine de réflexion et de transmission d'une onde électromagnétique. Les composites réalisés formés de plusieurs constituants, leurs origines ne sont pas naturels ils sont fortement hétérogènes. Le terme le plus couramment employé pour désigner ce type de composants est celui du " métamatériaux " du mot grec méta qui signifie: (qui englobe, qui dépasse).

Les métamatériaux généralement sont des structures artificielles, ils sont constitués d'une matrice diélectrique ou magnétique et d'inclusions diélectriques, magnétiques, métalliques ou électromagnétiques. Les inclusions peuvent être disposées dans la matrice soit d'une manière aléatoire, soit d'une manière ordonnée, leurs tailles sont généralement petites devant la longueur d'onde propagée dans le composite et à multiéchelle.

Le concept de métamatériau est très vaste dans la mesure où ces matériaux présentent des topologies très différentes, formées par des constituants très variés. Il existe cependant un point commun à ces métamatériaux, ils ont tous des propriétés électromagnétiques très différentes de celles présentées par les matériaux naturels, cette différence résulte d'un assemblage particulier des matériaux constitutifs usuels, c'est-à-dire ayant des propriétés physiques connues, ainsi des métamatériaux présentant des permittivités et perméabilités relatives négatives dans une bande de fréquences donnée peuvent être obtenus, alors que leurs constituants inclusions conductrices et matrice diélectrique isolante ont des propriétés électromagnétiques conventionnelles.

Le concept de métamatériau fut évoqué pour la première fois dans le domaine de l'optique en 1968, quand le physicien russe Victor Veselago [1] introduit la notion de matériau à main gauche LHM (Left Handed Metamaterial), ce dernier a étudié d'une manière théorique la propagation dans tel matériau, qui se caractérise par sa permittivité électrique et sa perméabilité magnétique simultanément négatives, dans ce cas le champ électrique  $E$  et le champ magnétique  $H$  et le vecteur d'onde  $k$ , forment un trièdre inverse, il a également montré que  $k$  et  $S$  (vecteur de Poynting) sont antiparallèles ainsi la vitesse de groupe et la vitesse de phase sont opposées, et par conséquent un indice de réfraction (angle de réfraction) négatif. En plus de la réfraction négative, les LHMs présentent des propriétés particulières telles que l'inversion de l'effet Doppler et l'effet Cerenkov.

En 2001 [2] il a été démontré qu'une onde électromagnétique peut se propager dans un milieu d'indice optique négatif. Une onde incidente franchissant la surface de séparation

du vide et d'un tel milieu est réfractée selon un angle négatif, ce qui n'avait jamais été observé au paravent avec un milieu classique.

Toutes les améliorations techniques réalisées en microscopie, se sont heurtées à l'existence d'un véritable <<mur>> de résolution exprimé par le critère de Rayleigh (on ne peut pas voir d'objet de dimension inférieure à la longueur d'onde du rayonnement utilisé pour l'observer).

Une des plus importantes applications des LHMs présentée par monsieur John Pendry est les superlentilles [3], qui sont des lentilles parfaites permettant de s'affranchir de la limite de diffraction imposée par le critère de Rayleigh par l'amplification des ondes évanescentes, qui se délabrent normalement dans les matériaux habituels et permettent la transmission des détails de dimension inférieure à la longueur d'onde, de la source à des distances significatives.

De tels matériaux ne sont pas encore disponibles expérimentalement et les simulations numériques demeurent ainsi toujours, une des manières les plus connues en explorant leurs propriétés et ses applications.

Dans ce sens, l'objectif de ce travail est la conception de coupleurs métamatériaux à base de résonateurs fondus à anneaux par un simulateur électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis (logiciel HFSS).

Le mémoire est organisé comme suit :

Le premier chapitre est une présentation générale des métamatériaux sous forme d'un état de l'art dans lequel sont présentés les principes et les caractéristiques ainsi que les domaines d'applications des métamatériaux.

Le deuxième chapitre est consacré aux théories des lignes main gauche en exposant les approches utilisées pour la conception de différents dispositifs microondes.

Le troisième chapitre expose la méthode des éléments finis, ainsi la représentation des résultats de simulation de coupleurs métamatériaux à base de deux approches (CRLH, Résonant) à l'aide de simulateur HFSS.

## BILIOGRAPHIE

- [1] Y. Zhang and A. Mascrenehas, "Total and negativerefraction of electromagnetic waves," *Mod.Phys .Lett. B* 19, 21-33(2005).
- [2] V. G. Vesalago, "The electrodynamic of substanscs withsimultaneouslynegative value of I and," *Sov. Phys. USP*.10,509-514 (1968).
- [3] D. Schurig , J.J. Mock,B.J.Justice et al. "Metamaterial electromagnetic cloakatmicro wave frequancies," *Science* 314, 977-980 (2006)
- [4] J.B.Pendry and D.R Smith, "Reversing light withnegativerefraction," *Phys. Today* 57,37-43(2004).
- [5] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. «Low frequency plasmons in thin-wire structures.» *J. Phys. Cond. Matter.* 10, 1998: 4785-4809.
- [6] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. «Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena.» *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*47, 1999: 2075-2084.
- [7] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S. Schultz. «Composite medium with simultaneously negative permability and permittivity.» *Phys. Rev. Lett* .84, , 2000: 4184-4187.
- [8] P.G. Balmaz, O. J. F. Martin, «Efficient isotropic magnetic resonators.» *Applied Physics Letters*, 81(5), 2002: 939–941
- [9] S. Zhang, W. Fan, N. C. Panoiu, K. J. Malloy, R. M. Osgood, S. R. J. Brueck. «Experimental Demonstration of Near-Infrared Negative-Index Metamaterials.» *Phys. Rev. Lett.* 95, 137404, 2005.
- [10] V.G. Veselago, "The electrodynamic of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$  ", *Soviet Physics uspekhi*, vol. 10, N°4, pp 509-514, February 1968.
- [11] F.R. Yang, Qian, R .Coccioli, T. Itoh. «Novel 2-D PhotonicBandgap Structure For MicrostripLines. » *IEEE Microwave and guidedwaveletters*, Vol. 8, N°2, 1988 : 69-71.

- [12] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. “Low Frequency Plasmons in Thin Wire Structures,” *J. Phys : Condens. Matter* 10, pp. 4785-4788, 1998.
- [13] A. Grbic and G.V. Eleftheriades, “Overcoming the diffraction limit with a planar left handed transmission line lens,” *Phys. Rev. Lett.* 92, 117403. 1-117403.4 (2004).
- [14] V. Lucarini, J.J. Saarenen, K.E. Peiponen and E.M. Vartiainen, *Kramers-Kronig Relation in Optical Materials Research* (Springer, Berlin 2005).
- [15] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, “Left handed media simulation and transmission of EM waves in subwavelength SRR-loaded metallic waveguides”, *Phys. Rev. Lett.*, vol 89, pp. 183901-03, 2002.
- [16] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, “Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonators”, *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 13, pp. 511-513, December 2003.
- [17] G.V. Eleftheriades, O. Siddiqui, and A.K. Iyer, “Transmission line models for negative refractive index media and associated implementations without excess resonators,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, Vol. 13, pp. 51–53, Feb. 2003.
- [18] C. Caloz and T. Itoh, “Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH transmission line,” *Proc. IEEE-AP-SUSNC/URSI National Radio Science Meeting 2002*, vol. 2, pp. 412–415, 2002.
- [19] A. A. Oliner, “A periodic-structure negative-refractive-index medium without resonant elements,” *URSI Dig. IEEE-AP-S USNC/URSI National Radio Science Meeting 2002*, p. 41, 2002.
- [20] F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J.D. Baena, J. Bonache, R. Marqués, F. Martín, M. Sorolla, “Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials”, *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 93, p 197401, November 2004.
- [21] R. L. Courant, «Variational Methods for the Solution of Problems of Equilibrium and Vibration. » *Bulletin of the American Mathematical Society* 49: 1-23., 1943.

- [22] R.L Couran, « Variational Methods for the Solution of problems of Equilibrium and Vibration . » Bulletin of the American Mathematical Society 49 :1-23 , 1943.
- [23] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd ed. New York: John Wiley, 2005.
- [24] L .Liu, C.Caloz, C.-C.Chang, and T.Itho, Forward-coupling phenomena between artificial left handed (LH) transmission lines,J App phys 92 (2002), 5560-5566.
- [25] P.K. Ika la inen and G.L. Mathei, Widedband, forward-coupling microstrip hybrids with high directivity, IEEE Trans Microwave Theory Tech 35 (1987).
- [26] C. Caloz, H. Okabe, T. Iwai, and T. Itoh, “Transmission line approach of left-handed (LH) materials,” in *Proc. USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Antonio, TX, June 2002, vol. 1, p. 39.
- [27] G.V. Eleftheriades, O. Siddiqui, and A.K. Iyer, “Transmission line models for negative refractive index media and associated implementations without excess resonators,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, pp. 51--53, Feb. 2003.
- [28] Caloz C, Itoh T., “Application of the Transmission Line Theory of Left Handed (LH) Materials to the Realization of a Microstrip LH Line [J].” IEEE AP-S Symposium, 2002, 2: 16-21.
- [29] R.A. Shelby, D.R. Smith, and S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction,” *Science*, vol. 292, no. 5514, pp.77--79, 2001.
- [30] DAVID.M.POSER, “MICROWAVE ENGINEERING

## CONCLUSION GENERALE

La science et la technologie ont des performances électriques sans cesse améliorées, une sélectivité plus grande, un encombrement et un coût réduit, mais restent toujours sur une soif insatiable de matériaux meilleurs et plus performants qui peuvent pousser les limites possibles.

Ces métamatériaux sont des matériaux artificiels, finement structuré devant la longueur d'onde, possédant des propriétés électromagnétiques ne pouvant être obtenus par des matériaux qu'on trouve dans la nature. Ces matériaux n'existent pas sous une forme homogène dans la nature.

L'objectif de ce travail était de donner une introduction sur les métamatériaux et ces applications dans le domaine micro-onde ainsi qu'une explication de leur principe de l'indice de réfraction négatif. Ce travail nous a permis de concevoir un dispositif actifs à partir de la structure périodique des métamatériaux et des techniques de simulation sur le logiciel HFSS qui consiste à réaliser la conception de structures de coupleur selon les deux approches résonante et ligne de transmission.

Comme nous avons vu, ce travail suit donc un développement ternaire, le premier chapitre sur l'état d'art, le second chapitre est une explication sur les métamatériaux et leurs théories, et le troisième chapitre sur la conception des métamatériaux menant vers la conception de coupleur de ce type.

Enfin, dans la partie de simulation nous avons obtenu de bons résultats d'analyse de ce nouveau coupleur sous HFSS, en bonne concordance avec la théorie, ce qui permet dans le futur d'envisager la réalisation de composants à métamatériaux.

## Résumé

Dans ce mémoire, nous sommes intéressés à la simulation de nouveaux coupleurs métamatériaux directifs à base de deux approches (CRLH, Résonant). Ce dispositif a été conçu à l'aide du logiciel HFSS. Les résultats de simulation ont été présentés et discutés.

## I.1 INTRODUCTION

Les métamatériaux sont des matériaux qui ont des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels. Les métamatériaux sont des matériaux artificiels, souvent des structures périodiques de période très faible devant la longueur d'onde. Le terme « méta » vient du grec et est traduit par « au-delà » en français, comme métaphysique ou métalogique.

Donc les métamatériaux sont des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les métamatériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs (l'indice de réfraction négatif, l'effet doppler inverse.....).

Le point le plus importante pour les metamateriaux c'est que l'indice de réfraction négatif ( $n < 0$ ).

## I.2 HISTORIQUE

Historiquement, la réfraction négative de la lumière et d'autres ondes ont été d'abord débattue par Mandelstam [1] en 1945. La courbe de dispersion d'une branche optique de phonon dans un treillis en cristal a été donnée comme exemple de tels médias peu communs. Le fait que la réfraction à l'interface d'un milieu avec  $\epsilon > 0$  et  $\mu > 0$  et des autres avec  $\epsilon < 0$  et  $\mu < 0$  ne peut pas seulement être négative, mais aussi sans réflexion, a été souligné par Veselago [2] en 1968. Veselago est aussi introduit le concept l'effet Doppler et le rayonnement de Cerenkov inversé qui s'approchent de la réfraction négative et la propagation inversée d'onde. En 2000, John Pendry de l'Imperial College en propose une réalisation à l'aide de structures périodiques métalliques formées d'anneaux concentriques coupés, appelées *split-ring resonators (SRR)*, et de fils métalliques continus. Il avait démontré dans deux articles successifs qu'un arrangement périodique de fils métalliques continus parallèles présentait en basse fréquence une permittivité négative et qu'un réseau périodique de SRR présentait une perméabilité négative autour d'une fréquence de résonance. En réunissant les deux réseaux dans une structure périodique composite, on réalisait le milieu proposé par Veselago. Ce milieu présentait alors un indice négatif au voisinage de la fréquence de résonance des SRR.

Cette propriété d'indice de réfraction négatif était déjà remarquable, mais aurait pu rester une curiosité de laboratoire. Mais ce qui a réellement attiré l'attention sur ces matériaux exotiques a été la proposition par J. Pendry de la possibilité de réaliser une superlentille dont la résolution ne serait plus limitée par les lois classiques de l'optique. Enfin en 2006 pour couronner ce sujet J. Pendry et U. Leonhardt proposaient la réalisation d'une cape d'invisibilité utilisant des Métamatériaux [3].

Plusieurs équipes ont démontré depuis que ces prédictions théoriques étaient réalisables, en réalisant successivement des prototypes de superlentilles et de cape d'invisibilité en micro-onde. Auparavant D.R. Smith avait montré expérimentalement que le matériau composite de J. Pendry présentait bien une permittivité, une perméabilité et donc un indice de réfraction négatifs.

Des tentatives de réalisation de ces métamatériaux en infra-rouge et dans le domaine visible ont été également proposées. Il s'agit de véritables tours de force dans la mesure où la période du réseau est de l'ordre du dixième de la longueur d'onde. Par exemple dans le visible, si la longueur d'onde est 500nm, la période est de l'ordre de 50nm, avec des largeurs de motifs métalliques de l'ordre de la dizaine de nanomètres.

Un matériau isotrope (les propriétés physiques sont identiques) dont la constante diélectrique et la perméabilité sont simultanément négatives peut être caractérisé par un indice de réfraction négatif [2, 4].

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques qui n'existent pas pour les matériaux naturels.

En général :

- structures périodiques
- diélectriques ou métalliques comportant comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel.

Plusieurs types de métamatériaux : les plus connus sont ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négative (indice de réfraction négatif)

Les métamatériaux sont également connus sous les termes suivants :

MG : Matériaux main Gauche

MIN: Matériaux à indice négatif

LHM : Left-Handed Media (Materials)

DNG : Double Negative Media

NIM : Negative Index Media

BWM : BackwardWave Media

### **I.3 PRESENTATION DES MATERIAUX A INDICE OPTIQUE NEGATIF**

Pour qu'un matériau présente un indice de réfraction négatif, il doit révéler à la fois une permittivité et une perméabilité relatives négatives ( $n = \pm\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}$ ). Dans la nature, il n'existe aucun matériau de ce type. Il en existe bien présentant des matériaux de permittivités négatives (les plasmas, les métaux dans l'infrarouge), et de perméabilités négatives (Ferri et ferromagnétiques près de la résonance gyromagnétique), mais aucun ne présente les deux phénomènes simultanément.

Pour le créer, il a fallu associer deux structures que J. Pendry explicite en 1998 à travers les deux articles fondateurs des matériaux à indice de réfraction négatif. Le premier montre qu'un réseau de fils métalliques parallèles a un comportement de type plasma et présente ainsi une permittivité négative [5]. Le deuxième présente un arrangement de résonateurs coupés en anneau (Split Ring Resonator : SRR) qui ont des réponses du type de celles des matériaux magnétiques et donc révèle une perméabilité négative [6]. L'association des deux forme un matériau pouvant être « doublement négatif », c'est-à-dire affichant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives au niveau de la résonance des SRR (Figure I.1). Les matériaux «main gauche» étaient ainsi lancés et en 2000, le premier prototype a été expérimentalement testé avec succès par l'équipe de D.R. Smith [7]. Ce type de matériau a rapidement été étendu à dimensions supérieures : la Figure (I.2) montre une structure 2D et nous pouvons citer la proposition d'une structure 3-D qui permet ainsi de produire un métamatériau se comportant de la même manière dans les trois directions de l'espace [8].

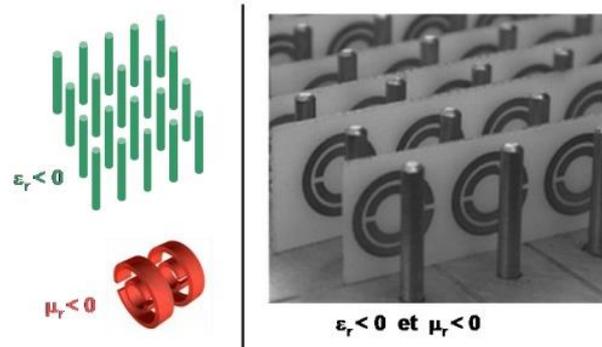


Figure I.1 Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.



Figure I.2 Un métamatériau doublement négatif bidimensionnel.

Depuis ces premiers travaux, une importante recherche a été développée comme en témoigne la quantité de publications sur le sujet avec pour objectif principal l'utilisation de ces structures dans l'optique. Aussi longtemps que la périodicité des éléments métalliques est sur une échelle beaucoup plus petite que la longueur d'onde (inférieure à  $\lambda/10$ ), le matériau se comporte comme un matériau uniforme et homogène. Il est donc plus facile de fabriquer un métamatériau pour les grandes longueurs d'ondes comme les micro-ondes que dans l'optique. Actuellement, des métamatériaux opérant à des longueurs d'onde de 1 à  $2\mu\text{m}$  ont été réalisées [9]. A ces fréquences, la cellule élémentaire est de l'ordre de 100nm et les détails des inclusions métalliques de l'ordre de la dizaine de nanomètres. Le développement des métamatériaux en optique est donc tributaire de la nanotechnologie. Pourtant, l'enjeu en optique est important car de tels matériaux pourraient révolutionner l'optique traditionnelle en s'affranchissant de la limite de diffraction.

## I.4 CARACTERISTIQUES DES METAMATERIAUX

Ces matériaux nouveaux possèdent des propriétés extraordinaires en termes de propagation des ondes électromagnétiques, comme un indice de réfraction négatif, ou des propriétés de magnétisme artificiel, et sont susceptibles de mener à des applications extrêmement prometteuses en optique (super-lentilles...), nano fabrication, stockage de données, télécommunications ou furtivité (cf. la très médiatisée « cape d'invisibilité »). Un des obstacles majeurs au développement de métamatériaux fonctionnant dans le domaine des fréquences optiques réside dans leur fabrication qui requiert de maîtriser finement l'assemblage de structures résonantes à l'échelle de quelques dizaines de nanomètres. Les travaux sont centrés sur la formation de métamatériaux par des techniques d'auto-assemblage de nanoparticules d'architecture contrôlée.

### I.4.1 Les Equations De Maxwell

Dans le cas des ondes électromagnétiques planes les équations de Maxwell ont été réduites en équation d'onde [10] :

$$(\nabla^2 - \frac{n^2}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}) \psi = 0 \quad \text{I.1}$$

Où  $n$  est l'indice de réfraction,  $c$  est la vitesse de la lumière et  $\frac{n^2}{c^2} = \epsilon\mu$ .

Le signe moins pour la permittivité et la perméabilité en même temps ne change pas l'expression classique de l'indice de réfraction  $n$ , mais l'électrodynamique de tels milieux diffère de celle des milieux traditionnels.

Les équations de Maxwell du premier ordre sont données par:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad \text{I.2}$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad \text{I.3}$$

Pour une onde plane les équations précédentes ont été réduites à :

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad \text{I.4}$$

$$\vec{K} \times \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad \text{I.5}$$

Par conséquent, pour une permittivité et une perméabilité positives, le trièdre formé par les vecteur  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{K}$  est direct. Cependant si  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont négatives simultanément les équations peuvent être réécrites comme suis :

$$\vec{K} \times \vec{E} = -\omega |\mu| \vec{H} \quad \text{I.6}$$

$$\vec{K} \times \vec{H} = \omega |\varepsilon| \vec{E} \quad \text{I.7}$$

Dans ce cas les trois vecteurs ( $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{K}$ ) forment un trièdre indirect. En fait, la direction du temps-flux d'énergie moyenne est déterminée par la partie réelle du vecteur de Poynting, Qui n'est pas affecté par le changement de signe de la permittivité et de la perméabilité simultanément. Ainsi les vecteurs  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{S}$  forment un trièdre direct dans les milieux main gauche et seule la phase est inversée, donc les MMG respectent le principe de causalité. Pour les structures passives la vitesse de groupe est positive dans les bandes passantes, tandis que la vitesse de phase peut prendre une valeur négative ou positive.

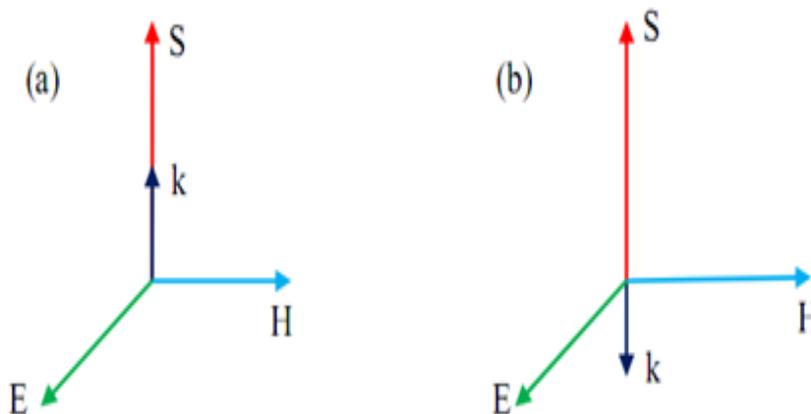


Figure I. 3 Le champ électrique E, le champ magnétique H, le vecteur de propagation k et le vecteur Poynting dirigent S pour la propagation es ondes électromagnétiques, (a) RHM ( $\varepsilon > 0$ ,  $\mu > 0$ ) (b) LHM ( $\varepsilon < 0$ ,  $\mu < 0$ ).

## I.4.2 Inversion Des Phénomènes Optiques Fondamentaux Dans LHM

En ce qui concerne les grandeurs  $\epsilon$  et  $\mu$ , qui caractérisent la propagation des ondes vagues dans les médias, nous pouvons classer les différents matériaux dans différents types, selon s'il a permittivité diélectrique et /ou la perméabilité magnétique sont négatives ou positives [4]. Si l'un des deux paramètres est négatif, la structure est considérée comme un seul négatif media(SNG), tandis que ceux dont les deux paramètres sont négatifs sont double-Négative (DNG) médias. Les quatre différents types de matériaux sont décrits dans la Fig .I.3 et leurs propriétés peuvent être déduites de l'étude des équations décrivant la propagation des ondes électromagnétiques dans les médias.

$$n^2 = \epsilon\mu \quad \text{I. 8}$$

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad \text{I. 9}$$

Si on considère matériaux isotropes sans perte avec des valeurs réelles pour la permittivité diélectrique et la perméabilité magnétique, l'inspection des équations (I,8) et (I,9) montre que les substances de  $\epsilon$  et  $\mu$  ayant différentes valeurs d'exposition signe imaginaire du vecteur de propagation  $k$  et l'indice de réfraction  $n$  et par conséquent ne sont pas des médias de propagation.

Toutefois, si les deux paramètres ont le même signe, peu importe si elles sont positives ou négatives, à la fois  $k$  et  $n$  sont réelles et le milieu permet la propagation des ondes (EM). Prenons cela en compte, nous pouvons conclure que les médias sont des médias SNG opaque, tandis que DNG et DPS (double positive) des médias sont transparents.

Nous pouvons essayer de trier les différents types de médias qui sont représentés dans Figure .II.1selon les signes des paramètres  $\epsilon$  et  $\mu$ . Matériaux diélectrique isotrope peuvent être trouvés dans le quadrant I, pour que les deux paramètres à la fois  $\epsilon$  et  $\mu$  sont positifs. Au contraire, les matériaux situés dans les quadrant sombre (médias SNG) ne permet tent pas la transmission, le fait que  $\epsilon$  et  $\mu$  sont de signes opposés et les deux paramètres  $n$  et  $k$ , sont imaginaires par contre les modes évanescents sont autorisés. Certains de ces matériaux opaques peuvent être trouvés dans la nature, comme matériaux ferromagnétiques, qui ont  $\epsilon > 0$ , mais  $\mu < 0$  (MNG  $\mu$  négatif) appartiennent au quadrant II. Un autre type de milieu SNG serait métaux ayant des fréquences optiques et plasmas en vertu de leur fréquence de plasma, qui ont  $\epsilon < 0$  et  $\mu > 0$  (epsilon négative ENG) et serait situé dans le quadrant IV.

IV ENG	$+\mu I$ $N, k \in \mathbb{R}$ DPS
$-\varepsilon$ III $N, k \in \mathbb{R}$ DNG	II MNG $-\mu$ $+\varepsilon$

Figure I.4 représentation déferent type de medias

Les matériaux DNG sont donc transparents. Toutefois, pour autant qu'ils n'existent pas dans la nature ce type des matériaux et leurs propriétés ne pouvaient être étudiés théoriquement jusqu'à ces dernières années. La synthèse des médias DNG pour la première fois fait en 2000[11] qui a ouvert la porte à l'étude et l'application de ces matériaux et leurs propriétés spéciales. (Également sont appelées des matériaux à main gauche ou gaucher (LH)).

### I.4.3 Vitesses De Phase Et De Groupe

Dans un matériau conventionnel, comme le RHM, les vitesses de groupe et de phase possèdent les même orientations

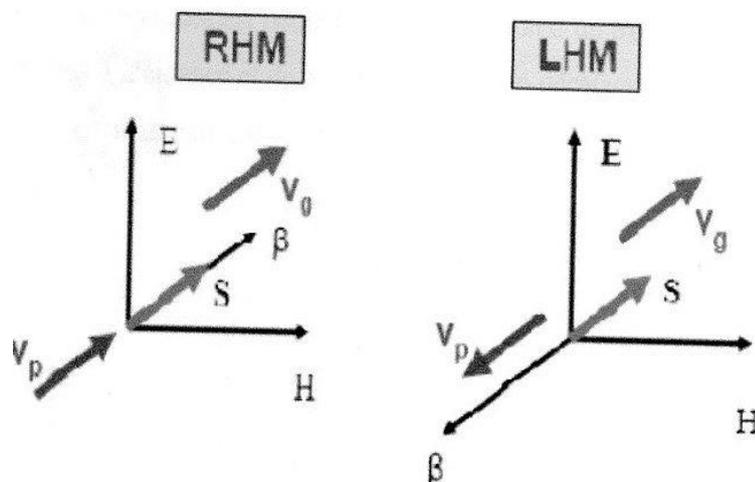


Figure I.5 Orientation des vitesses de phases et de groupe dans un milieu RHM et LHM

Si on considère une approximation quasi-monochromatique pour la permittivité et la perméabilité , pour une onde qui traverse un milieu dispersif ,nous avons :

$$\varepsilon = \frac{\partial(\varepsilon)}{\partial\omega} , \mu = \frac{\partial(w\mu)}{\partial\omega} \quad (\text{I.10})$$

Pour avoir une densité d'énergie positive , $U>0$ , il est nécessaire que les quantité (I.10 ) soient toutes les deux positives. Si on note le vecteur de propagation comme  $K^2=w^2\varepsilon\mu$  , si on le dérive par rapport à la pulsation angulaire :

$$\frac{\partial K^2}{\partial\omega} = 2K\frac{\partial K}{\partial\omega} = \frac{2w}{v_p v_g} \quad (\text{I.11})$$

avec  $v_p=w/k$  , vitesse de phase et  $v_g=\frac{\partial w}{\partial k}$  vitesse de groupe. on trouve, si on utilise l'hypothèse que les (I.10) $>0$  et l'équation (I.11), que :

$$\frac{\partial K^2}{\partial\omega} = w\mu \frac{\partial(w\mu)}{\partial\omega} + w\varepsilon \frac{\partial(w\varepsilon)}{\partial\omega} < 0 \quad (\text{I.12})$$

Et donc  $v_p v_g < 0$ .alors dans milieu LHM ,les paquets d'ondes et le front d'onde voyagent en sens opposé

Combinant l'observation des directions de  $k$  et de  $S$  nous constatons que dans un LHM les vitesses de phase et de groupe sont des signes opposés et les fronts d'onde propagent vers la source. Le tableau(I.1) récapitule les vitesses de phase et de groupe pour un diélectrique isotrope homogène RHM et des matériaux de LHM.

$\varepsilon > 0, \mu > 0$	$\varepsilon < 0, \mu < 0$
$\vec{S} \cdot \vec{k} > 0$	$\vec{S} \cdot \vec{k} < 0$
$\vec{S} \cdot \vec{v}_g > 0$	$\vec{S} \cdot \vec{v}_g > 0$
$\vec{v}_g \cdot \vec{k} > 0$	$\vec{v}_g \cdot \vec{k} < 0$
$\vec{v}_p \cdot \vec{k} > 0$	$\vec{v}_p \cdot \vec{k} > 0$

Tableau I.1 Vitesses de phase et de groupe pour RHM et LHM.

### I.4.4 Inversion De La Loi De Snell Avec La Réfraction Négative

Un rayon lumineux propage normalement en ligne droite avec une vitesse constante qui dépend du milieu. La lumière propage généralement moins vite dans un matériau que dans le vide ou dans l'air. Cela explique par le fait que la matière est composée d'un groupement d'atomes qui interagissent avec les champs magnétiques et électriques de la lumière. La lumière perturbe les électrons de l'atome pour créer un déséquilibre local de charge et un dipôle électrique. Cette interaction entre la lumière et les atomes ralentit un peu la propagation de la lumière. Comme exemple, prenons le cas du verre où la lumière propage 30% moins rapidement que dans l'air.

Lorsque la lumière traverse l'interface entre deux milieux qui ont des vitesses de propagation différente (comme l'air et le verre), la lumière subit un changement brusque de trajectoire. Ce phénomène, appelé réfraction, est définie par la loi de Snell illustrée dans la Figure (I.6). On peut observer ce phénomène de réfraction quand on submerge un bateau à moitié dans l'eau. Il prend alors une apparence pliée car les rayons lumineux partant de la partie du bateau submergée seront réfractés à l'interface air/eau.

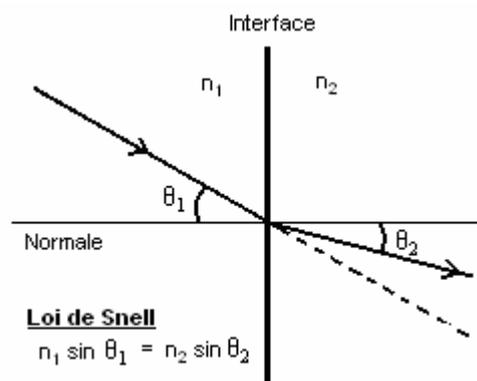


Figure I.6 Réfraction de la lumière et loi de Snell

L'indice de réfraction  $n$  est le rapport entre la vitesse de la lumière dans le milieu en question et celle dans le vide, donc  $n = c_0/c$ , où  $c_0$  et  $c$  sont les vitesses de la lumière dans le vide et le milieu, respectivement. Plus  $n$  est grand, plus la vitesse dans le milieu est petite par rapport à la vitesse de la lumière.

L'indice de réfraction dépend de la structure microscopique du milieu dans lequel la lumière se propage. Les physiciens, en calculant théoriquement cet indice à partir des

équations de Maxwell, ont pu trouver que  $n^2 = \epsilon\mu$ , où  $\epsilon$  est la permittivité électrique relative des matériaux et  $\mu$  est sa perméabilité magnétique relative. Le paramètre  $\epsilon$  est indicatif de la force d'interaction entre le champ électrique et les dipôles électriques des atomes, tandis que la perméabilité  $\mu$  est reliée à la force d'interaction entre le champ magnétique et les dipôles magnétiques. Dans la majorité des matériaux,  $\epsilon$  et  $\mu$  prennent des valeurs supérieures ou égales à 1, ce qui montre que  $n$  est habituellement supérieur à 1, et donc la lumière est plus lente dans un matériau que dans le vide. Par contre, lorsque ces deux paramètres sont tous les deux négatifs, il faut pour des raisons mathématiques et techniques que l'indice  $n$  prenne une valeur négative. Les métamatériaux sont justement un milieu où  $n < 0$ .

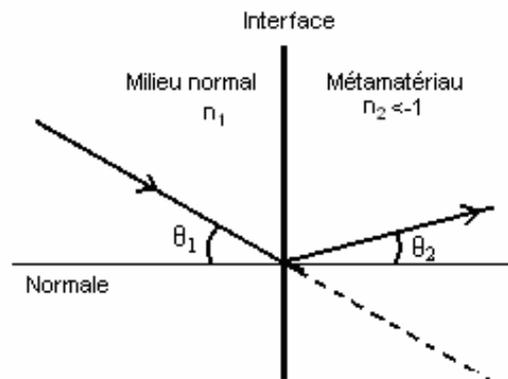


Figure I.7 Réfraction dans un matériau d'indice négatif (métamatériaux)

Par la loi de Snell, comme conséquence nous obtenons un angle de réfraction négatif, comme illustré à la figure (I.7). C'est un petit détail, direz-vous, mais les conséquences sont importantes. Mais avant de donner les applications, soulignons qu'il est en pratique très difficile de façonner un métamatériau. La Nature produit déjà plusieurs matériaux qui ont  $\epsilon < 0$  les plasmas<sup>1</sup> et les métaux sont des exemples mais  $\mu < 0$  ne se produit que dans des structures artificielles.

Cela explique le long intervalle de temps entre la prédiction théorique de Veselago et la création d'un métamatériau. Récemment, l'équipe de Smith et Schultz ont construit un système de maillage métallique dans lequel la perméabilité magnétique est effectivement négative. Lorsque combiné avec un plasma, le résultat global est un métamatériau.

### ❖ Permittivité Négative :

La structure avec un  $\epsilon < 0$  décrit par pendry [12] se compose d'une matrice carrée des fils métalliques parallèle infiniment minces et longs incorporés dans le milieu diélectrique (figure I.8)

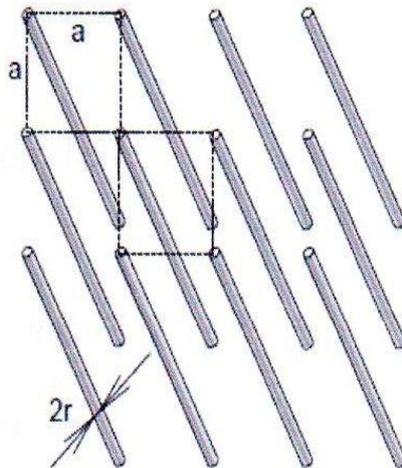


Figure I.8 les fils métalliques qui donnent la constante diélectrique négative

Pour la situation montré sur la figure I.8, le milieu est vide ,la longueur d'une unité de cellule est  $a$  et le rayon d'un fil simple est  $r \ll a$  .

Si la fréquence pour le mode longitudinal de plasma est :

$$W_p^2 = \frac{2\pi c^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad \text{I.13}$$

Avec  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide

La permittivité diélectrique effective peut être écrite comme suite :

$$\epsilon_{eff} = 1 - \frac{w_p^2}{w[w - \frac{i(w_p^2 a^2 \epsilon_0)}{\sigma \pi r^2}]} \approx 1 - \frac{w_p^2}{w^2} \quad \text{I.14}$$

Ce terme devient négatif pour le  $\omega < \omega_p$ . La valeur approximative sur le coté droit de l'expression (I.14) est valide si la conductibilité  $\sigma \rightarrow \infty$ .

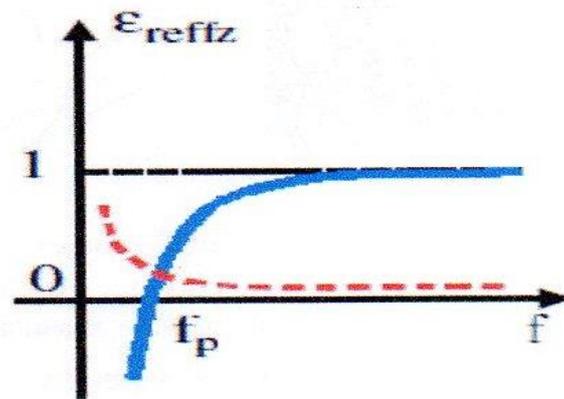


Figure I.9 la permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence

### ❖ Perméabilité Négative :

Les courants induits dans une particule contribuent efficacement à sa magnétisation par leurs moments magnétiques.

Cette contribution non-négligeable si en même temps leur polarisation électrique est petite. Pour l'instant, si la perméabilité effective de la structure des cylindres en métal est considérée, semblable à celle montrée dans la figure (I.8), on obtient que sa perméabilité ne puisse pas atteindre des valeurs négatives. cependant, l'introduction des éléments capacitifs dans la structure fournit  $\mu < 0$ .

Ceci peut être pratiquement fait par le roulement d'un feuillage métallique dans les enroulements en forme spirale assument la forme d'un cylindre [6] (figure I.10).

• Il faut rajouter une force de rappel sur le courant induit (effet 'capacitif'). C'est la structure populairement connues sous 'Swiss roll'.

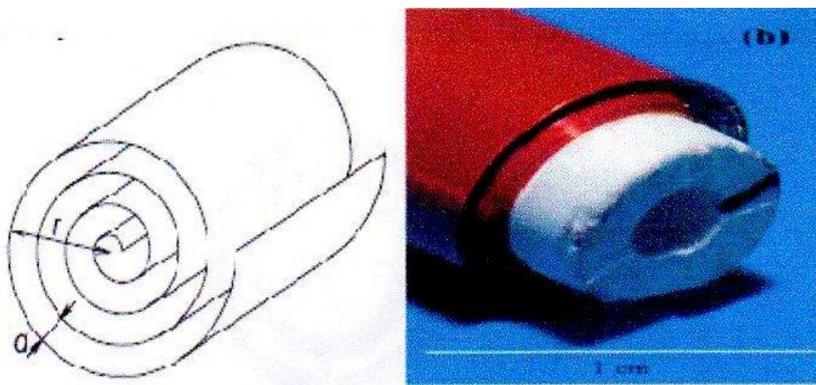


Figure I.10 la structure Swissroll qui donne une perméabilité négative

Les feuilles des enroulements sont séparées par un isolateur avec une épaisseur  $d$ . si le nombre d'enroulement est  $N$  et leur résistance par unité de longueur est  $\rho$ , la perméabilité  $\mu$  effective devient :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\frac{\pi r^2}{a^2}}{1 - \left[ \frac{da^2}{2\pi^2 r^3} - (N-1)w^2 + i \frac{2\rho}{\mu_0 w r (N-1)} \right]} \quad \text{I.15}$$

Les structures swissroll sont particulièrement accommodées pour les applications basses fréquences.

#### I.4.5 Inversion d'effet de doppler

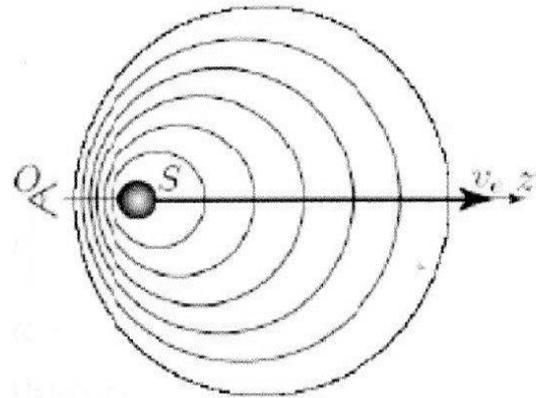


Figure I.11 Effet Doppler

Dans un métamatériau l'effet Doppler est inversé (figure I.11). si on appelle A la source de la radiation et B la destination et on suppose que l'émetteur va fournir une fréquence  $w_0$  on trouve qu'au récepteur on a une pulsation que est plus petite que  $w_0$ . Donc si on définit  $u$  l'énergie du flux et  $v$  la vitesse du détecteur on a la relation de l'effet Doppler comme suit :

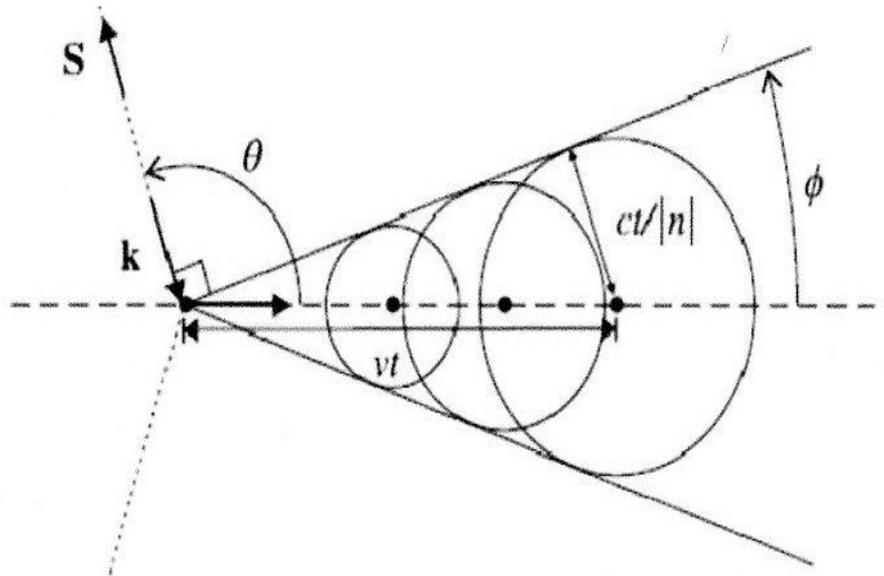
$$w = w_0 \left( 1 - p \frac{v}{u} \right) \quad \text{I.16}$$

avec  $p = -1$  pour les métamatériaux,  $p = 1$  pour les matériaux conventionnelles.

### I.4.6 inversion d'effet Cerenkov

L'émission de radiation électromagnétique par une particule en mouvement à une vitesse supérieure à la vitesse de la lumière dans le milieu. Si cette particule est chargée électriquement on a l'effet Cerenkov (figure I.12), c'est-à-dire l'émission de radiation  $\gamma$ .

Dans un métamatériau ce phénomène est inversé.



$$\cos \theta = \sin \phi = c/nv$$

Figure I.12 effet de Cerenkov inversé

La particule va émettre en accord avec la loi :  $\exp(k_z Z + K_r r - \omega t)$  et le vecteur de la radiation devient  $k = \frac{k_z}{\cos \theta}$  dans la direction de la vitesse. La quantité  $k_r$  est différente selon le milieu, en accord avec :

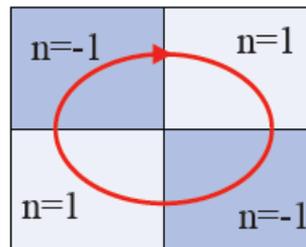
$$k_r = p \sqrt{k^2 - k_z^2} \quad \text{I.17}$$

Pour les matériaux LH, ce vecteur est dirigé dans la direction de la particule et le cône de la radiation sera dirigé dans le sens inverse de mouvement de la particule.

## I.5 APPLICATIONS DES METAMATERIAUX

### I.5.1 Le Piège A Lumière

Le pendant du catadioptré : la lumière reste piégée dans le «coin noir»



La réfraction particulière des métamatériaux à indice négatif permet de créer des pièges à lumière.

En positionnant intelligemment plusieurs métamatériaux à indice négatif, nous pouvons obtenir une succession de réfractons "négatives" aux interfaces de ces matériaux. De ce fait, le rayon qui à été envoyé dans le système ne pourra pas en sortir, il sera piégé.

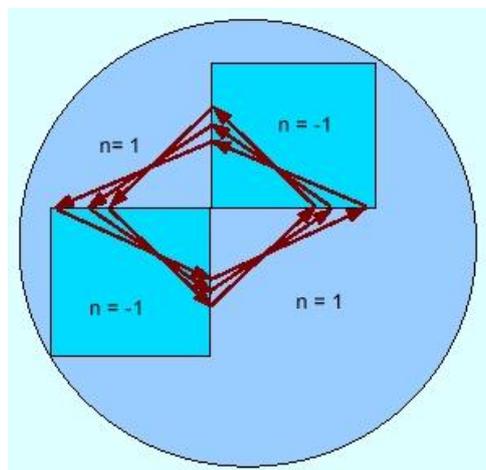


Figure I.13 Mode de Un piège à lumière

### I.5.2 Supers Lentilles

Une des applications les plus spectaculaires du Métamateriaux est la «super lentille». Une lentille ordinaire focalise un faisceau lumineux incident en un seul point, le point focal, et

permet ainsi de reproduire l'image d'une source de lumière sur un écran (figure I.14). La focalisation est possible grâce à la réfraction du faisceau sur la forme courbe de la lentille.

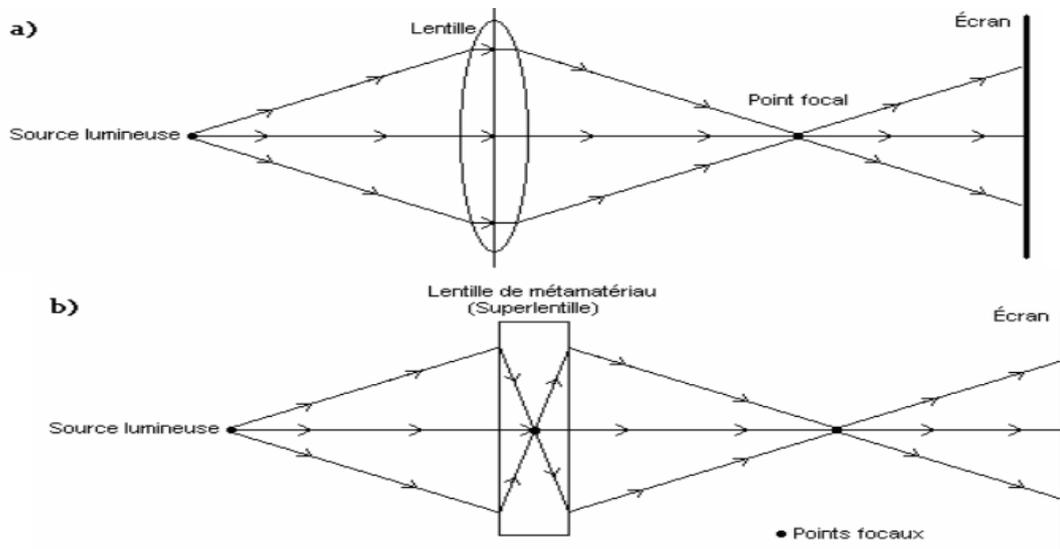


Figure I.14 Focalisation avec une lentille ordinaire (a) et (b) et une superlentille

Une lentille faite à partir d'un métamatériau pourrait prendre une forme plane, comme la, figue I.14(b). Parce que l'indice de réfraction est négatif, les rayons dévient vers l'intérieur, et si la lentille est suffisamment épaisse, un point focal se forme au milieu de celle-ci. Ce point focal interne n'a pas de grande utilité, mais un autre point focal se forme aussi à l'extérieur. On appelle « super lentille » ce dispositif car son pouvoir de résolution dépasse largement la résolution d'une lentille ordinaire. Etant plane, la super lentille élimine totalement les aberrations sphériques de l'image que produit une lentille ordinaire. Les aberrations sphériques dans une lentille biconcave font en sorte que l'image devient un peu floue. Cela est dû à la forme de la lentille qui n'est pas optimale : la lumière passant par le bord de la lentille n'a pas le même point focal que la lumière passant près du centre.

La propriété la plus étonnante d'une super lentille est qu'elle peut atteindre une résolution plus grande que celle limitée par la limite de diffraction classique.

Cette limite implique qu'il est possible d'imager clairement une source lumineuse (active ou passive) qui est beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée.

La partie de l'onde contenant l'information nécessaire pour obtenir cette résolution se dissipe très rapidement.

Par contre, une super lentille amplifie ces parties de l'onde, permettant d'imager une source lumineuse beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée. La figure I.15 montre un exemple frappant de cette différence entre une lentille classique et un super lentille, fait par l'Université de Berkeley.

Les chercheurs ont réussi à imager clairement le mot « NANO » écrit avec une épaisseur de ligne d'environ dix fois plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisé. Nous voyons qu'avec la lentille classique, nous obtenons une image plus floue qu'avec la super lentille. [13]

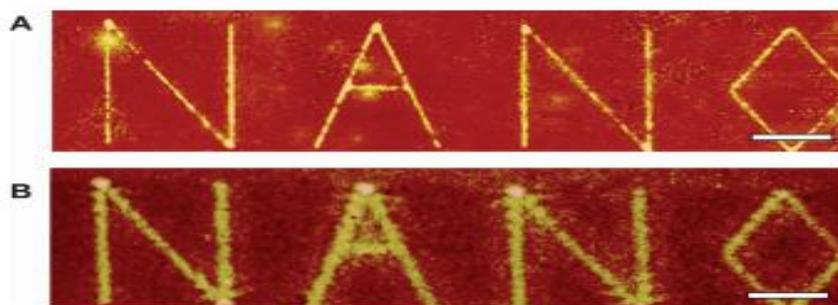


Figure I.15 Image produite une supers lentille (A) et une lentille ordinaire (B)

Il y a beaucoup d'avantages à avoir un meilleur niveau de résolution. Par exemple, il serait possible d'améliorer la capacité de stockage de disques optiques (les CD, DVD, etc.) puisqu'il serait possible de graver beaucoup plus finement sur le disque. Dans le domaine de la microscopie, nous serions capables d'observer à la lumière visible de très petits objets, tels les mitochondries à l'intérieur des cellules.

### I.5.3 Applications En Micro-Ondes

Actuellement, un grand nombre d'équipes de recherche travaille sur les métamatériaux et sur leurs applications. Nous avons vu, à travers les propriétés électromagnétiques de ces matériaux, que les applications potentielles principales sont pour l'optique avec l'augmentation du pouvoir de résolution, ce qui permettrait d'améliorer la capacité de stockage

de disques optiques ou d'observer à la lumière visible de très petits objets, tels que les mitochondries à l'intérieur des cellules.

Dans ce sens une lentille à base de matériau à indice négatif a été réalisée par S. Enoch et ses collègues permettant de focaliser l'énergie dans une seule direction G.V. Eleftheriades ont également publié sur ce sujet. Dans le domaine des micro-ondes, les tailles des inclusions périodiques permettent un développement plus rapide des métamatériaux. Les applications sont principalement vouées au domaine des télécommunications.

Ainsi, G. Eleftheriades et al proposent plusieurs matériaux à indice négatif pour des lignes de transmissions bidimensionnelles et nous pouvons citer dans leurs travaux une antenne à base de matériau à indice négatif fonctionnant entre 1 et 2 GHz .Ils ont montré l'existence d'un indice négatif de la structure rayonnante dans une bande de fréquences comprise entre 1,3 et 1,9 GHz. Dans le domaine antennaire, S. Enoch et al ont développé un métamatériau améliorant nettement la directivité de l'antenne rayonnant à 14 GHz. Par ailleurs, l'utilisation de lignes de transmission microstrip à indice négatif a permis d'avoir un couplage très proche de celui d'un coupleur parfait (0 dB) comme le montrent les résultats publiés par le groupe de Itoh .

Enfin, comment ne pas parler d'une des applications possibles les plus marquantes des métamatériaux: le camouflage d'un objet par un matériau à indice de réfraction négatif. En 2006, Pendry et al montrent expérimentalement dans le domaine des micro-ondes que les ondes électromagnétiques ne se réfléchissent pas sur une série de cylindres concentriques d'inclusions métalliques [14]. En plaçant un objet à l'intérieur de ces cylindres, ceux-ci contraindraient les ondes lumineuses à contourner l'objet par des déviations dans le matériau à indice de réfraction négative. Comme le trajet lumineux ne subit pas de réfractions sur l'objet, il est indétectable.

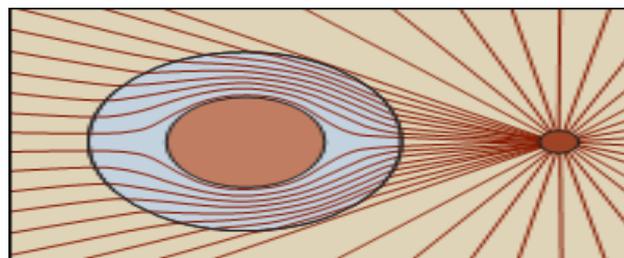


Figure I.16 Schéma théorique du contournement des ondes électromagnétiques un matériau à indice négatif dans un but de camouflage.

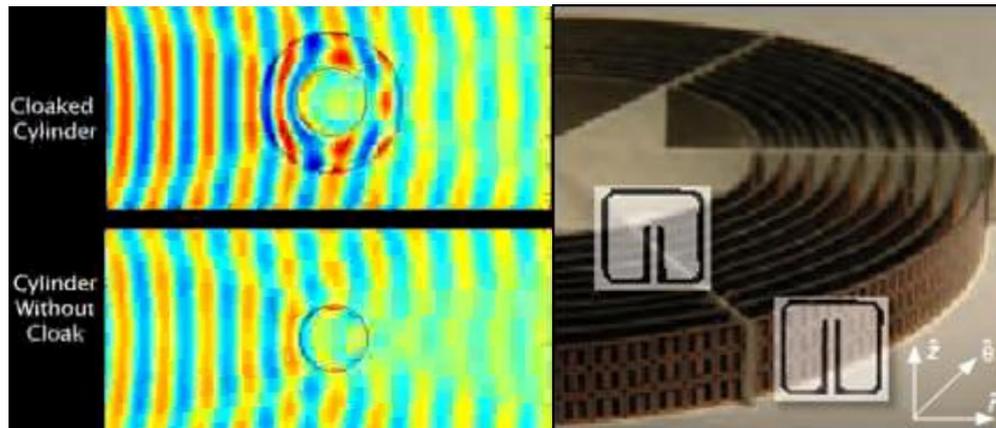


Figure I.17 Propagation guidée et accordable dans un cristal photonique bidimensionnel avec deux lignes de défauts.

En pratique, il demeure de nombreuses interrogations sur l'aboutissement de tels dispositifs et la communauté scientifique est assez partagée sur le potentiel réel des matériaux « main-gauche ». Il semble difficilement réalisable de mettre en pratique des dispositifs parfaits, mais des améliorations nettes aux structures actuelles peuvent être envisagées. En conclusion, les matériaux à indice négatif n'ont pas fini de soulever des controverses et des passions de la part leurs propriétés électromagnétiques inversées à celles du monde naturel.

## I.6 CONCLUSION

Le travail exposé dans ce chapitre est inclut tous d'abord d'une historique sur les média gauche NIMs et la réfraction négative après nous discutons des propriétés fondamentales de la propagation en présence de LHMs, ensuite l'inversion dans les phénomènes de base de système optique est récapitulée, à savoir, la loi de Snell, l'effet de Doppler et Cerenkov, en plus le changement du système optique géométrique et le concept de l'objectif parfait ont présentés. Enfin nous citons quelques applications sur les métamateriaux.

Dans le chapitre suivant, on va exposer les différentes approches utilisées pour la réalisation des circuits de télécommunications

## II.1. INTRODUCTION

Différentes techniques et méthodes récemment découvertes, basée sur le concept des milieux artificiels, à savoir l'application des métamatériaux qui sont une classe particulière de matériaux structurés et qui présente des propriétés électromagnétique avantageuse et inhabituelles, elles sont composées de cellules unitaire dans le même sens que la matière constitué d'atome. Les cellules unitaires, dont la taille est généralement plus petite que le dixième de la longueur d'onde du signal, sont faites de matériaux classiques, c'est-à-dire, d'atomes normaux.

Par conséquent les métamatériaux représentent le prochain niveau de l'organisation structurale de la matière. En raison de la sous longueur d'onde, l'analyse quasi-statique peut être effectuée et le concept des milieux artificiels efficaces peut être appliqué.

De nombreux chercheurs ont en outre étudié les caractéristiques et les applications des métamatériaux [15] et [16]. Puisque le comportement est obtenu grâce a la nature résonante de la cellule unitaire, toutes les structures basé sur l'application des SRR sont appelés métamatériaux résonants. Au milieu de 2002 trois groupes de chercheurs ont proposé de nouvelle approche non-résonante a la conception des métamatériaux planaires sur la base de la ligne de transmission combinée [17], [18], [19], alors que le premier résultat de l'approche résonante dans la structure des métamatériaux a bande étroite, la seconde fournit un outil utile pour la conception des dispositif a bande passante large. Les principaux objectifs de la recherche actuelle dans le domaine des métamatériaux sont la miniaturisation et l'amélioration des performances de la cellule unitaire. Pour cet objectif, une troisième approche hybride est également utilisé, elle consiste a combiné les deux première approches.

Dans ce qui suit, les trois approches de la conception des métamatériaux seront expliquées en détails.

## II. 2. LA THEORIE DES LIGNES DUELLE

Pour étudier les caractéristiques de propagation d'une ligne de transmission, il est possible de faire une analogie entre la propagation dans une ligne de transmission et la

propagation de l'onde plane dans un milieu homogène et isotrope. Par ces moyens, si nous avons le modèle de circuit équivalent T d'une ligne de transmission comme cellule unitaire (figure II.2), nous pouvons faire un équivalent entre les grandeurs qui caractérisent la propagation dans un milieu et l'impédance série  $Z'$  et l'admittance parallèle  $Y'$  du modèle équivalent de la ligne de transmission [20].

### II. 2. 1. Ligne classique (propagation main droite)

En hyperfréquence, la longueur d'onde est petite devant la taille et la longueur de la ligne de transmission. De façon classique une ligne de transmission 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 suivante où  $\Delta z$  est la longueur du tronçon élémentaire, cette longueur est considérée très petite devant la longueur d'onde.

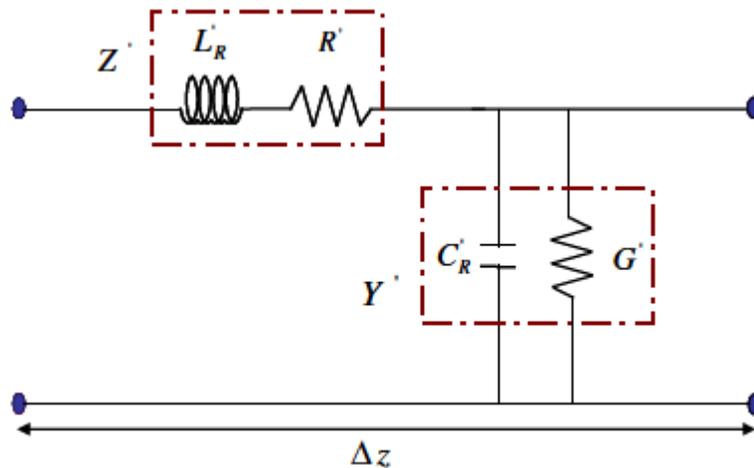


Figure II. 1 Circuit équivalent d'un tronçon de ligne main droite.

Les éléments élémentaires du circuit sont des grandeurs linéiques (par unité de longueur), dans le cas de faibles pertes où la résistance et la conductance ont des valeurs négligeables, la constante

de propagation, l'impédance caractéristique, la vitesse de phase et la vitesse de groupe de la ligne de transmission sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z' Y'} \\ Z_c = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \\ V_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{Z' Y'}} \\ V_g = \left[ \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right]^{-1} \end{array} \right. \xrightarrow{R \rightarrow 0 \text{ et } G \rightarrow 0} \left\{ \begin{array}{l} \gamma = j\beta = j\omega \sqrt{L'_R C'_R} \\ Z_c = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \\ V_\phi = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \\ V_g = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

On remarque que la vitesse de phase et la vitesse de groupe ont le même signe, donc la propagation est de type main droite. Les lignes main droite sont habituellement bien connues et utilisées depuis longtemps.

### II. 2. 2. Ligne main gauche

Le modèle de 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). L'avantage de ce modèle est la simplicité d'obtenir directement toutes les caractéristiques fondamentales de telle ligne (main gauche) par la théorie élémentaire de la ligne de transmission. On présente ici le modèle du circuit pour le cas sans pertes, le cas avec pertes sera étudié par la suite, la figure (II.2) montre ce modèle.

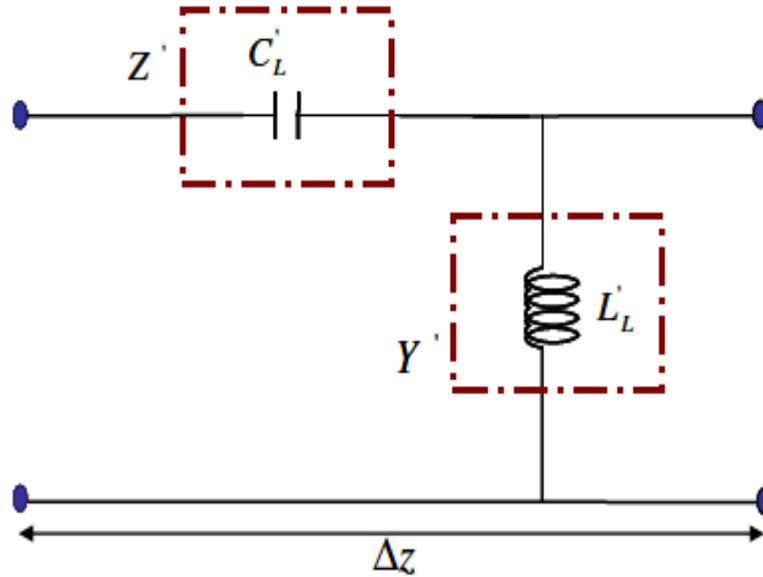


Figure II. 2 Circuit équivalent d'un tronçon de ligne main gauche sans pertes.

Les caractéristiques fondamentales d'un tel modèle de ligne de transmission sont les suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \\ Z_c = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \\ V_\varphi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{Z'Y'}} \\ V_g = \left[ \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right]^{-1} \end{array} \right. \xrightarrow{R \rightarrow 0 \text{ et } G \rightarrow 0} \left\{ \begin{array}{l} \gamma = j\beta = -j \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} \\ Z_c = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \\ V_\varphi = -\omega^2 \sqrt{L'_L C'_L} \\ V_g = +\omega^2 \sqrt{L'_L C'_L} \end{array} \right. \quad (\text{II.2})$$

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).

## II. 3. DIFFERENTES APPROCHES POUR LES METAMATERIAUX

### II. 3. 1. L'approche résonante

Pour produire un comportement main gauche, deux structures différentes doivent être combinées dans une même unité, une qui fournit la permittivité négative et l'autre présente une perméabilité négative.

L'approche résonante est basée sur l'application des cellules SRR, comme montré sur la figure (II.3), lorsqu'elles sont excitées par un champ magnétique axial, présentent des valeurs extrêmes de perméabilité effective dans le voisinage de la fréquence de résonance des anneaux, à savoir très positif/négatif.

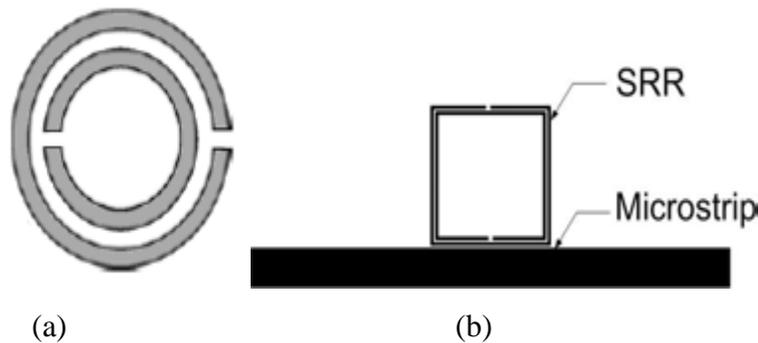


Figure II. 3 (a) split ring resonator (SRR) et (b) SRR-loaded microstrip line

Dans la technologie micro ruban, les SRRs ne peuvent être gravées dans le côté du substrat supérieur, à côté de la ligne de transmission, figure(II.3.b), Pour améliorer le couplage, la distance entre la ligne et les anneaux doit être aussi petite que possible. Cette disposition géométrique est adéquate, parce que dans de nombreuses applications la miniaturisation est la

demande principale. Bien qu'ayant une plage de fréquences étroites avec la perméabilité négative, les configurations à l'aide des SRRs ont poussé beaucoup d'attention.

En dehors de la technologie micro-ruban, les SRRs peuvent être utilisées avec succès dans les guides d'onde, en particulier pour permettre la propagation en dessous de la fréquence de coupure.

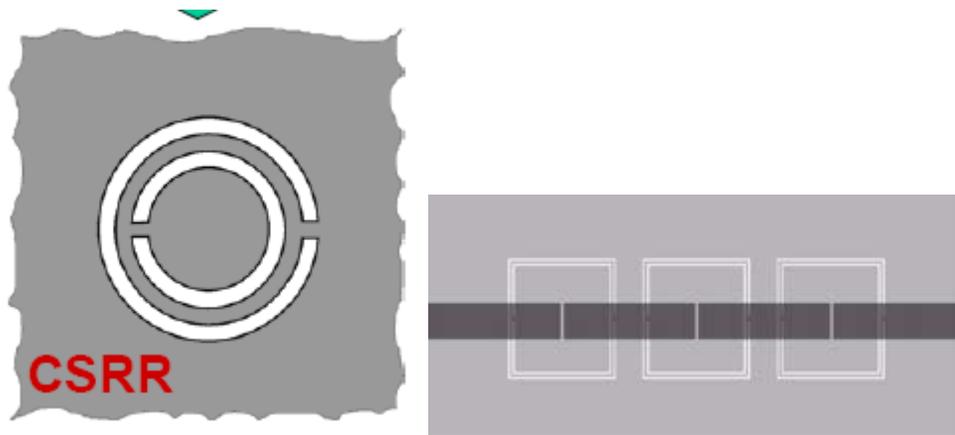


Figure II. 4 (a) Résonateur Complémentaire fondue d'anneaux CSRR, (b) ligne de main gauche résonnant avec  $N=3$  unités cellulaires composées de CSRR carrées et gap.

En utilisant le principe d'anneau fondu « Complementary Split Ringresonator » (CSRR) a été proposée dans [7], figure (II.4.a). Dans la technologie microruban, les CSRRs sont gravées dans le plan de masse sous le microruban, et plus les CSRRs sont excités par le champ électrique, ils produisent une permittivité effective négative. Afin d'obtenir un comportement main gauche, on doit ajouter une particule qui introduit une perméabilité effective négative, ceci est réalisé par gravure et produit des lacunes capacitifs dans la ligne micro-ruban.

Une ligne typique main gauche résonante avec un nombre de cellule  $N=3$  est représentée dans la figure (II.4. b) Cette structure se comporte comme un filtre passe-bande avec une transition rapide dans le bord inférieur de la bande, représenté sur la figure II.5. Cependant elle présente une sélectivité de fréquence faible dans la bande de transition supérieure.

Le circuit équivalent d'une cellule résonnante main gauche est montré dans la figure (II.6), où le circuit résonant est parallèle avec une inductance  $L_r$  et une capacité  $C_r$ , les CSRRs et la ligne microruban est représenté par une inductance  $L$ . le fossé est modélisé par une capacité  $C_g$ , et le CSRR est électriquement couplée à la ligne microruban hôte par intermédiaire de la capacité de ligne  $C_c$ .

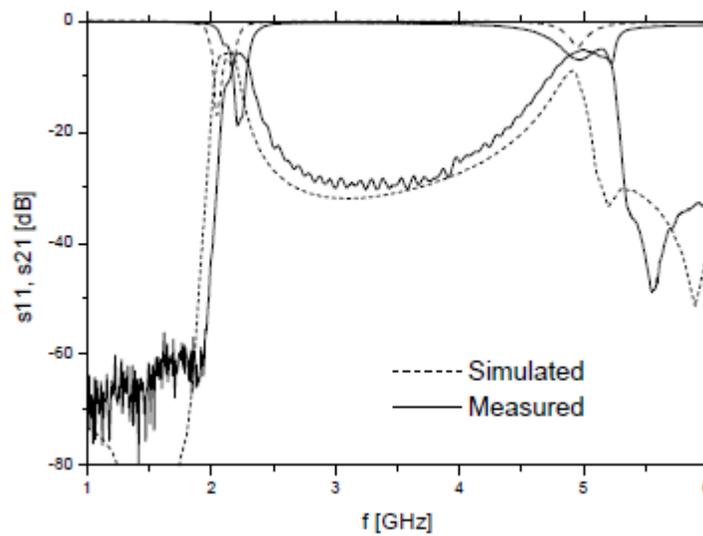


Figure II. 5 paramètres de transmission et de réflexion d'une ligne LH résonante avec  $N=3$ .

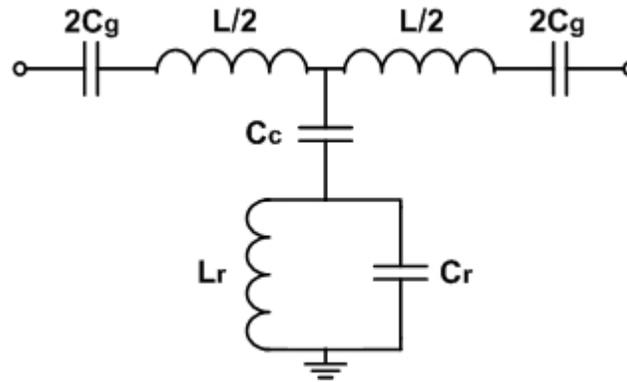


Figure II. 6 circuit équivalent d'une unité cellulaire d'une ligne main gauche résonant.

### II. 3. 2. L'approche ligne de transmission (ligne composée main droite-main gauche sans pertes)

La ligne de transmission purement main gauche est un cas idéal ; en réalité ces structures sont irréalisables car les effets de la propagation main droite entrent en jeu, ces effets ont été représentés par une inductance en série et une capacité en parallèle. 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. Le cas général est donc la ligne de transmission composée main droite-main gauche (CRLH TL : composite right-left handed transmission line), la notion du CRLH TL a été introduite par Caloz [18]. La figure (II.7) montre le schéma électrique équivalent d'un tronçon de ligne de transmission composée main droite-main gauche considéré sans pertes. Les caractéristiques essentielles du CRLH TL peuvent être déduites par l'analyse du circuit équivalent où l'impédance série et l'admittance parallèle linéiques sont données par :

$$Z' = j[L_R \omega - 1/(C'L\omega)] \quad (\text{II.3})$$

$$Y' = j[ C_R \omega - 1/ (L'_L \omega) ] \quad (\text{II.4})$$

En basses fréquences le circuit de la figure suivante se comporte comme un tronçon de ligne de nature main gauche, donc un stop band de nature main gauche existe au dessous d'une fréquence de coupure qui peut être calculée en fonction des éléments du circuit main gauche (CLLL). En hautes fréquences le circuit CRLH devient un tronçon de ligne de nature main droite, et au dessus d'une certaine fréquence qui peut être calculée en fonction des éléments du circuit RH ( $L_R C_R$ ) il existe un stop band de nature main droite.

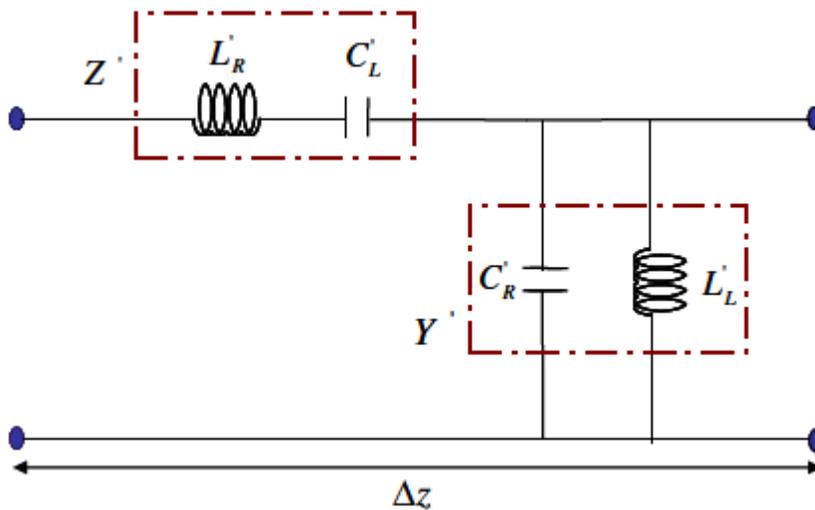


Figure II. 7 Circuit équivalent d'un tronçon de ligne composite main droite/ gauche.

La résolution des équations des télégraphistes permettent d'obtenir l'impédance caractéristique de la ligne composite sous la forme:

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \sqrt{\frac{L'_R C'_L \omega^2 - 1}{L'_L C'_R \omega^2 - 1}} \quad (\text{II. 5})$$

Nous introduisons les variables suivantes :

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad (\text{II. 6})$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad (\text{II. 7})$$

Où  $\omega_s$  et  $\omega_p$  représentent la fréquence de résonance série et parallèle respectivement. La constante de propagation peut être calculée par l'expression générale suivante :

$$\gamma = j \sqrt{\frac{(L'_R C'_L \omega^2 - 1)(L'_L C'_R - 1)}{L'_L C'_L \omega^2}} = j S(\omega) \sqrt{\frac{(\omega^2 - \omega_s^2)(\omega^2 - \omega_p^2)}{L'_L C'_L \omega_s^2 \omega_p^2 \omega^2}} \quad (\text{II. 8})$$

Selon la racine carrée, la constante  $\gamma$  peut être purement réelle ou purement imaginaire, la fonction signe  $S(\omega)$  est donnée par :

$$S(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < (\omega_s, \omega_p) \text{ Région main gauche.} \\ +1 & \text{si } \omega > (\omega_s, \omega_p) \text{ Région main droite.} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

La figure (II.8) montre les différents types et intervalles de propagation selon la fonction signe et la constante de propagation.

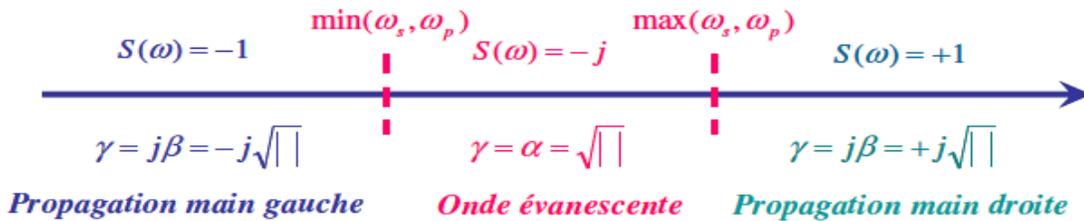


Figure II. 8 Les différents intervalles de propagation.

Les diagrammes de dispersion-atténuation de la ligne purement main droite (PMD), de la ligne purement main gauche (PMG) et de la ligne composite main droite/gauche (CMDG) pour une propagation d'énergie selon la direction des  $z$  positifs sont représentés (figure (II.9)). Ces diagrammes montrent que la courbe de la ligne CMDG tend vers la courbe de dispersion de la ligne PMG en basses fréquences et qu'elle tend vers la courbe de la ligne PMD en hautes fréquences. La différence entre les deux fréquences de résonance (série et parallèle) a pour

résultat un gap entre ces deux fréquences, ce cas est connu sous le nom de « ligne non équilibrée ». Quand ces deux fréquences sont égales, on parlera de « ligne équilibrée » et le gap se referme avec une vitesse de groupe non nulle.

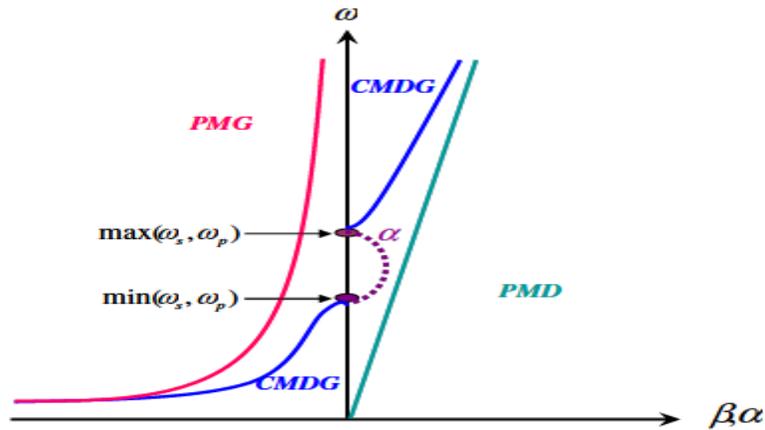


Figure. II 9 Diagramme de dispersion-atténuation pour les trois types de propagation selon la direction des z positifs.

**II. 3. 2. 1. Lignes composée main droite-main gauche avec pertes**

La ligne CMDG avec pertes est le cas réel de la propagation combinée. Le modèle circuit électrique d'un tronçon de cette ligne est présenté dans la figure (II.10), l'impédance et l'admittance linéiques sont données par :

$$Z' = R' + j X' \quad \text{avec} \quad X' = L'_R \omega - \frac{1}{C'_L \omega} \tag{II. 10}$$

$$Y' = G' + j B' \quad \text{avec} \quad B' = C'_R \omega - \frac{1}{L'_L \omega} \tag{II. 11}$$

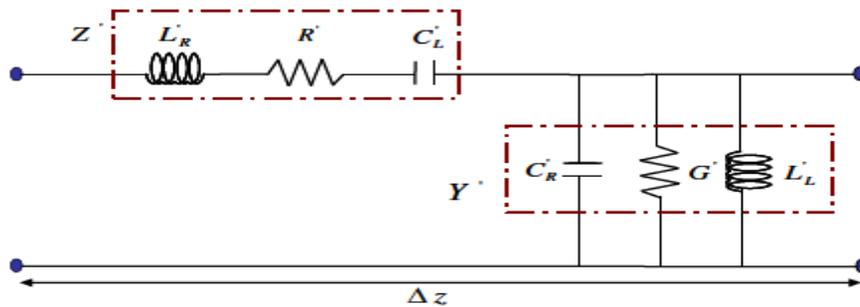


Figure II. 10 Schéma équivalent d'un tronçon de ligne composite main droite/ gauche avec pertes.

La constante de propagation complexe et l'impédance caractéristique peuvent être calculées par les expressions suivantes :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z' Y'} = \sqrt{(R' G' - X' B') + j(R' B' + G' X')} \quad (\text{II. 12})$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{R' + jX'}{G' + jB'}} \quad (\text{II. 13})$$

Les effets des pertes pour la ligne de transmission classique (main droite) sont bien connus. Pour avoir une idée sur les effets des pertes sur la ligne composite main droite/gauche en particulier dans l'intervalle où la propagation est main gauche (les basses fréquences), une ligne main gauche a été considérée car elle est une bonne approximation de la ligne composite en basses fréquences. En basses fréquences, on considère  $L'_R = C'_R = 0$  la constante de propagation d'une ligne purement main gauche avec pertes est donnée par :

$$\gamma_L = -j \frac{\sqrt{1 - R'G' \left(\frac{\omega}{\omega_L}\right)^2 + j\omega(C'_L R' + L'_L G')}}{\left(\frac{\omega}{\omega_L}\right)} = \alpha_L + j\beta_L \quad (\text{II. 14})$$

Ou :

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (\text{II. 15})$$

En pratique, les structures microondes à basses fréquences ont des pertes ohmiques et diélectriques relativement faibles, à partir de cette hypothèse et après quelques manipulations mathématiques, la constante de propagation se réduit à :

$$\gamma_L = -j \frac{1}{(\omega/\omega_L)} \left[ 1 + \frac{j}{2} (C'_L R' + L'_L G') \right] \quad (\text{II. 16})$$

La constante de phase et les pertes sont alors les suivantes :

$$\beta \approx -\frac{\omega L}{\omega} \quad (\text{II. 17})$$

$$L \approx \frac{1}{2} \left[ R' Y_L + \frac{G'}{Y_L} \right] \quad (\text{II. 18})$$

Ou :

$$\gamma_L = \sqrt{\frac{C_L}{L_L}} \quad (\text{II. 19})$$

La ligne PMG à faibles pertes présente la même constante de propagation que la ligne PMG sans pertes et le même facteur d'atténuation que celui de la ligne main droite, donc le mécanisme de pertes est le même dans une ligne main gauche que dans une ligne classique (main droite).

Les courbes de dispersion ont été présentées sur la figure (II.11), où les indices (0, 1, 2) représentent respectivement les cas d'une ligne sans pertes, d'une ligne à faibles pertes et d'une ligne à fortes pertes.

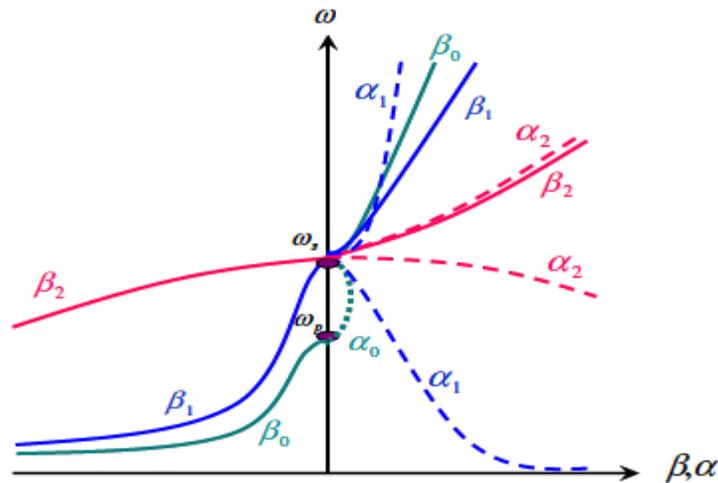


Figure II. 11 Diagramme de dispersion-atténuation pour une ligne composite main droite/ gauche pour le cas  $\omega_s$  et  $\omega$  selon le niveau de pertes.

Les lignes composées « main droite main gauche » (composite right left handed) homogènes n'existent pas dans la nature, mais elles peuvent être construites en cascade d'un certain nombre de lignes CRLH, la première structure CRLH de ce type a été proposée dans [19],

qui a utiliser un condensateur interdigital pour l'obtention d'une capacité  $C_1$  main gauche, et une courte circuité vers le plan de masse « shunt stub » pour avoir une inductance  $L_1$  main gauche comme représenté sur la figure (II.12).

La capacité main droite  $C_r$  existe toujours en raison de la capacité entre la ligne micro-ruban et le plan de masse, et l'inductance main droite  $L_r$  est provoquée par le flux magnétique généré par le courant dans le condensateur interdigital.

Les coefficients de transmission et de réflexion mesurée de la ligne de transmission main gauche construite en cascade de 12 cellules unitaires de ce type sont tirés à partir de [20] dans la figure (II.13) montre que cette ligne offre près de 100% de la large bande de fréquence du milieu gauche, qui représente son avantage majeur sur les structures similaires de résonance du type main gauche. Cependant, cette large bande de LH n'est pas sans ondulation.

Un autre avantage de l'approche TL est qu'il peut facilement être généralisé en deux ou même trois dimensions, par association simple des cellules unitaires dans des directions différentes, [7].

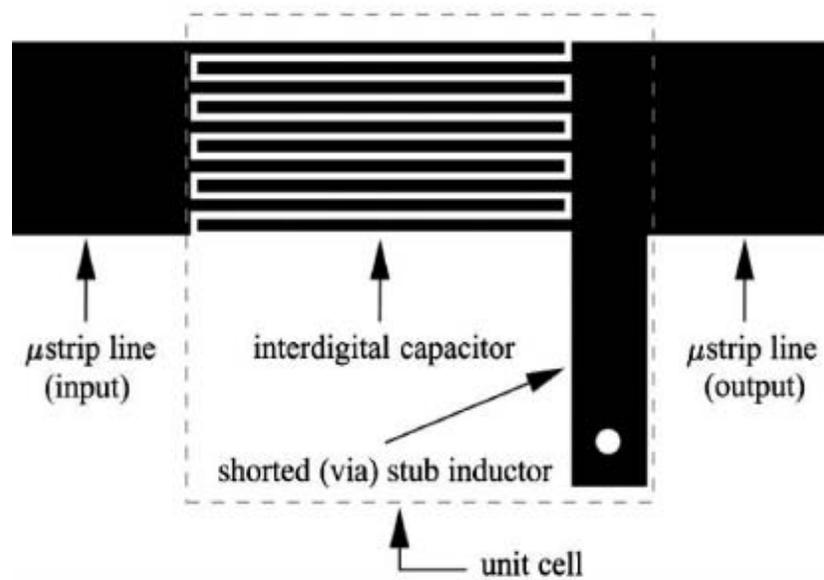


Figure II. 12 Cellule unitaire CRLH en technologie micro-ruban.

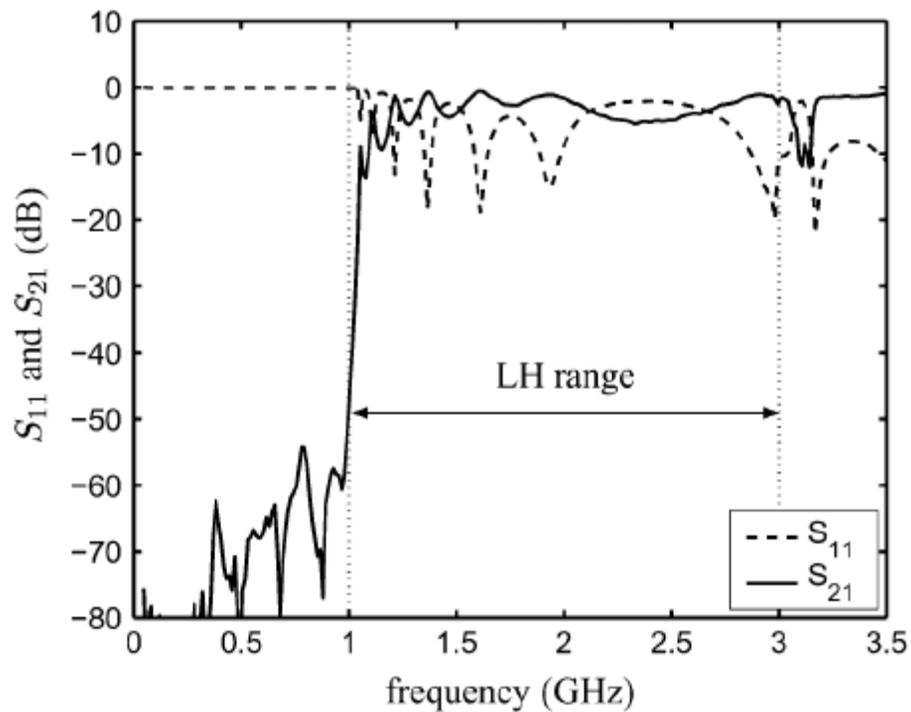


Figure II. 13 les paramètres de transmission et de réflexion mesurée d'une ligne main gauche composé de 12 unités cellulaires [20].

L'approche ligne de transmission main gauche, est généralement utilisé dans la conception des certain dispositifs à micro-onde ont été proposées, telles que guide d'ondes des antennes, coupleurs, lentille plane, etc. [7]. Cependant, dans toutes les applications, l'utilisation de la cellule élémentaire de la figure. (II.13) donne des pertes d'insertion très élevés. Cela a conduit à conclure que les petites dimensions obtenues par l'application des structures main gauche sont toujours liée à des pertes d'insertion relativement élevés.

### II. 3. 2. 2. Technique de dispersion

La technique de dispersion est une méthodologie qui commande la relation de dispersion d'une structure de ligne de transmission pour remplir les conditions d'application.

Cette méthode est particulièrement appropriée pour la ligne de transmission métamatériau parce que sa courbe de dispersion peut être facilement mesurée. La figure (II.14) montre le diagramme de dispersion de la ligne de transmission CRLH basé sur les paramètres du circuit équivalent. En appliquant les conditions aux limites pour les structures périodiques de Bloch-Floquet et en employant la matrice ABCD d'une cellule unitaire, les valeurs propres peuvent être facilement résolues :

$$B(\omega) = \frac{1}{\rho} \cos^{-1} \left( 1 + \frac{ZY}{2} \right) \quad (\text{II. 20})$$

$$\begin{cases} Z(\omega) = j(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}) \\ Y(\omega) = j(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}) \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$

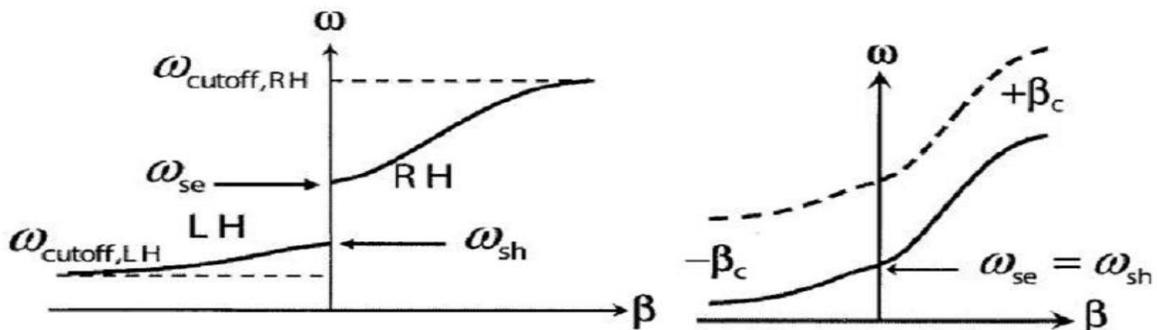


Figure II. 14 la relation de dispersion du CRLH-TL pour le cas déséquilibré (a) et le cas équilibré (b).

Suivant les indications de la figure II.16 (a), deux courbes discrètes correspondant à la portion de RH et à la portion de main gauche sont tracées. Ces deux courbes discrètes sont liées par la fréquence de résonance du circuit série, la fréquence de résonance du circuit parallèle, et deux fréquences de coupure correspondant à la ligne de transmission de RH (filtre passe-bas) et ligne de transmission main gauche (filtre passe-haut). La largeur de bande de l'espace spectral entre la ligne de transmission RH et la ligne de transmission de main gauche est déterminée par  $\omega_{se}$   $\omega_{sh}$ . La fréquence de résonance du circuit série, la fréquence de résonance du circuit parallèle, et les deux fréquences de coupure sont définies par

$$\omega_{serie} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (\text{II. 22})$$

$$\omega_{shunt} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (\text{II. 23})$$

En se basant sur les équations précédentes, les fréquences de résonance du circuit série et celles du circuit parallèle peuvent être échangées selon les valeurs des paramètres de circuit équivalent.

Si le rapport ( $w$  séries) n'est pas égal au rapport ( $w$  shunt), ce cas est défini comme un cas non équilibré, suivant les indications de la figure (II.14 (a)). Les impédances caractéristiques pour la ligne de transmission main droite et la ligne de transmission de main gauche sont définies comme suit :

$$Z_{0, RH} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (\text{II. 24})$$

$$Z_{0, LH} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (\text{II. 25})$$

Dans le cas non équilibré, les impédances caractéristiques ci-dessus sont dépendantes de la fréquence. Pour le cas équilibré, le rapport de et de et le rapport de et de son identique. Suivant les indications de la figure II.14 (b), le diagramme de dispersion

devient continu et l'espace spectral disparaîtra. En outre, les fréquences de résonance séries et shunt se placent au même point sur l'axe de fréquence. À cette fréquence particulière, la constante de propagation peut être nulle. D'ailleurs, les impédances caractéristiques définies dedans (II. 24) et (II. 25) seront identiques et indépendantes de la fréquence. Les valeurs des paramètres de circuit équivalent devraient être soigneusement choisies quand le cas équilibré est exigé, cependant, le cas non équilibré est assez utilisable pour beaucoup d'applications.

### **II. 3. 3. L'approche hybride**

L'approche hybride combine des particules provenant des deux précédentes approches: SRR et CSRR d'un côté, les gaps et shunts stubs de l'autre côté. En règle générale, les SRRs et les gaps fournissent une perméabilité négative, tandis que CSRRs et les shunts stubs fournissent une permittivité négative. En utilisant diverses combinaisons de ces particules, les métamatériaux hybrides peuvent être conçus. La cellule unitaire qui combine les shunts stubs et CSRRs a été présenté en [21]. Il a été utilisé pour la conception de filtres passe-bande compacts ultra-larges. Toutefois, il convient de noter que la bande passante obtenue de cette manière n'est pas toute a fait disponible dans la nature.

D'autres combinaisons de ces particules peuvent également être utilisées. Une unité de cellules qui se compose d'une ligne micro-ruban SRR chargé et un adaptateur d'impédance inductif comme représentée sur la figure (II.15). L'optimisation des dimensions à la fois des SRRs et des shunts stubs joue un rôle crucial, car ils doivent à la fois fonctionner à la même fréquence pour produire un comportement LH. L'obtention d'une plage étroite de ce comportement est due à des largeurs de gammes très différentes ou les shunts stubs et les SRRs produisent une permittivité et une perméabilité négative.

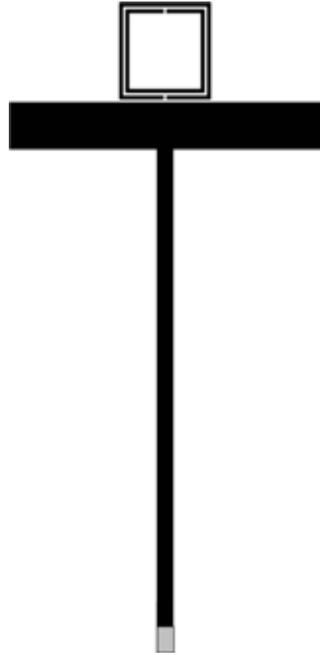


Figure II. 15 Unit cell that consists of SRR-loaded microstrip line and inductive stub.

Une autre cellule unitaire peut être faite par la combinaison de SRR et CSRR, comme représenté sur la figure (II.16). Encore une fois, la procédure d'optimisation doit être employée. Cependant, les SRRs et CSRRs avec les mêmes dimensions ne peuvent pas résonner à la même fréquence.

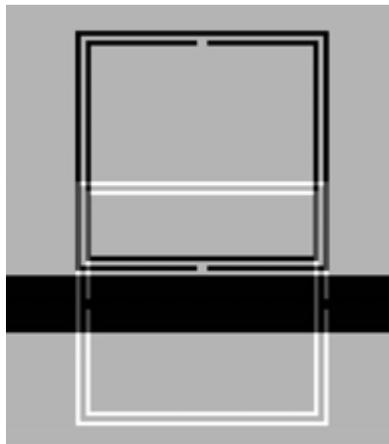


Figure II. 16 cellule unitaire composees de SRR et CSRR.

## II. 4. CONCLUSION

Selon l'application, le concepteur est confronté au choix entre l'approche résonante, l'approche ligne de transmission ou hybride. Bien caractérisé en plage de fréquences étroite LH, le métamatériau résonnant peut être appliqué avec succès dans la conception de filtres et les surfaces sélectives en fréquence. D'autre part, les métamatériaux typiques basée sur les lignes de transmission présentent de très larges plages de LH, mais souffrent d'ondulation élevée dans la bande passante.

Cependant les Structures hybrides, qui combinent des particules de ces deux approches peuvent être utilisées pour améliorer les caractéristiques des dispositifs à micro-ondes, comme à accroître la sélectivité de fréquence du filtre, etc.

Il a été généralement admis que l'application des métamatériaux LH est toujours liée à des pertes d'insertion relativement élevés, même si elle se traduit aussi dans des structures très compactes. Récemment, cet inconvénient a été surmonté par des nouvelles cellules unitaires basées sur de spirales court-circuité qui présentent des dimensions super-compactes avec des faibles pertes d'insertion.

### III.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié les différentes approches des metamateriaux, Ce chapitre porte sur la modélisation et la conception de coupleurs directifs à base des metamateriaux, Nous commencerons par présenter la méthode des éléments finis par la suite nous présentons les résultats de simulation concernant les deux types de coupleurs le premier basé sur l'approche main droite / gauche et le deuxième sur l'approche résonant, nous avons donné une importance pour montrer que nous sommes toujours dans la bande metamateriau. Dans ce cadre, nous exploitons le simulateur HFSS pour l'analyse des coupleurs.

### III.2 LA METHODE DES ELEMENTS FINIS (HFSS)

La méthode des éléments finis est conceptualisée par A. Hrennikoff et R. Courant dans les années 1940 pour résoudre des problèmes de mécanique de structures [22]. Quelques années plus tard, elle est introduite en électromagnétisme pour résoudre l'équation de Maxwell. C'est un outil mathématique qui résout de manière discrète les équations aux dérivées partielles. De manière générale, l'équation porte sur une fonction spécifique définie sur un domaine et comporte des conditions aux bords permettant d'assurer existence et unicité de la solution.

La méthode des éléments finis repose sur un découpage de l'espace selon un maillage. D'habitude l'on choisit un maillage tétraédrique qui a l'avantage de s'adapter facilement aux structures complexes mais rien n'empêche de le modifier suivant la géométrie du domaine et de mailler plus finement certains endroits que d'autres (Figure III.1). La résolution de l'équation aux dérivées partielles sur chaque nœud du réseau des éléments finis donne une solution approximée par des fonctions d'interpolation.



Figure III.1 Exemples de maillages adaptatifs utilisés en FEM.

L'équation aux dérivées partielles ne peut pas être résolue directement dans le maillage. Elle doit pour cela être écrite sous une forme variationnelle. Cette forme contient les informations de l'équation aux dérivées partielles et les conditions aux limites. Le principe consiste à minimiser ou maximiser l'énergie autour de la solution réelle. Parallèlement, la solution est approximée sur un élément par des fonctions d'interpolation  $a_i$ . La même base de fonctions d'interpolation est utilisée pour tous les éléments qui sont très souvent une famille de fonctions polynômes. Pour simplifier, les fonctions d'interpolation d'un élément sont nulles au-delà de cet élément. La somme de ces fonctions d'interpolation pondérées par des coefficients  $\psi_i$  nous donne la solution sur un élément.

$$u_{1\text{élément}} = \sum_{i=1}^N \psi_i a_i \quad (\text{III. 1})$$

Enfin, la solution  $u$  est remplacée dans la formulation variationnelle par la solution approximée. Un système d'équation dont les variables sont les coefficients  $\psi_i$  de chaque élément est obtenu et la solution finale en est extraite.

Le logiciel qui utilise la méthode des éléments finis en électromagnétisme est HFSS. Il est commercialisé par la société ANSOFT pour modéliser des dispositifs propagatifs en résolvant l'équation de Maxwell :

$$\nabla \times \left[ \frac{1}{\mu_r} \nabla \times E \right] - k_0^2 \epsilon_r E = 0 \quad (\text{III. 2})$$

C'est un code fréquentiel : l'équation d'onde doit être résolue pour chaque fréquence.

La fréquence est fixée et le champ électrique est calculé. Le balayage de fréquences permet de connaître la solution pour une gamme de fréquences, mais toujours à partir du

même maillage. Il convient alors de fixer la fréquence principale la plus élevée. Ce code 3D crée un maillage tétraédrique adaptatif.

C'est-à-dire que l'HFSS utilise une méthode d'interpolation combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est créé et automatiquement redéfini dans les régions critiques. Une solution est extraite à partir d'un maillage, puis suivant la convergence de la solution, affine le maillage ou non en discrétisant de manière plus précise les régions sur lesquelles un pourcentage d'erreurs est élevé. Ce processus d'itération mène à une solution avec une bonne approximation de la valeur réelle.

Pour limiter le temps de calcul, il y a plusieurs possibilités de restriction du domaine de calcul. Les plans perfect E et perfect H donnent des conditions de murs électriques et magnétiques et la fonction master-slave permet d'indiquer au logiciel que le domaine de calcul se répète périodiquement à l'infini en 1, 2, 3 dimensions. Il est ainsi possible de modéliser une structure périodique 2D comme des surfaces sélectives en fréquences à partir d'une cellule élémentaire. Au niveau des excitations, il est possible de modéliser plusieurs types d'ondes, les simulations HFSS réalisées ci-après utilisent une onde plane classique. Ce logiciel de modélisation permet de visualiser la répartition des champs électriques et magnétiques ainsi que des courants, de calculer la transmission et la réflexion entre des plans définis, de visualiser le diagramme de rayonnement.

HFSS (électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis.

Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) **design**, chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre **Project Manager** dans l'environnement HFSS.

### III.3 CONCEPTION DE COUPLEUR METAMATERIAUX DIRECTIF A BASE DEUX APPROCHES (CRLH, RESONANT)

Dans cette partie on va présenter deux types de coupleurs directionnels a base des métamatériaux : le Coupleur directionnel ligne-coupleur et le coupleur de ligne de branchement et on va interpréter les résultats de Simulation.

#### III.3.1 Définition des Coupleurs directionnels

Les coupleurs directionnels sont généralement les plus utilisés dans la micro-onde et les systèmes de RF.

Quelques applications des coupleurs directionnels sont signalées : la surveillance et la commande de niveau automatique, modulateurs de phase quadrature, signal se dédoublant, combinant, et de déphasage. Le schéma fonctionnel d'un coupleur 4-port directionnel est montré dans fig.III.2 Le signal d'entrée est appliqué au port 1 et est divisé parmi les ports traversant et couplés, les ports 2 et 3 respectivement, selon la valeur du coefficient d'accouplement  $C$ .

Un coupleur directionnel est caractérisé par le coefficient d'accouplement  $C$ , et l'isolement  $I$ , qui sont définis comme suit :

$$C = 10 \log\left(\frac{P_1}{P_3}\right) = -20 \log |S_{31}| \quad \text{III.3}$$

$$I = 10 \log\left(\frac{P_1}{P_4}\right) = -20 \log |S_{41}| \quad \text{III.4}$$

là où  $P_1$  est la puissance d'entrée au port 1, et  $P_3$  et  $P_4$  est les puissances de rendement des ports couplés et d'isolement respectivement. Si un coupleur directionnel est conçu pour réaliser des puissances égales le rendement au couplage et par des ports,  $P_2 = P_3$  (en d'autres termes, un coefficient d'accouplement 3dB), il se nomme habituellement comme coupleur hybride. L'isolement d'un coupleur indique qu'à quel point le coupleur empêche le signal d'entrée de fuir à mettre en communication 4 (port d'isolement). Un autre paramètre employé dans la littérature pour caractériser des coupleurs est la directivité  $D$ , qui est définie comme :

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \left| \frac{S_{31}}{S_{41}} \right| \quad \text{III.5}$$

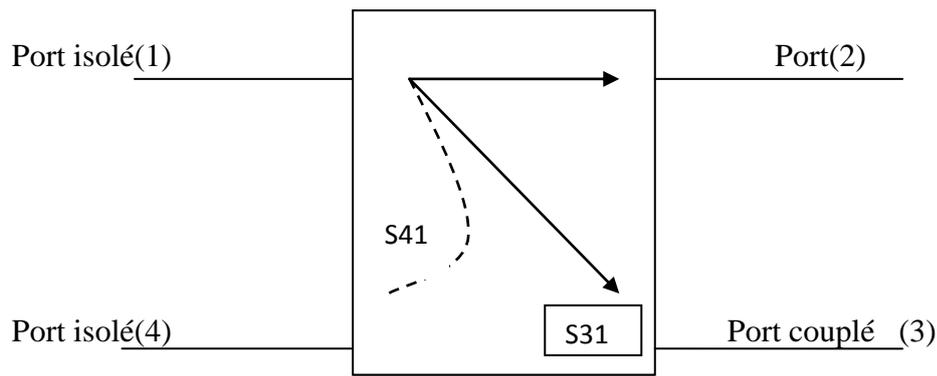


Figure III.2 diagramme de coupleur directionnel à 4 ports

Cependant, la directivité peut être impliquée du coefficient d'accouplement et de l'isolement en utilisant l'équation suivante :

$$D = I - C \text{ en (dB)} \quad \text{III.6}$$

L'utilisation du micro ruban TL pour concevoir les coupleurs directionnels est l'une des méthodes aux coupleurs planaires d'instrument appropriés le bas facteur aux plus communes de forme RF et les systèmes de micro-onde. Les réalisations de TL des coupleurs directionnels imposent des limitations au secteur occupé par les coupleurs particulièrement pour des systèmes fonctionnant dans la basse gamme de fréquence de GHz. les Coupleurs directionnels peut être classifié dans quatre catégories principales selon leur structure :

- \* Coupleurs directionnels de ligne de branchement (BLC)
- \* Coupler-ligne coupleurs directionnels
- \* coupleurs directionnels de l'Lumped-élément LC
- \* Coupleurs directionnels metamaterial de NRI/PRI (Négative Réfractive Index/ Positive Réfractive Index)

### III.3.2 Coupleurs Directionnels ligne-coupler

Un coupleur directionnel ligne-coupler se compose de deux microrubans étroitement espacé TL, comme montré dans figure.III.5.La quantité d'accouplement, et par conséquent le coefficient d'accouplement  $C$ , entre deux micros ruban TL est une fonction de leur largeur et espacement, aussi bien que l'épaisseur du substrat et constante diélectrique [23]. Mais, la quantité de puissance couplée au port 3, est non seulement en fonction du coefficient d'accouplement  $C$ , mais également en fonction de la longueur du coupleur. Pour maximiser

la puissance couplée de électrique de longueur  $\pi / 2$  est habituellement sélectionné pour la conception de la coupler-ligne coupleurs, qui correspond à  $\lambda / 4$  longueurs.

un accouplement spécifique donne coefficient  $C$  , et une impédance caractéristique  $Z_o$  , puis exigé même et les impédances d'impair-mode caractéristiques du TL couplé devraient être calculé en utilisant les équations suivantes :

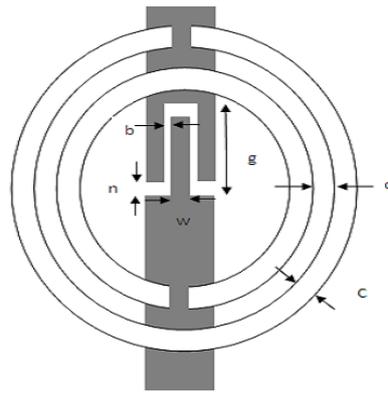
$$Z_{0E} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad \text{III.7}$$

$$Z_{oO} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad \text{III.8}$$

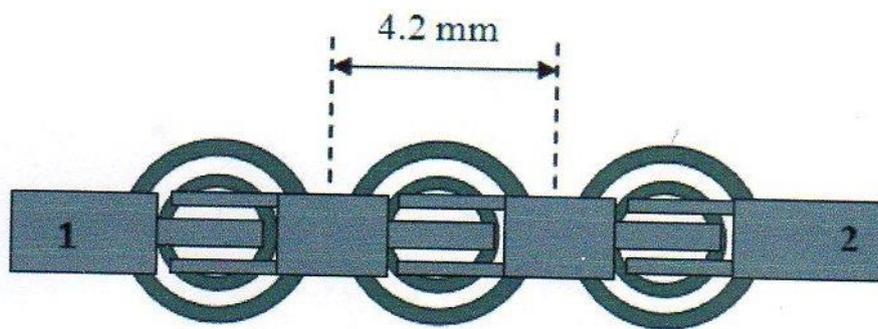
### III. 3. 2. 1 COUPLEUR DIRECTIONNEL

#### III.3.2.1.1 coupleur directionnel avec 3 SRR

L'idée d'utilise les structures LHM dans les coupleurs pour avoir la propagation en arrière a été proposé par [24] ici la même approche est suivie pour montrer comment le couplage vers l'avant peut transférer la puissance vert l'arrière si la ligne micro ruban LHM composée de CSRR et des gaps capacitifs sont employés .Donc la propagation de l'onde gauchère est observée dans des coupleurs directionnels métamatériaux qui sont composés d'une ligne droitière de microruban conventionnelles et d'une ligne métamatériaux de LHM. Un prototype est montrer sur la figure (III.4); la puissance est couplée vert l'arrière (du port d'entrer 1 vert le port 4), ce qui est différent de coupleur (du port1 vertle port3) constitués de deux ligne microruban conventionnels s'approchant l'une à l'autre [25] figure (III.5).la validation de la structure de LHM est obtenue en effectuant des simulation de prototype .Dans ce cas, le substrat est de RogersR03010 (de hauteur  $h=1.27\text{mm}$  et de constante diélectrique relative  $\epsilon_{r=10.2}$ ) les anneaux ont un rayon externes de  $r_{ext}=2\text{mm}$ ,une largeur  $c=0.2\text{mm}$ ,et une séparation  $d=0.2\text{mm}$  .avec cette géométrie ,on s'attend à ce que la fréquence de résonance des anneaux soit  $f_0=4.5$ . les gaps capacitifs ont une longueur  $g=1.6$ et une largeur  $n=0.2\text{mm}$  dans la section étroite et  $b=0.2\text{mm}$  dans la section large ;le doigt en métal a une longueur de  $1.4\text{mm}$  et de largeur  $W=0.4\text{mm}$ .

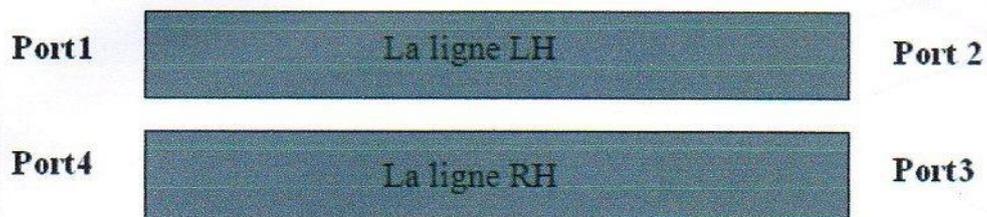


(a)



(b)

Figure III.3 (a) La cellule utilisée pour réaliser le coupleur directionnel, (b) ligne LHM utilisé pour réaliser le coupleur



(a)

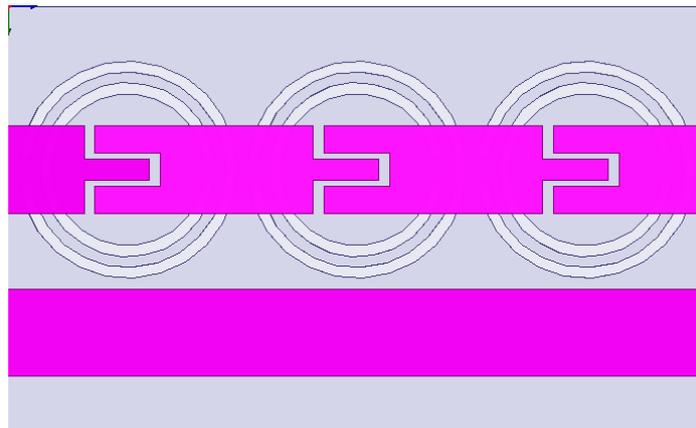


Figure III.4 structure de coupler RH/LH (a), ce dernier sous HFSS(b)

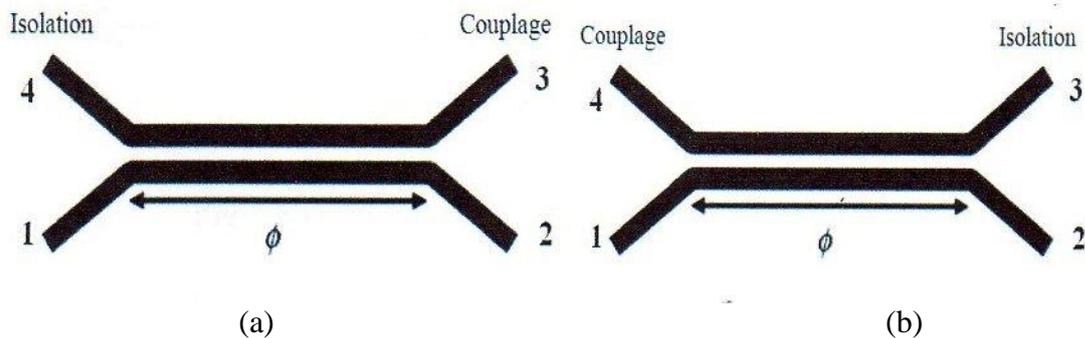


Figure III.5 désignation des ports de couplage et d'isolation pour la puissance en avant (a) et en arrière (b)

### RESULTATS OBTENUS

Après avoir conçu cette structure, et après avoir fait entrer nos dimensions, notre type d'excitation (wave port), nous avons choisi comme variables de sortie les paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{41}$ , le résultat est représenté dans le rapport suivant :

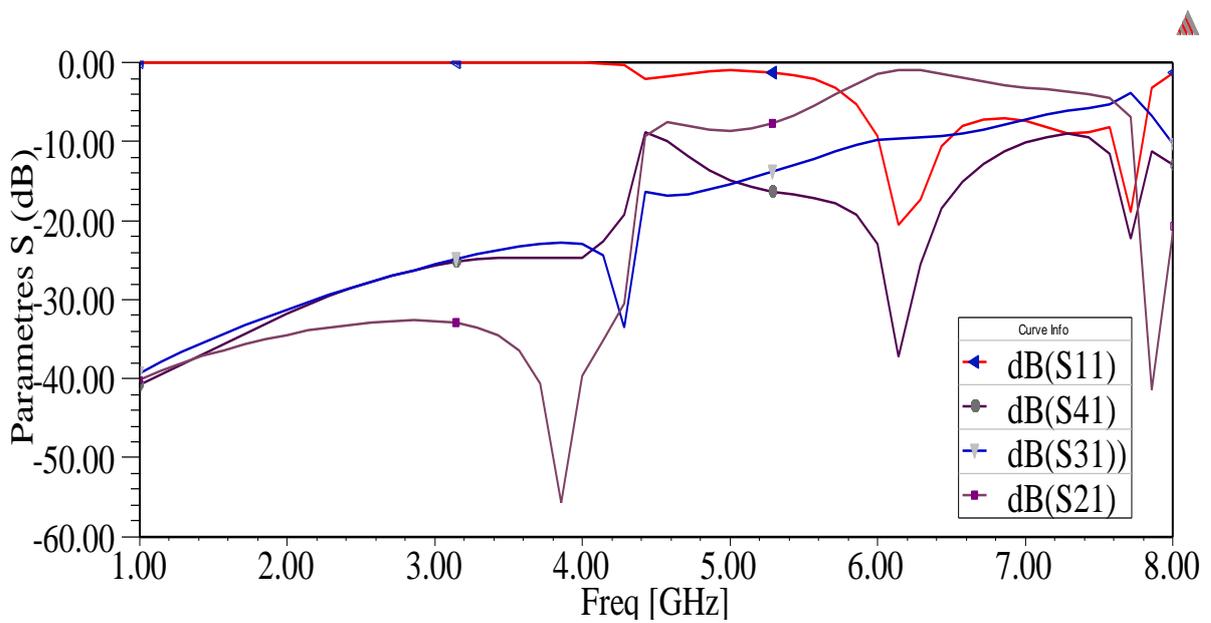


Figure III.6 paramètres S du coupleur directionnel.

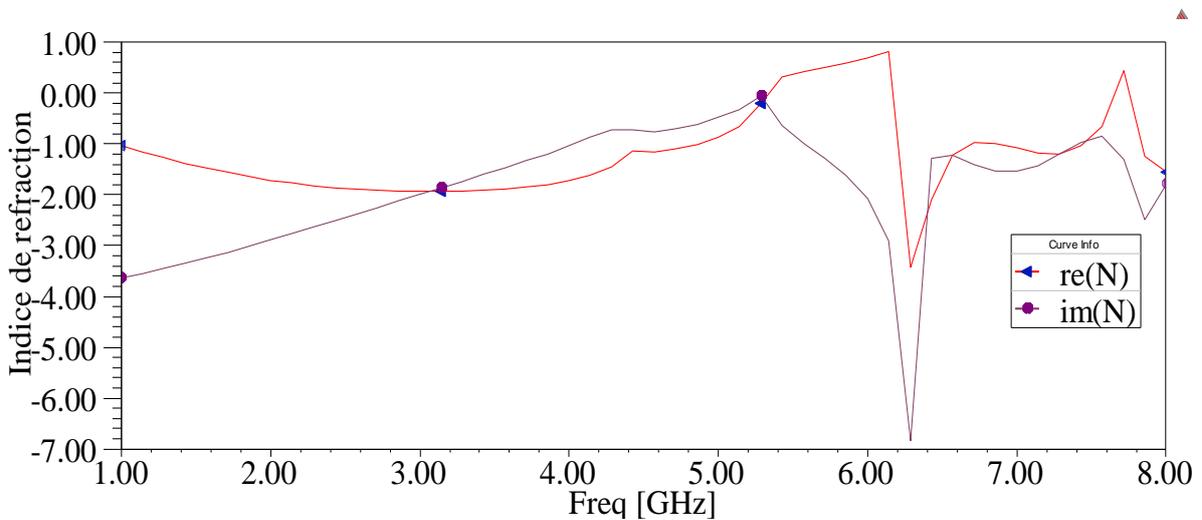


Figure III.7 l'indice de réfraction n pour le coupleur directionnel

Dans la figure (III.6) nous remarquons que le S11 démarre à 0 dB ; jusqu'à la fréquence 4.2 GHz ou il commence à diminuer jusqu'à - 22 dB a la fréquence 6.2 GHz .et après commence a augmenté jusqu'à -10dB a la fréquence 6.6 GHz et reste stable jusqu'à la fréquence 7.6 GHz et puis il y a une diminuassions jusqu'à - 20 dB et à la fin augmente ;et à partir de cette résultats de simulation on peut remarquer qu' il y a deux pic de S11 et S41 ; le

premier correspond à la fréquence 6.2GHz et le deuxième correspond à la fréquence 7.8 GHz et on peut dire qu'il y a une bande de fréquence entre [6.2GHz ;7.8GHz] (figure III .8) donc on conclure que la puissance couplage peut transférer en arrière pour la bande (LHM) 6.2GHz à 7.6GHz.

### III.3.2.1.2 Coupleur Directionnel Avec 6 SRR

Dans cette deuxième partie, nous allons soustraire la structure précédente du plan de masse, ainsi qu'on va ajouter trois anneaux à côté des anneaux précédent, les mêmes procédées vont être suivi dans la conception de cette structure.

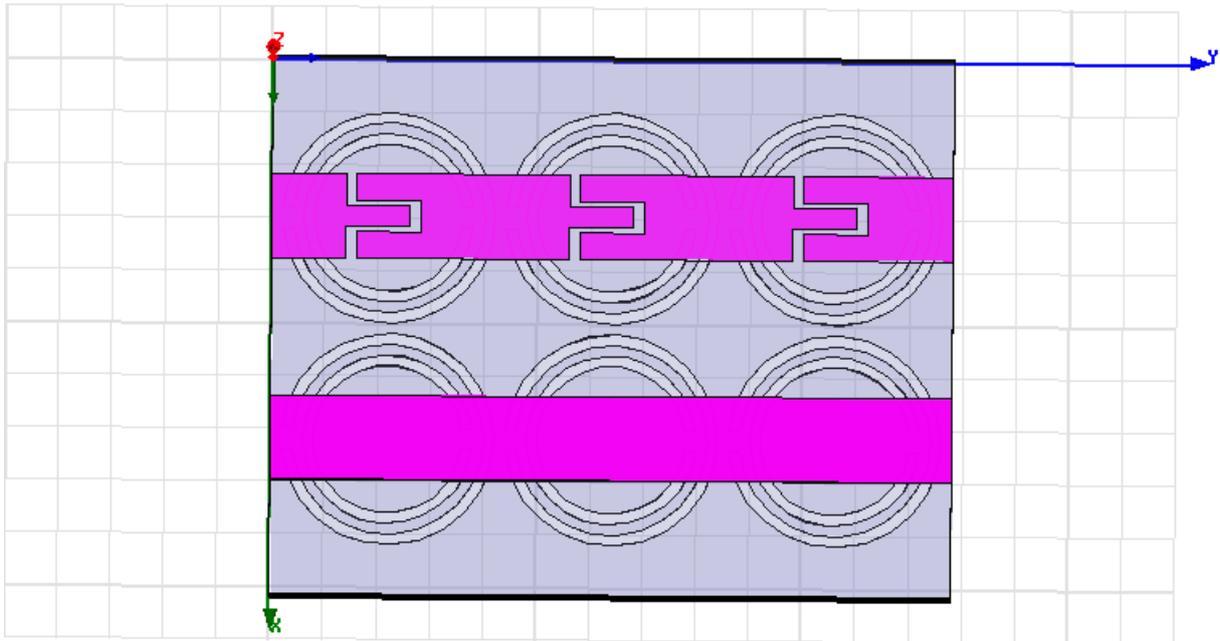


Figure III.8 Représentation de structure coupleur directionnel à six SRR sous HFSS

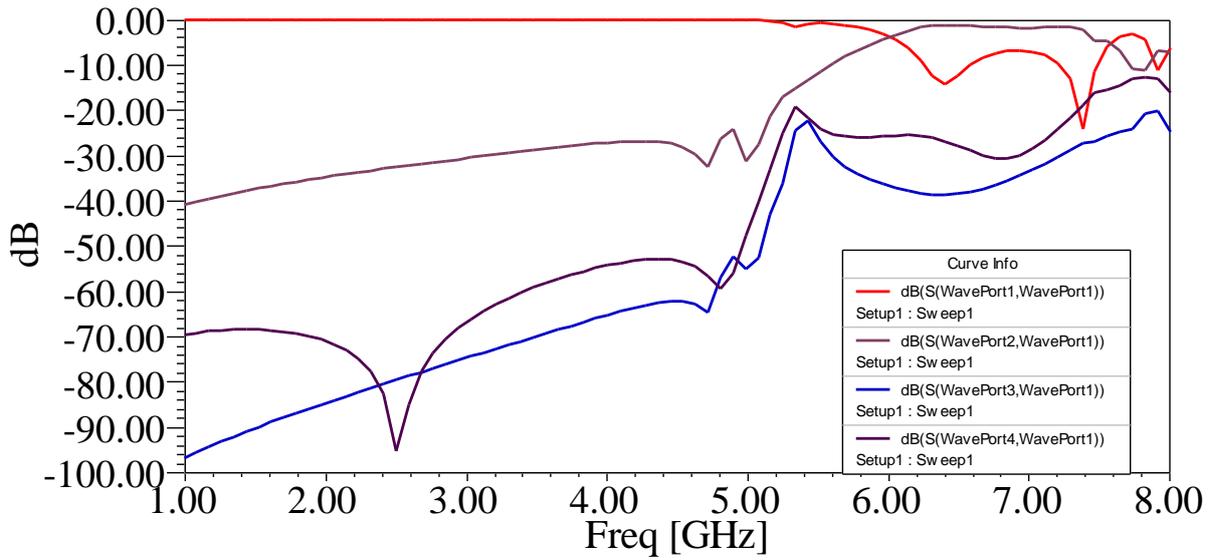


Figure III.9 paramètres S du coupleur directionnel à 6 SRR

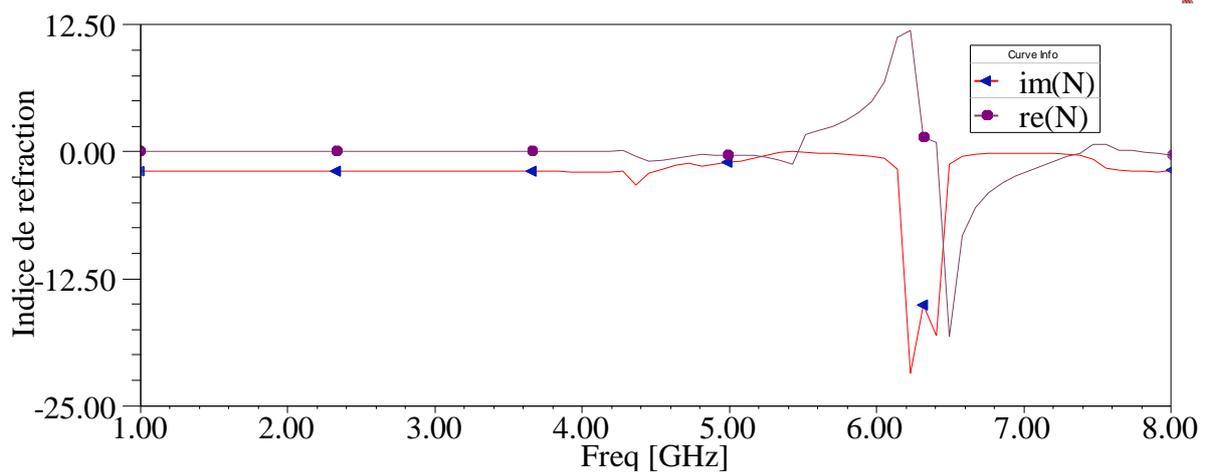


Figure III.10 l'indice de réfraction n pour le coupleur directionnel avec 6 SRR

Dans la figure (III.9) nous remarquons que le S11 démarre à 0 dB ; jusqu'à la fréquence 5.2 GHz ou il commence à diminuer jusqu'à - 18 dB a la fréquence 6.3 GHz .et après commence a augmenté jusqu'à -10dB a la fréquence 7.2 GHz et reste stable jusqu'à la fréquence 7.6 GHz et puis il y a une diminution jusqu'à - 28 dB et à la fin augmente ;et à partir de cette résultats de simulation on peut remarquer si on fait la projection à -6 dB (l'intersection de S11 avec S31) sur l'axe de fréquence nous donne deux valeurs 6GHz et 7.8GHz

### III.3.3 COUPLEUR BRANCHE-line

Un nouveau coupleur de ligne de branchement (BLC) est conçu, qui est basé sur la structure ligne composée main droite /gauche remise de transmission d'abord proposée par Itoh et Caloz. L'analyse théorique et les résultats de simulation sont présentés en cet partie. On lui montre que les dimensions du coupleur hybride de CRLH sont beaucoup plus petites que ceux des contreparties conventionnelles, de ce que peut trouver des applications importantes dans la conception de la micro-onde et le millimètre ondulent des circuits intégrés.

Certains chercheurs ont étudié autre genre de LHM planaire basé sur la ligne de transmission avec la perte très faible et plus au loin de la largeur de bande [26]-[27]. Un du LHM planaire appelé Composite de La ligne de transmission remise par Right/Left (CRLH) était première proposé par Christophe Caloz, et Tatsuo Itoh en 2002[28].

Ils ont réalisé un certain nombre de dispositifs à micro-ondes et antennes basées sur la structure de CRLH.

Puisque des coupleurs de ligne de branchement (BLC) sont largement répandus dans le RF circuits et réseaux de conducteur d'antenne, grande quantité de l'attention a été prêtée pour étudier la possibilité de leurs miniaturisations.

le coupleur de ligne de branchement(BLC) base sur le CRLH est discuté en détail. Résultats de simulation sont présentés pour être conformés aux prévisions théoriques.

#### III.3.3.1 Analyse Théorique

Afin d'analyser et concevoir le LHM planaire basé sur la ligne de transmission (TL) approche comme conventionnelle des matériaux droitiers, la théorie CRLH-TL ont été présentés et développé par Caloz et Itoh [29], qui ont considéré la ligne Transmission de CRLH en tant que méta matériaux homogènes. L'exécution de réseau du CRLH-TL a été décrite dans la référence [29], où la bande gauchère et droitère a discuté en détail. Le modèle général du CRHL-TL se compose d'une inductance  $L'_R$  en série avec une capacité  $C'_L$  et une capacité de shunt  $C'_R$  parallèlement à une inductance  $L'_L$ , comme montré dans figure (III.11),

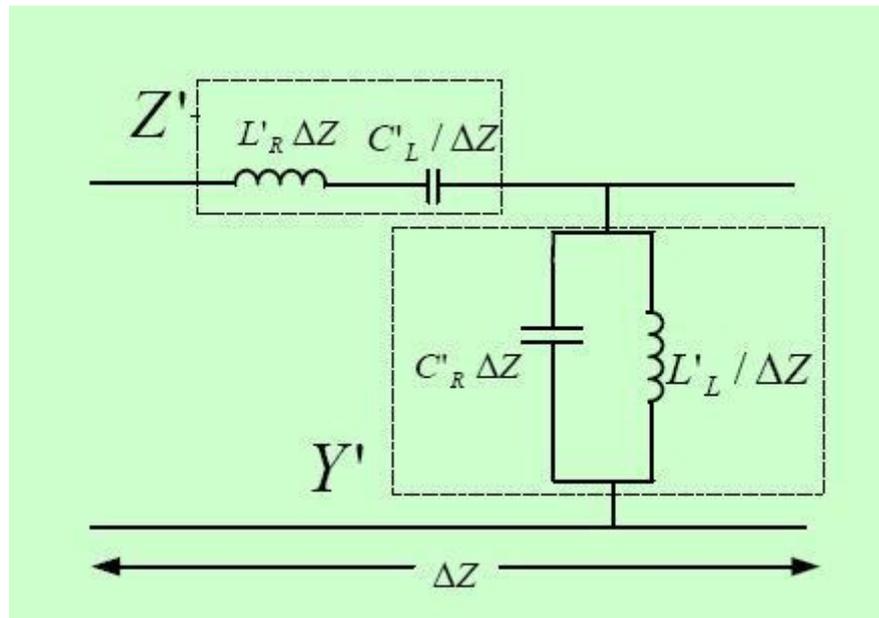


Figure III.11 Modèle de circuit équivalent de CRLH-TL homogène

Le modèle de cellules unitaire peut être mis en application par l'un ou l'autre surface-monter les composants de la technologie (SMT) ou les composants distribués. Puisque les composants de SMT sont seulement disponibles dans des valeurs discrètes et sont limitées aux basses fréquences [29], des composants distribués ont été employés pour la réalisation de CRLH-TL unidimensionnel. L'interdigital des condensateurs et les inducteurs de moignon ont été utilisés, et la cellule unitaire est montrée dans figure (III.12).

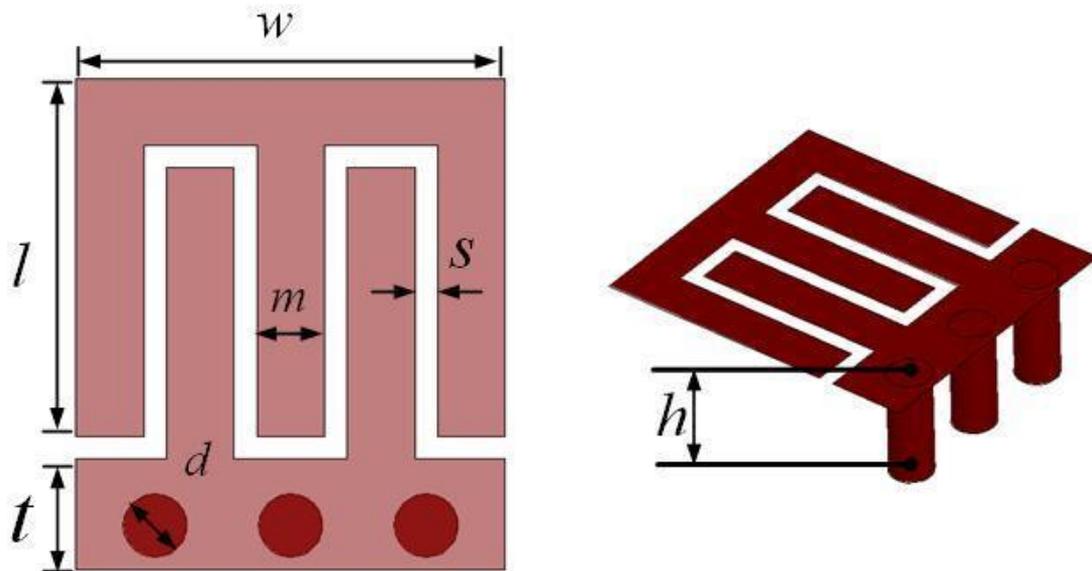


Figure III.12 L'exécution physique de CRLH cellule unitaire sur le microruban avec les condensateurs et le moignon interdigital inducteurs

Dans cette cellule, la capacité entre la trace et plan de masse fournit la capacité de Rhésus, et l'induction de Rhésus est causée par le flux magnétique produit par l'écoulement courant du condensateur interdigital. En cascadeant l'unité cellule de mode périodique avec l'état  $p < \frac{\lambda_g}{4}$ , nous peut obtenir le CRLH-TL homogène équivalent.

### III.3.1.2 RESULTATS DE SIMULATION ET RELIE DISCUSSIONS

Le coupleur proposé de ligne de branchement basé sur le CRLH est montré dans figure.III.13, où le conventionnel quart-onduler la microruban-ligne a été remplacé par Unités de CRLH.

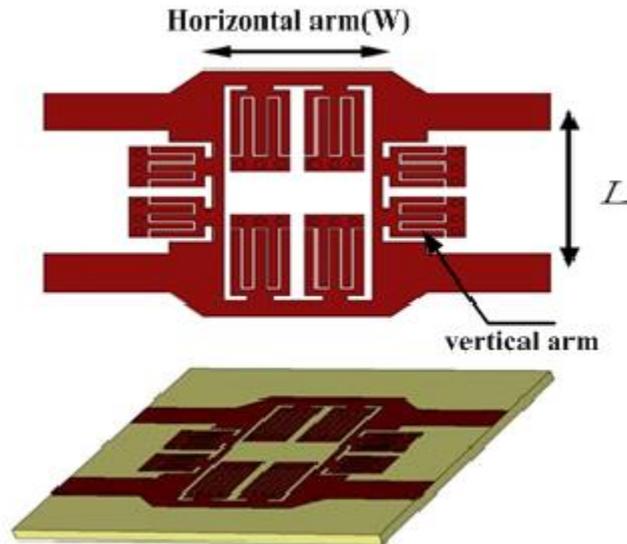


Figure III.13 Le BLC basé sur le CRLH-TL

Les dimensions des unités de CRLH utilisées dans l'horizontal le bras de BLC sont énumérés ci-dessous:  $w=2.4\text{mm}$ ,  $l=3.9\text{mm}$ ,  $t=0.8\text{mm}$ ,  $d=0.4\text{mm}$ ,  $m=0.4\text{mm}$ ,  $s=0.1\text{mm}$ , tandis que pour les unités dans les bras verticaux, nous avons  $w=2.4\text{mm}$ ,  $l=2.2\text{mm}$ ,  $t=0.8\text{mm}$ ,  $d=0.4\text{mm}$ ,  $m=0.4\text{mm}$ ,  $s=0.1\text{mm}$ . La différence des dimensions pour les unités dans les bras horizontaux et verticaux est en raison de la condition de l'impédance et de la S-matrice pour coupleur à quatre orifices de ligne de branchement basé sur la référence [30]. Le substrat est choisi d'être F4B avec la constante diélectrique relative 2.65 et l'épaisseur est placée en tant que 0.8mm.

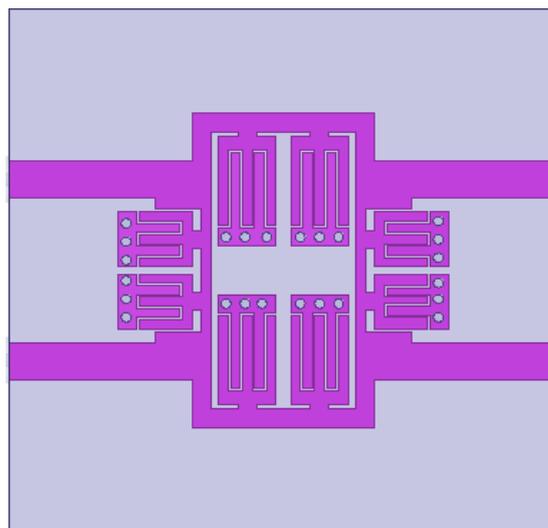


Figure III.14 Schémas de coupleur de ligne de branchement BLC sous HFSS

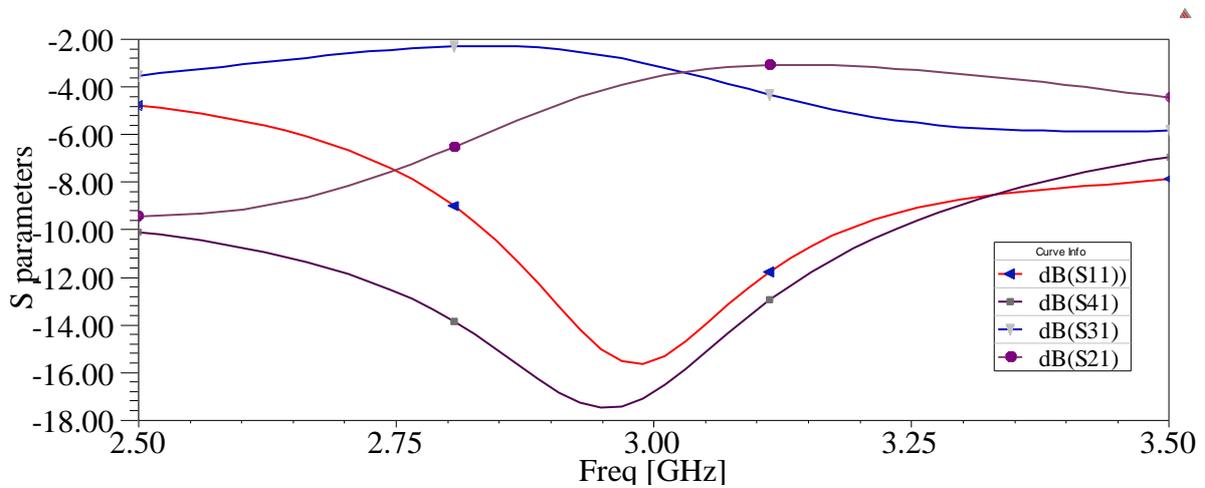


Figure III.15 paramètres S du coupleur BLC.

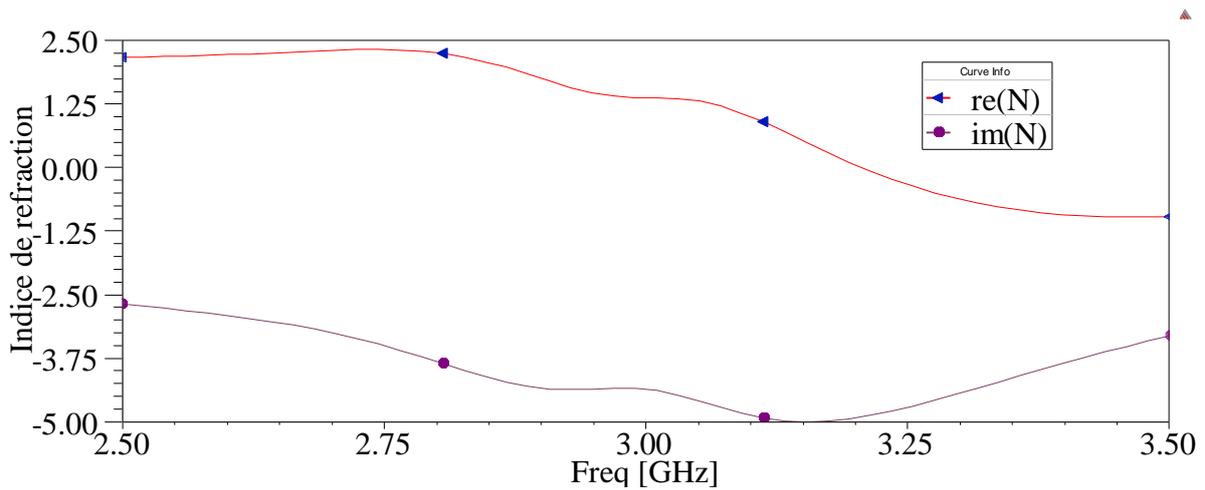


Figure III.16 l'indice de réfraction N pour le coupleur BLC

A la fréquence 2.98GHz, les résultats correspondants obtenus de simulation ont été montrés dans figure(III.15) Les amplitudes de  $|S_{21}|$  et de  $|S_{31}|$  sont près de  $-3\text{dB}$  à cette fréquence (2.98Ghz), tandis que les amplitudes de  $|S_{41}|$  et  $|S_{11}|$  sont au-dessous de  $-12\text{ dB}$ , imperméabilise dont la bonne exécution du coupleur à la fréquence désirée.

### III.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons exposé les résultats de conception des coupleurs que nous avons simulés par le simulateur HFSS, qui est basé sur la méthode des éléments finis.

En conclusion de notre analyse nous avons conclu que les coupleurs métamatériaux offrent l'avantage d'avoir un grand coefficient de couplage. De plus, les coupleurs métamatériaux à base de SRR (split ring resonator) sont faciles à fabriquer et sont bien adaptés pour l'utilisation dans les circuits micro-onde et les réseaux cellulaires (exemple : le cas des téléphones haut débit).

# LISTE DES FIGURES

## CHAPITRE I :

Figure I.1 : Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.....	13
Figure I.2 : Un métamatériau doublement négatif bidimensionnel.....	13
Figure I. 3: Le champ électrique E, le champ magnétique H, le vecteur de propagation k et le vecteur Poynting dirigent S pour la propagation es ondes électromagnétiques, (a) RHM ( $\epsilon > 0$ , $\mu > 0$ ) (b) LHM ( $\epsilon < 0$ , $\mu < 0$ ).....	15
Figure I.4: représentation défèrent type de medias.....	17
Figure I.5 : Orientation des vitesses de phases et de groupe dans un milieu RHM et LHM...	17
Figure I.6 : Réfraction de la lumière et loi de Snell.....	19
Figure I.7: Réfraction dans un matériau d'indice négatif (métamatériaux).....	20
Figure I.8 les fils métalliques qui donnent la constante diélectrique négative.....	21
Figure I.9 : la permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence.....	22
Figure I.10 la structure Swissrole qui donne une perméabilité négative.....	22
Figure I.11 Effet Doppler.....	23
Figure I.12 effet de cerenkov inversé.....	24
Figure I.13 Mode de Un piège à lumière.....	25
FigureI.14 Focalisation avec une lentille ordinaire (a) et (b) et une superlentille.....	26
Figure I.15 Image produite une supers lentille (A) et une lentille ordinaire (B).....	27
Figure I.16 : Schéma théorique du contournement des ondes électromagnétiques dans un matériau à indice négatif dans un but de camouflage.....	28
Figure I.17 : Propagation guidée et accordable dans un cristal photonique bidimensionnel avec deux lignes de défauts.....	30

## CHAPITRE II :

Figure II.1 Circuit équivalent d'un tronçon de ligne main droite .....	31
Figure II.2 Circuit équivalent d'un tronçon de ligne main gauche sans pertes.....	33
Figure II.3 (a) split ring resonator (SRR) et (b) SRR-loaded microstrip line.....	34
Figure II.4 (a) Résonateur Complémentaire fondue d'anneaux CSRR, (b) ligne de main gauche résonnant avec N=3 unité cellulaire composé de CSRR carrées et gap.....	35
Figure II.5 paramètres de transmission et de réflexion d'une ligne LH résonante avec N=3..	36
Figure II. 1 : circuit équivalent d'une unité cellulaire d'une ligne main gauche résonant.....	37
Figure II. 2 : Circuit équivalent d'un tronçon de ligne composite main droite/ gauche.....	38
Figure II. 3 : Les différents intervalles de propagation.....	39
Figure. II 4 : Diagramme de dispersion-atténuation pour les trois types de propagation selon la direction des z positifs.....	40
Figure II. 5 : Schéma équivalent d'un tronçon de ligne composite main droite/ gauche avec pertes.....	40
Figure II. 6 : Diagramme de dispersion-atténuation pour une ligne composite main droite/ gauche pour le cas $w_s$ et $w$ selon le niveau de pertes.....	42
Figure II. 7 : Cellule unitaire CRLH en technologie micro-ruban.....	44
Figure II. 8 : les paramètres de transmission et de réflexion mesurée d'une ligne main gauche composé de 12 unités cellulaires.....	44
Figure II. 9 : la relation de dispersion du CRLH-TL pour le cas déséquilibré (a) et le cas équilibré (b).....	45
Figure II. 10 : Unit cell that consists of SRR-loaded microstrip line and inductive stub.....	48
Figure II. 11 : cellule unitaire compose de SRR et CSRR.....	48

## CHAPITRE III

Figure III.1. Exemples de maillages adaptatifs utilisés en FEM.....	51
Figure III.2 diagramme de coupleur directionnel à 4 ports.....	54
Figure III.3 :(a) La cellule utilisé pour réaliser le coupleur directionnel (b) ligne LHM utilisé pour réaliser le coupleur.....	56
Figure III.4 : structure de coupleur RH/LH (a), ce dernier sous HFSS(b).....	57
Figure III.5 : désignation des ports de couplage et d'isolation pour la puissance en avant (a) et en arrière (b).....	57
Figure (III.6) paramètres S du coupleur directionnel .....	58
Figure(III.7) l'indice de réfraction n pour le coupleur directionnel .....	58
Figure (III.8) Représentation de structure coupleur directionnel a six SRR sous HFSS.....	59
Figure (III.9) paramètres S du coupleur directionnel a 6 SRR.....	60
Figure III.10 l'indice de réfraction n pour le coupleur directionnel avec 6 SRR.....	60
Figure III.11.Modèle de circuit équivalent de CRLH-TL homogène.....	62
Figure III.12.L'exécution physique de CRLH cellule unitaire sur le microruban avec les condensateurs et le moignon interdigital inducteurs.....	63
Figure III.13.Le BLC basé sur le CRLH-TL.....	64
Figure III.14 Schémas de coupleur de ligne de branchement BLC sous HFSS.....	64
Figure III.15 paramètres S du coupleur BLC.....	65
Figure III.16 l'indice de réfraction N pour le coupleur BLC.....	65

## LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Définition
$n$	L'indice de réfraction
$c$	La vitesse de la lumière
$t$	Variable de temps
$\nabla \times$	Courbure
$\omega$	Pulsation
$E$	Champ électrique lié à la fréquence
$H$	Champ magnétique lié à la fréquence
$\mu$	Perméabilité
$\varepsilon$	Permittivité
$K$	Vecteur de propagation des ondes
$v_p$	Vitesse de phase
$v_g$	Vitesse de groupe
$S$	Vecteur de poynting
$\omega_p$	La fréquence pour le mode longitudinal de plasma
$\varepsilon_{eff}$	La permittivité diélectrique effective
$\sigma$	La conductibilité
$\rho$	Résistance par unité de longueur
$\mu_{eff}$	Perméabilité effective