الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE UNIVERSITE DE MEDEA



FACULTE DE LA TECHNOLOGIE DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE

Projet de Fin d'étude

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes de télécommunications

Etude Et Modélisation Des Lignes De Transmission CRLH : Application A L'Adaptation

---

Préparé et présenté par

M. MEFTAHI Merouane

M. AIOULA Imed

Proposé et dirigé par

M. SOUMALI Chaabane

Promotion : 2021

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remercions **ALLAH** qui nous a armé de patience et de courage durant ces longues années d'étude.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères d'abord à **M. SOUMALI Chaabane** pour son aide précieuse à l'élaboration de ce mémoire, ce dernier a toujours été à notre écoute, sa disponibilité pour la réalisation de ce mémoire fut remarquable et nous en sommes reconnaissant.

Nous tenons à remercier Monsieur **BELATTAR Mounir** Maitre de conférences à l'université de Skikda pour son aide continu et précieux

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à toutes nos enseignants qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.

Enfin, nous tenons également à remercier nos amis qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Merci à tous et à tout.

Dédicaces

Je dédie ce travail

à mes chers parents qui ont sacrifiés leur vie

Pour mon succès et m'ont encouragé durant tout mon parcours scolaire.

À mes chers frères **Islem** et **Mohamed**, **Ayman** et ma sœur **Souad** .

Mes tantes et à mes oncle.

À toute la famille **Meftahi.**

À tous mes amis et mes frères.

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation depuis le primaire à ce jour là,

également à tous ceux qui m'ont aidé pour réaliser ce mémoire. Enfin, à tous ceux que j'aime, et qui m'aiment.

MEFTAHI Merouane.

Dédicaces

Je dédie ce travail

à mes chers parents qui ont sacrifiés leur vie

Pour mon succès et m'ont encouragé durant tout mon parcours scolaire.

À mon cher frère **Abdelkarim** et mes sœurs.

Mes tantes et à mes oncle.

À toute la famille **AIOULA.**

À tous mes amis et mes frères surtout **KALACHE Younes**, **HALILALI Mohamed**, **BACHENE Halim**, **Sidali, Issam, Mohamed, Islem** et **Zohir.**

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation depuis le primaire à ce jour là,

également à tous ceux qui m'ont aidé pour réaliser ce mémoire. Enfin, à tous ceux que j'aime, et qui m'aiment.

AIOULA Imed.

ملخص :

يتكون المشروع من دراسة نوع جديد من خطوط النقل على أساس المواد الفوقية. يتكون هذا النوع الجديد من خط النقل المعروف باسم CRLH TL (خط النقل المركب لليمين الأيسر / اليدوي) بشكل أساسي من سلسلة من الخلايا الأولية المتطابقة. تتكون كل خلية من مكثفات مستوية وخنق (تقنية النطاق الصغير). النمذجة ضرورية لاستخراج مصفوفة النقل العالمية (ABCD) ومن الأخيرة يتم الحصول على معاملات الإرسال والانعكاس (المعلمات S). سيتم استخدام النتائج التي تم الحصول عليها لدراسة تطبيق مطابقة المعاوقة لخطوط النقل هذه.

الكلمات المفتاحية : المواد الفوقية ،CRLH TL (خطوط نقل مركبة يمين يسار / يدوي) ، دارة التكيف.

Résumé :

Le projet consiste à étudier un nouveau type de lignes de transmission basé sur les méta-matériaux. Ce nouveau type de ligne de transmission connu sous le nom CRLH TL (Composite Right Left /Handed Transmission Line) est composé essentiellement s'une suite de cellules élémentaires identiques. Chaque cellule est composée de capacités et selfs planaires (technologie micro bande). Une modélisation est nécessaire pour extraire la matrice globale de transfert (ABCD) et a partir de cette dernière les coefficients de transmission et de réflexion (Paramètres S) sont obtenus. Les résultats obtenus seront utilisés pour étudier une application d'adaptation d'impédance des ces lignes de transmission.

Mots clés : Les méta-matériaux, CRLH TL (Composite Right Left /Handed Transmission Lines), Circuit d'adaptation.

Abstract:

The Project consists of studying a new type of transmission line based on méta-materials. This new type of transmission line known as CRLH TL (Composite Right Left / Handed Transmission Line) is essentially composed of a series of identical elementary cells. Each cell is made up of planar capacitors and inductance (micro band technology). Modeling is necessary to extract the global transfer matrix (ABCD) and from the latter the transmission and reflection coefficients (Parameters S) are obtained. The results obtained will be used to study an impedance matching application of these transmission lines.

Keywords: meta-materials, CRLH TL (Composite Right Left /Handed Transmission Lines), matching circuit.

Table des matières

Liste des figures.....I

Liste des tableaux IV

Liste des acronymes.....V

Introduction général :.....1

Chapitre I : Généralités Sur Les Meta-Matériaux

I.1 Introduction :.....3

I.2 définition des méta-matériaux :.....3

I.3 Historique des méta-matériaux : 3

I.4 Les caractéristiques des méta-matériaux :.....6

I.4.1 Réfraction négative :.....6

I.4.2 Vecteur de poynting S : 7

I.4.3 Effet Doppler :.....8

I.4.4 Effet Tcherenkov :.....9

I.4.5 Vitesse de phase et vitesse de groupe :.....10

I.4.6 Déplacement Goos-Hänchen négatif :.....11

I.5 Classification des méta-matériaux : 11

I.6 Structures, Propriétés : 13

I.6.1 Films métalliques minces : 13

I.6.2 Structure Swiss Roll : 14

I.6.3 Résonateur en anneaux fendus : 15

I.6.4 Le CSRR :.....16

I.7 Domaine d'application :.....16

I.7.1 Technologies de l'information et de la communication :.....16

I.7.2 Spatial :.....18

I.7.3 Défense et sécurité :.....18

I.7.4 Nanotechnologies : 19

I.8 Conclusion : 19

Chapitre II : Les Lignes De Transmission A Basse De Méta-Matériaux

II.1 Introduction : 20
II.2 Théorie des lignes de transmissions : 20
II.2.1 Ligne de transmission main-droite : 20
II.2.2 Ligne de transmission main-gauche : 22
II.2.3 Ligne de transmission composite main-droite/gauche sans perts : 25
II.2.4 Ligne de transmission composite main-droite/gauche avec pertes : 29
II.3 Réalisation de lignes méta-matériaux : 32
II.3.1 Approche par éléments localisés en microstrip : 32
II.3.2 Approche circuit résonant : 33
II.3.3 Approche hybride : 34
II.4 Implémentations planaires : 35
II.4.1 Implémentations micro-ruban : 35
II.4.2 Implémentations coplanaire : 37
II.5 Conclusion : 38

Chapitre III : Adaptation D'impédance Par Cascade De Cellule CLRH-TL

III.1 Introduction : 39
III.2 Adaptation d'impédance : 39
III.3 Différentes méthodes d'adaptation : 40
III.3.1 Adaptation par éléments localises : 40
III.3.2 Adaptation avec Un Stub : 41
III.3.3 Adaptation avec Deux Stubs : 42
III.3.4 Le Transformateur Quart D'onde : 43
III.4 adaptation par ligne CRLH : 44
III.4.1 Modèle de cellule unitaire de CRLH-TL : 44

III.4.2 Analyse de la structure des cellules en cascade : 46
III.4.3 CRLH TL comme les réseaux de L-section : 52
III.4.4 évaluation de paramètre S : 55
III.4.5 évaluation d'impédance d'entrée: 59
III.4.6 limites de Réactance série et susceptance shunt : 60
III.5 Conclusion : 64
Conclusion général : 65
Bibliographie : 66

Liste des figures

Figure I.1 : Le premier schéma de principe de la réfraction négative publié en 1950 par L.I. Mandelshtam 4

Figure I.2 : Principe de la propagation main gauche issu du professeur V.G. Veselago 5

Figure I.3 : Nombre de publication en échelle logarithmique en fonction des années dans le domaine des matériaux à indice de réfraction négatifs. Figure tirée de 6

Figure I.4 : Effet d'une onde qui se propage sur le point de discontinuité Entre un milieu Right-Hand et Left-Hand 7

Figure I.5 : Système des vecteurs pour une onde plane TEM dans les matériaux RH et LH. .. 8

Figure I.6 : Effet Doppler. 8

Figure I.7 : Effet Tcherenkov inversé. 9

Figure I.8 : Orientation des vitesses de phase et de groupe dans un milieu RHM et LHM 10

Figure I.9 : Effet Goos-Hänchen pour des matériaux RHM et LHM. 11

Figure I.10 : la nouvelle classification des matériaux. 12

Figure I.11 : Trièdre indirect caractérise par la règle de la main gauche. 13

Figure I.12 : Fils métalliques qui donnent une perméabilité **ε** négative 14

Figure I.13 : Structure Swiss Roll qui donne une perméabilité μ négative 14

Figure I.14 : Géométries planaires des cellules unitaires d'un SRR ; a) structure circulaire, b) structure carrée 15

Figure I.15 : Géométries de SRR (a) et de CSRR (b) 16

Figure II.1 : Modèle de ligne de transmission main-droite avec pertes composé de trois cellules unitaires. 21

Figure II.2 : Cellule unitaire pour un réseau distribué L-C 2D 22

Figure II.3 : Modèle de ligne de transmission main-gauche avec pertes composé de trois cellules unitaires. 23

Figure II.4 : Diagramme de la vitesse de groupe et de phase en fonction de la fréquence d'une ligne de transmission méta-matériau. 24

Figure II.5 : Une cellule unitaire du circuit équivalent pour une ligne de transmission composite main-droite/gauche. 26

Figure II.6 : Les différents intervalles de propagation. 27

Figure II.7 : Diagramme de dispersion-atténuation pour les trois types de propagation selon la direction des z positifs. 28

Figure II.8 : Schéma équivalent d'un tronçon de ligne composite main droite/ gauche avec pertes..... 30

Figure II.9 : Diagramme de dispersion-atténuation pour une ligne composite adroite/gauche pour le cas $\omega P < \omega S$ selon le niveau de pertes..... 32

Figure II.10 : Unité cellulaire utilisée pour la réalisation d'une ligne de transmission CRLH. 32

Figure II.11 : Vue de dessus du prototype de la ligne micro-ruban composite réalisée avec vingtquatre cellules élémentaires..... 33

Figure II.12 : Prototype pour avoir un comportement main gauche pour l'approche circuit résonant : a) Cellule unitaire, b) Vue en coupe de trois cellules. **34**

Figure II.13 : Circuit équivalent d'une cellule unitaire. 34

Figure II.14 : Exemple des cellules hybrides : a) structure simple, b) structure complexe. ... 35

Figure II.15 : Exemple d'un circuit équivalent d'une approche hybride. 35

Figure II.16 : Prototypes de coupleurs. (a) : coupleur CRLH asymétrique de neuf cellules de base , (b) : coupleur CRLH asymétrique à ondes inversées. 36

Figure II.17 : Prototypes d'antennes. (a) : antenne CMDG à résonance d'ordre zéro, (b) antenne résonante en micro ruban CMDG en boucle..... 36

Figure II.18 : (a) Prototypes d'une ligne méta-matériau coplanaire, (b) sa réponse en fréquence 37

Figure II.19 : (a) : Cellule élémentaire. (b) : layout final du MG CPW..... 37

Figure III.1 : Réseau d'adaptation d'impédance. 39

Figure III.2 : Réseau d'adaptation en L pour Rc>Ro..... 41

Figure III.3 : Réseau d'adaptation en L pour Rc<Ro..... 41

Figure III.4 : a) adaptation d'impédance avec un stub en shunt. b) adaptation d'impédance avec un stub en série 42

Figure III.5 : Adaptation a deux stubs. (a) Adaptation avec deux stubs en shunt..... 43

(b) Circuit équivalent avec deux stubs en shunt. 43

Figure III.6 : Un transformateur d'adaptation quart d'onde à section unique. $\mathbf{l = \lambda 0/4}$ à la fréquence de conception $\boldsymbol{f0}$ 44

Figure III.7 : Circuit électrique équivalent du CRLH TL. 45

Figure III.8 : Ligne de transmission CRLH de longueur d. 46

Figure III.9 : (a) Un réseau à deux ports; (b) une connexion en cascade de réseaux à deux ports. 47

Figure III.10 : Exemple d'application des paramètres ABCD. 48

Figure III.11 : CRLH TL comme réseaux d'adaptation de section L. 53

Figure III.12 : Réactance en série dans le réseau adapté dans le cas d'une cellule unitaire. 54

Figure III.13 : Susceptance en shunt dans le réseau adapté dans le cas d'une cellule unitaire. 55

Figure III.14 : Quadripôle. **55**

Figure III.15 : cefficient de reflexion dans le cas de : cellule unitaire, deux et trois cellules en cascade. 58

Figure III.16 : cefficient de transmission dans le cas de : cellule unitaire, deux et trois cellules en cascade. 58

Figure III.17 : impédance d'entrée d'un linge adaptée composée dans le cas de : cellule unitaire, deux et trois cellules en cascade. 59

Figure III.18 : Limites de réactances en série des cellules unitaires dans le cas d'un $\boldsymbol{XL}$ positif. 62

Figure III.19 : Limites de susceptance en shunt des cellules unitaires dans le cas d'un $\boldsymbol{XL}$ positif. 62

Figure III.20 : Limites de réactances en série des cellules unitaires dans le cas d'un $\boldsymbol{XL}$ negative. 63

Figure III.21 : Limites de susceptance en shunt des cellules unitaires dans le cas d'un $\boldsymbol{XL}$ negative. 63

Liste des tableaux

Tableau III .1 : Relations de matrice ABCD avec le paramètre S.**.....**57

Liste des acronymes

CRLH	Composite Right Left Handed
CSRR	Complementary Split Ring Resonator
DNG	Doublement Negative
MMD	Matériau Main Droite
MMG	Matériau Main Gauche
MMT	Méta-Matériau
SRR	Split Ring Resonator
TL	Transmission Line
LHM	left handed-material
RHM	Right handed material
RH	Right-Hand
LH	Left-Hand
TEM	Transverse électrique-magnétique
PMG	purement main gauche
MTL	Meta-Ligne

Introduction générale

La recherche autour des méta-matériaux est très active aujourd'hui car ce sont des matériaux qui présentent des propriétés électromagnétiques que l'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels. Ils procurent beaucoup d'espoirs pour le développement de nouvelles technologies. Ce sont des matériaux composites artificiels qui ouvrent la voie à de nouveaux développements que ce soit en micro-onde, en optique ou en térahertz.

Les méta-matériaux sont en général des structures périodiques constituées de matériaux diélectriques et métalliques, qui, d'un point de vue électromagnétique se comportent comme un matériau parfaitement homogène. La constitution des méta-matériaux permet de créer un matériau avec la permittivité et/ou la perméabilité que l'on souhaite.

Le but de ce travail est de modéliser un nouveau type des lignes de transmission basé sur les méta-matériaux connu sous le nom CRLH TL (Composite Right Left /Handed Transmission Line). Elle est l'une des structures de méta-matériaux les plus intéressantes. En raison de ses propriétés et performances électromagnétiques particulières, une variété d'applications électromagnétiques basées sur les composants CRLH TL ont été développées.

Dans le première chapitre on va présenter des généralités sur les méta matériaux ; dont on va traiter en particulier : les principes, les propriétés et les caractéristiques des méta matériaux suivit de leur historique et par la suite , on citera les domaines d'applications des méta -matériaux.

On poursuit dans le deuxième chapitre en se basant sur les méta-lignes (MTL) et plus précisément les structures CRLH (Composite Right/Left Handed). Nous commencerons par la présentation de la théorie de la ligne de transmission traditionnelle, et nous nous attarderons sur les différences entre la ligne main droite, la ligne main gauche et la ligne combinée main droite-gauche CRLH (Composite Right/Left Handed).enfin Nous passons notamment en revue les différentes approches méta-lignes et les implémentations existantes dans la littérature.

Et finalement, on finit par le dernier chapitre qui constitue le cœur de notre travail on utilise une nouvelle méthode récurrente pour évaluer les différentes paramètres de la ligne de transmission CRLH TL.

Cette méthode consiste a calculer les paramètres ABCD d'une cascade de cellule unitaire de CRLH, a partir des paramètre ABCD d'une cellule unitaire. Ainsi les paramètre S de circuit globale sont obtenu a partir de matrice ABCD.

On finalise ce travail par utiliser ce type de ligne de transmission comme un circuit d’adaptation.

Chapitre I :

Généralités Sur Les Méta-Matériaux

I.1 Introduction :

Les méta-matériaux, comme leur nom l'indique, sont des matériaux artificiels ayant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels. Les méta-matériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce que l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les méta-matériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs comme un indice optique négatif ou un effet Doppler inversé, par exemple.

Dans ce chapitre nous allons commencer par définir les méta-matériaux On traitera en particulier les classifications, les structures, les propriétés, et les caractéristiques après avoir donné un bref historique sur les méta-matériaux. Ensuite, on citera les domaines d'applications de ce type de matériaux.

I.2 définition des méta-matériaux :

Les méta-matériaux sont des structures artificielles pseudo-homogènes possédant des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature. La propriété particulière qui a fait la renommée des méta-matériaux est la possibilité d'avoir une perméabilité et une permittivité simultanément négatives [1]

Les méta-matériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs (l'indice de réfraction négatif, l'effet de doppler inverse,…).[2]

I.3 Historique des méta-matériaux :

La première tentative pour explorer le concept de matériaux artificiels semble remonter à la fin du 19 ème siècle, quand, en 1898, J.C. Bose a procédé à la première expérience en micro-ondes. Il a utilisé des fibres synthétiques torsadées pour faire tourner la polarisation des ondes électromagnétiques produites par un liquide comme une solution de sucre [3]. En 1904-1905 H. Lamb et H.C. Pocklington ont précisé que certains systèmes mécaniques basés sur des chaines chargées peuvent avoir une opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe [4 ,5]. En 1914, Lindman [6] a étudié des milieux artificiels chiraux constitués par un ensemble de petits fils en spirales orientés aléatoirement dans le milieu principal. La réfraction négative a été étudiée pour la première fois en 1944 par L.I. Mandelshtam, la figure (I.1) montre le premier schéma de la réfraction négative [7].

$$k \sin \varphi = k_1 \sin \varphi_1.$$

Однако последнее равенство удовлетворяется как при угле φ_1, так и при угле $\pi - \varphi_1$.

Требуя по-прежнему, чтобы энергия во второй среде *оттекала* от границы раздела, мы приходим тогда к тому, что фаза должна *набегать* на эту границу и, следовательно, направление распространения преломленной волны будет составлять с нормалью угол

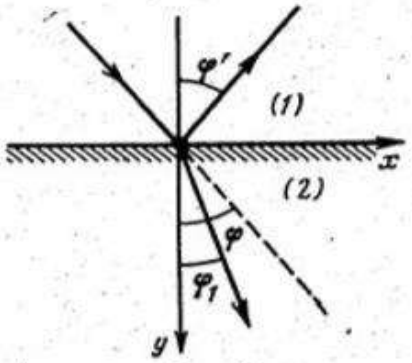


Рис. 12

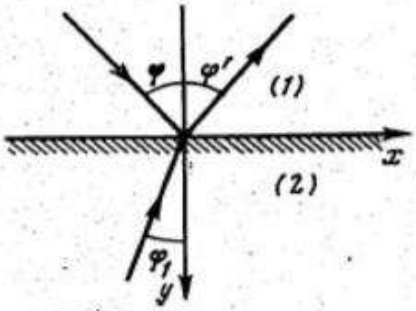


Рис. 13

$\pi - \varphi_1$. Как ни непривычно такое построение, но, конечно, ничего удивительного в нем нет, ибо фазовая скорость еще ничего не говорит о направлении потока энергии.

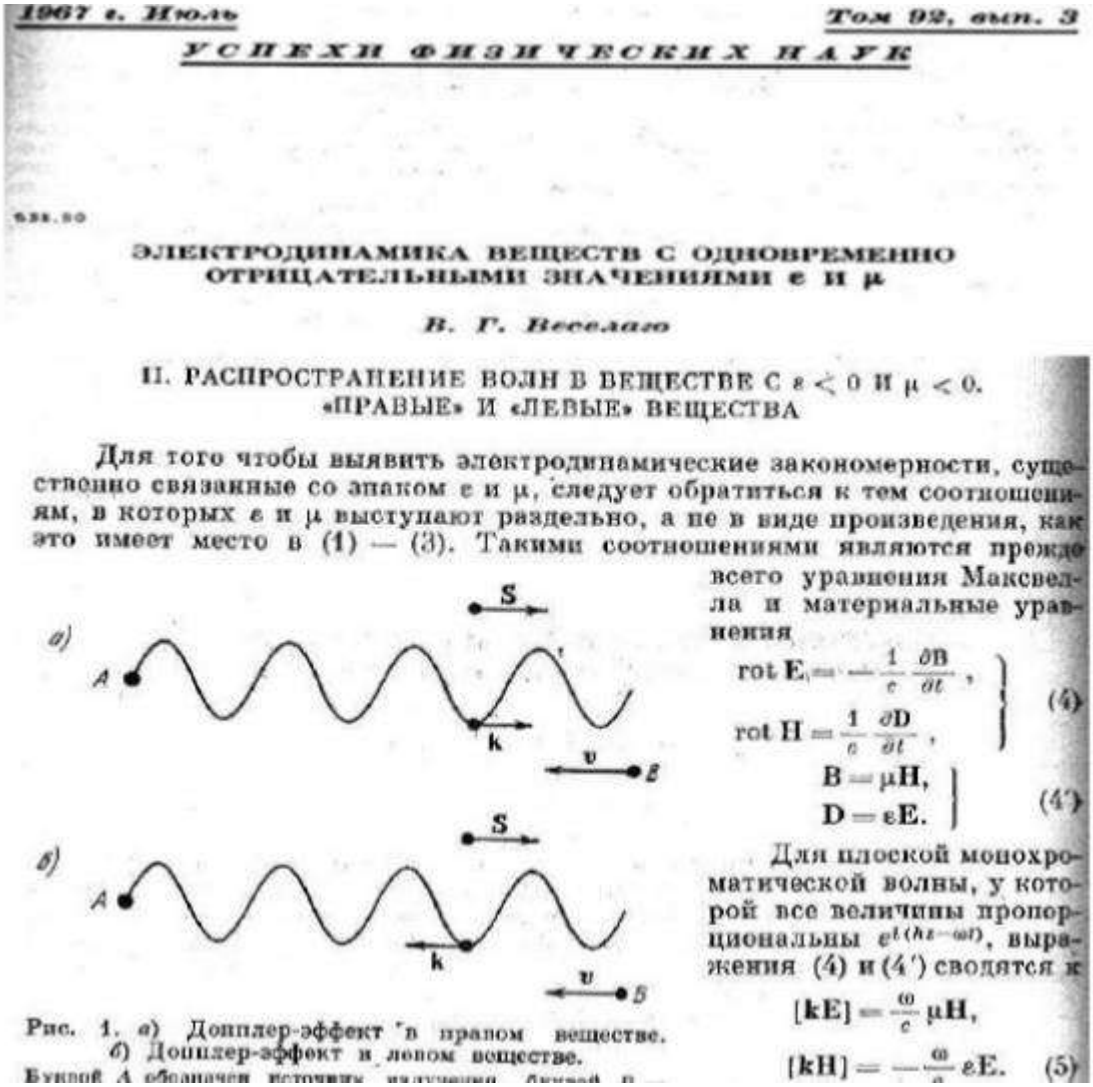
ЧЕТВЕРТАЯ ЛЕКЦИЯ

(5 V 1944 г.)

Figure I.1 : Le premier schéma de principe de la réfraction négative publié en 1950 par L.I. Mandelshtam [7].

En 1948, W.E. Kock a présenté le concept de diélectrique artificiel. Son objectif était de réaliser des lentilles diélectriques plus légères par l'arrangement périodique de sphères conductrices, de disques et de rubans dans une matrice et par l'adaptation de l'indice effectif de réfraction du milieu artificiel [8]. En 1951, Malyuzhinets a présenté des exemples théoriques de lignes artificielles périodiques infinies 1D supportant des ondes « arrières », ces lignes étaient composées de capacités séries connectées à des inductances en parallèle [9]. En 1957, Sivukhin a étudié le lien entre la négativité de la permittivité et de la perméabilité avec la réfraction négative [10]. Un article publié en 1959 par Pafomov [11] a traité avec plus de détails l'effet Doppler et la radiation de Vavilov Cerenkov dans les milieux à ε et μ

négatives. Les propriétés électromagnétiques de ces milieux hypothétiques ont été systématiquement étudiées par le physicien russe Victor. G. Veselago en 1968 [1]. Il a également développé la théorie de la propagation dans tels milieux



1967 г. Июль Том 92, вып. 3

УСПЕХИ ФИЗИЧЕСКИХ НАУК

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА ВЕЩЕСТВ С ОДНОВРЕМЕННО ОТРИЦАТЕЛЬНЫМИ ЗНАЧЕНИЯМИ ε И μ

В. Г. Веселаго

II. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН В ВЕЩЕСТВЕ С $\varepsilon < 0$ И $\mu < 0$. «ПРАВЫЕ» И «ЛЕВЫЕ» ВЕЩЕСТВА

Для того чтобы выявить электродинамические закономерности, существенно связанные со знаком ε и μ, следует обратиться к тем соотношениям, в которых ε и μ выступают раздельно, а не в виде произведения, как это имеет место в (1) — (3). Такими соотношениями являются прежде всего уравнения Максвелла и материальные уравнения

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{1}{c}\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \\ \operatorname{rot} \mathbf{H} &= \frac{1}{c}\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}, \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

$$\left.\begin{aligned} \mathbf{B} &= \mu \mathbf{H}, \\ \mathbf{D} &= \varepsilon \mathbf{E}. \end{aligned}\right\} \quad (4')$$

Для плоской монохроматической волны, у которой все величины пропорциональны $e^{i(kr-\omega t)}$, выражения (4) и (4') сводятся к

$$[\mathbf{kE}] = \frac{\omega}{c}\mu \mathbf{H},$$

$$[\mathbf{kH}] = -\frac{\omega}{c}\varepsilon \mathbf{E}. \quad (5)$$

Рис. 1. а) Допплер-эффект в правом веществе. б) Допплер-эффект в левом веществе.

Figure I.2 : Principe de la propagation main gauche issu du professeur V.G. Veselago [1].

Jusque là, toutes les publications présentées n'étaient que des travaux théoriques, les bases théoriques des méta-matériaux sont connues mais aucun méta-matériau n'avait pu être réalisé. Dans les années soixante J. Brown [12] et W. Rotman [13] ont étudié les premiers réseaux de fils, ces derniers ont été combinés pour crée un matériau diélectrique artificiel pour réaliser des lentilles RF. Durant la même période les anneaux (boucles) magnétiques résonnants ont été étudiés par S. Schelkunoff [14], ils ont continué à être utilisés et

développés dans les années 80 et 90. En 1999, J. Pendry [15] a présenté un anneau résonant double, ce dernier est considéré l'élément de base du premier méta-matériau réalisé. La première réalisation effective d'un matériau (milieu) avec des paramètres négatifs a été faite par R.A. Schelby [16], il est intéressant de noter que les deux composantes de cette réalisation sont connues depuis longtemps, mais aucune tentative de les combiner n'a été faite. La figure (I.3) montre l'évaluation du nombre de publications en échelle logarithmique dans le domaine des matériaux à indice et réfraction négatifs avec les années. Nous pouvons remarquer une augmentation de publication tous les dix mois.

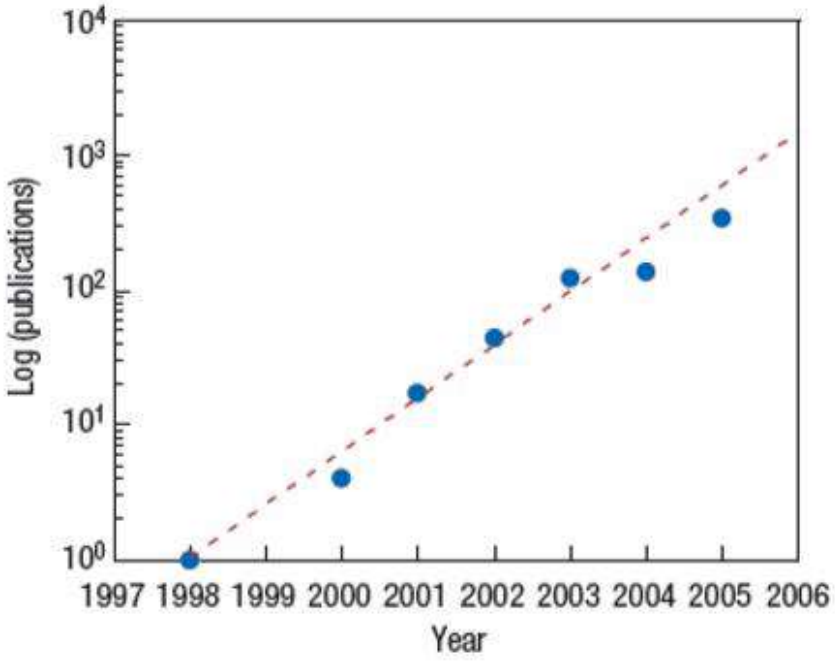


Figure I.3 : Nombre de publication en échelle logarithmique en fonction des années dans le domaine des matériaux à indice de réfraction négatifs. Figure tirée de [17].

I.4 Les caractéristiques des méta-matériaux [18] :

I.4.1 Réfraction négative :

Si les valeurs de la permittivité et de la perméabilité sont en même temps négatives, lors l'indice de réfraction est négatif. Les vecteurs des ondes incidentes et réfractées sur une interface, sont reliés par la Loi de Snell:

$$\frac{\sin\theta_i}{\sin\theta_r} = -\frac{|k_2|}{|k_1|} = \frac{n_2}{n_1} < 0 \qquad \text{(I. 1)}$$

En supposant, par exemple que n_2 représente un milieu RHM (Reight handed matériel) (> 0) et n_1 un milieu LHM (laft handed-matériel) (<0), les effets d'une onde qui se propage sur le point de discontinuité entre un milieu Right-Hand et Left-Hand sont schématisés sur la figure I.4.

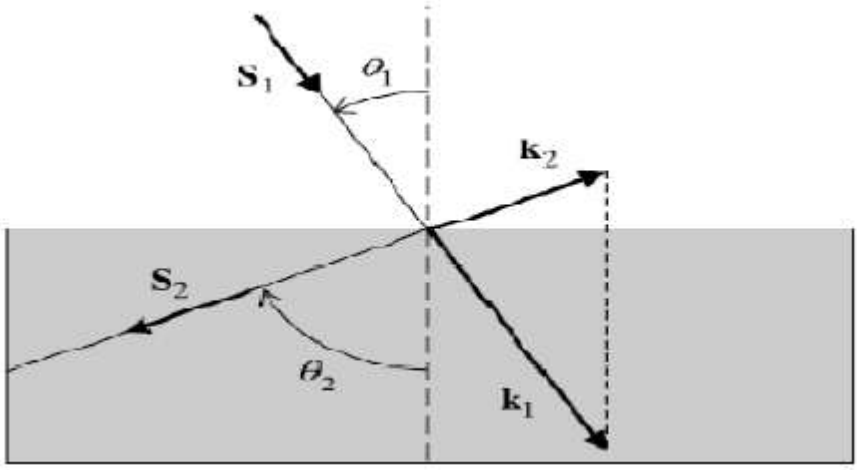


Figure I.4 : Effet d'une onde qui se propage sur le point de discontinuité Entre un milieu Right-Hand et Left-Hand

I.4.2 Vecteur de poynting S :

On considère les équations de Maxwell différentielles pour les champs magnétique et électrique :

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

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \quad \text{(I-3)}$$

Si on fait l'approximation $\vec{E}=E_0 \exp(-jKr+jwt)$, $\vec{H} = H_0\exp(-jKr+jwt)$, les équations (I.2), (I.3) peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \vec{K} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \\ \vec{K} \times \vec{E} = \omega\varepsilon\vec{E} \end{cases} \quad \text{(I-4)}$$

Ainsi pour des valeurs positives de permittivité e t de perméabilité, on a $\vec{E}, \vec{H}, \vec{K}$ qui forment un système de référence droit (RH). Si par contre on a un système LH (ε,μ <0) on a :

$$\begin{cases} \vec{K} \times \vec{E} = -\omega|\mu|\vec{H} \\ \vec{K} \times \vec{E} = \omega|\varepsilon|\vec{E} \end{cases} \quad \text{(I-5)}$$

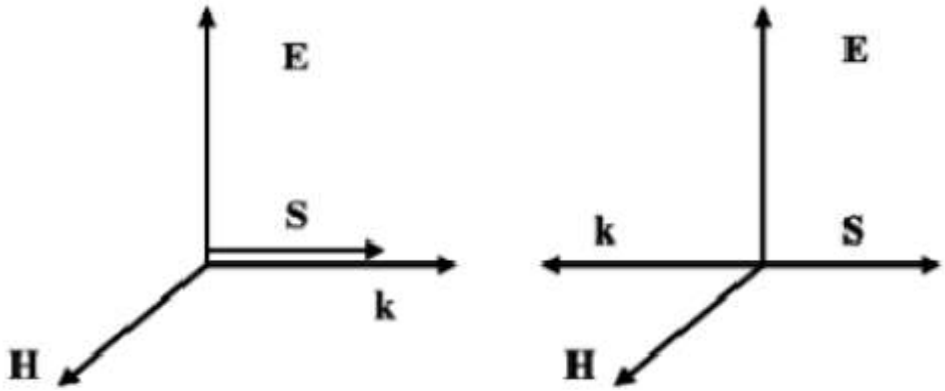


Figure I.5 : Système des vecteurs pour une onde plane TEM dans les matériaux RH et LH.

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

$$\vec{S} = \frac{1}{2}\vec{E} \times \overrightarrow{H^*} \qquad \text{(I-6)}$$

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

$$K^2 = \frac{\omega^2}{C^2} n^2 \qquad \text{(I-7)}$$

I.4.3 Effet Doppler :

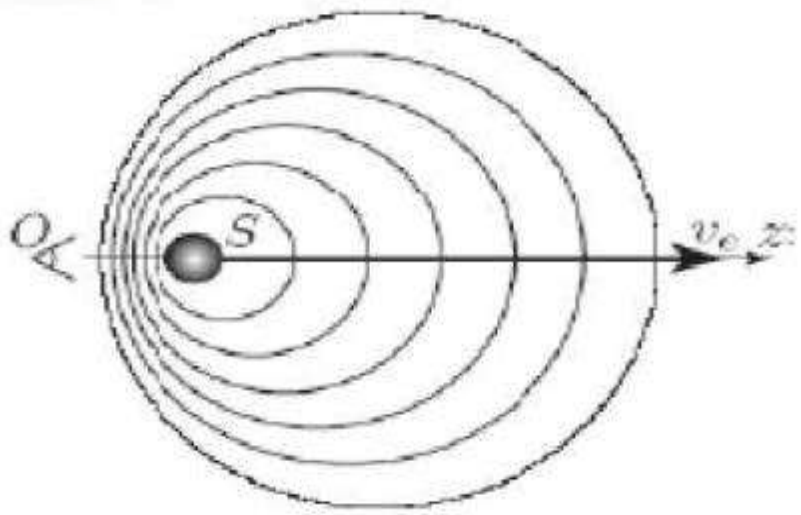


Figure I.6 : Effet Doppler.

Dans un méta-matériau l'effet Doppler est inversé (figure I.6). Si on appelle A la source de la radiation et B la destination et on suppose que l'émetteur va fournir une fréquence ω_0 on trouve qu'au récepteur on a une pulsation que est plus petite que ω_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:

$$\omega = \omega_0 \left(1 - p\frac{v}{u}\right) \quad \text{(I-8)}$$

Avec p= -1 pour les méta-matériaux, p= 1 pour les matériaux conventionnelles.

I.4.4 Effet Tcherenkov :

L'émission de radiation électromagnétique par une particule en mouvement a une vitesse supérieure à la vitesse de la lumière dans le milieu. Si cette particule est chargée électriquement on a l'effet Tcherenkov (figure I.7), c'est-à-dire l'émission de radiation γ.
Dans un méta-matériau ce phénomène est inversé.

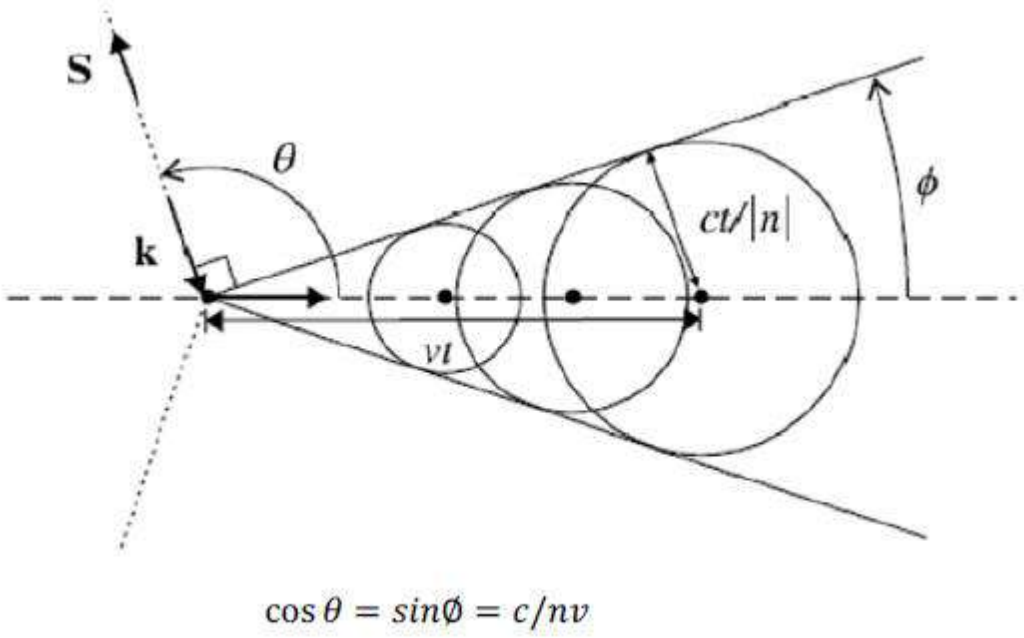


Figure I.7 : Effet Tcherenkov inversé.

La particule va émettre en accord avec la loi: exp(K_ZZ + K_rr + ωt) 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 :

$$K_r = p\left|\sqrt{K^2 - K_Z^2}\right| \quad \text{(I-9)}$$

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 du mouvement de la particule.

I.4.5 Vitesse de phase et vitesse de groupe :

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

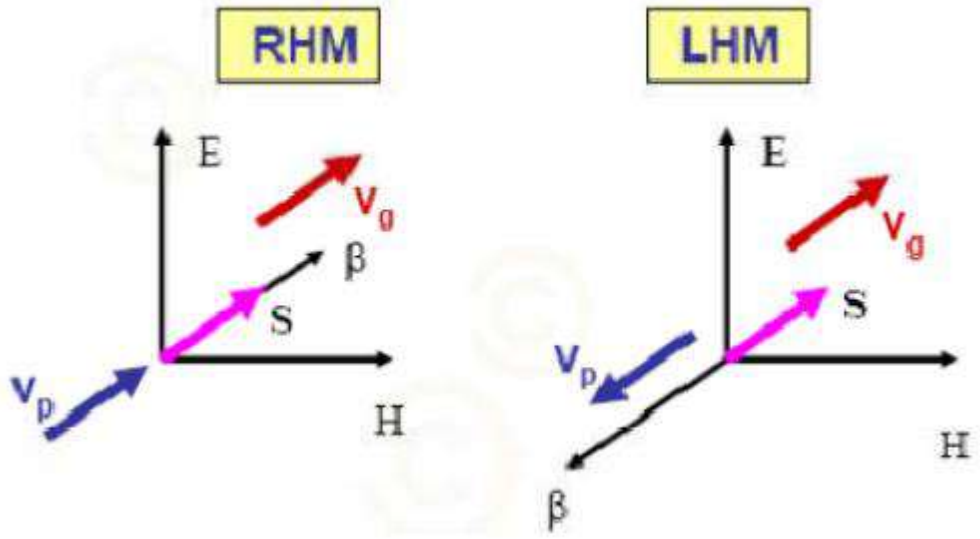


Figure I.8 : Orientation des vitesses de phase et de groupe dans un milieu RHM et LHM.

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

$$\varepsilon = \frac{\partial(\omega\varepsilon)}{\partial\omega} \ , \mu = \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} \qquad \text{(I-10)}$$

Pour avoir une densité d'énergie positive, U> 0 , 0, il est nécessaire que les quantités (I.10) soient toutes les deux positives. Pour un matériau LHM il faut faire différentes hypothèses sur les (I.9). Si on note le vecteur de propagation comme $K^2 = \omega^2\varepsilon\mu$, si on le dérive par rapport à la pulsation angulaire :

$$\frac{\partial K^2}{\partial\omega} = 2K\frac{\partial K}{\partial\omega} = \frac{2\omega}{v_p v_g} \qquad \text{(I-11)}$$

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

$$\frac{\partial yK^2}{\partial\omega} = \omega\varepsilon\frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} + \omega\mu\frac{\partial(\omega\varepsilon)}{\partial\omega} < 0 \qquad \text{(I-12)}$$

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

I.4.6 Déplacement Goos-Hänchen négatif :

Quand une onde plane passe d'un milieu d'indice n_1à un milieu d'indice n_2 , avec $|n_1| < |n_2|$, il existe un angle critique donné par $\sin\theta_c = \left|\frac{n_2}{n_1}\right|$ pour avoir une réflexion totale. Si la distance où l'onde est appliquée est petite il y a la formation d'un front d'ondes évanescentes. Pour les phénomènes d'incidence et de propagation on a un décalage Δ entre la réflexion et la propagation. Dans un matériau conventionnel, ce décalage est positif, par contre dans un matériau LHM <0.

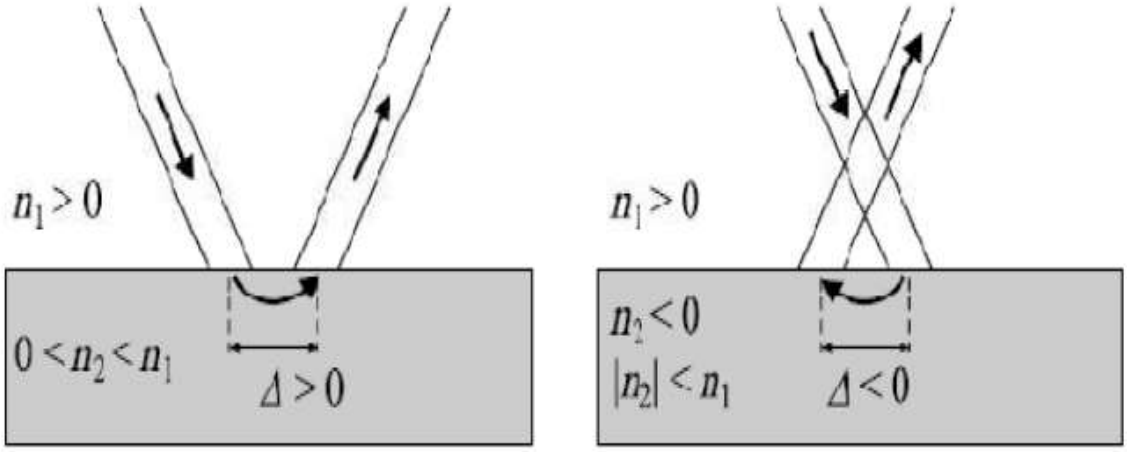


Figure I.9 : Effet Goos-Hänchen pour des matériaux RHM et LHM.

I.5 Classification des méta-matériaux :

Cette classification est basée sur les différentes valeurs de la permittivité ε et de la perméabilité μ, et par conséquent sur les valeurs de l'indice de réfraction et de la constante de phase (figure I.10) , définies par :

$$n^2 = \varepsilon\mu \quad \text{(I-13)}$$

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \quad \text{(I-14)}$$

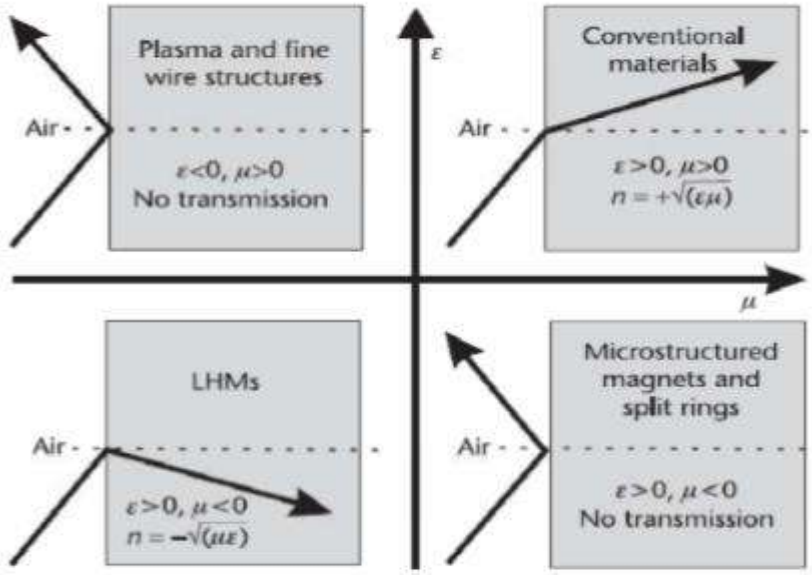


Figure I.10 : la nouvelle classification des matériaux.

Dans un milieu classique, les valeurs de ε, μ sont positives en même temps. Ce matériau est appelé par nouvelle convention « Right-handed matériel » et la valeur de l'indice de réfraction est réelle et positive n $\in R_{\varepsilon}^{+}$ l'onde se propage selon les $\vec{Z}$ croissants (direction de propagation) et aussi selon $\vec{Z}$, se propage la puissance active. En plus les vitesses de phase et de groupe ont le même sens.

Si on a ε>0, μ<0 on se trouve dans le domaine des ferrites et de la structure réalisée

par Pendry, SRR où la transmission de la lumière n'est pas possible (matériaux opaques). ici l'indice de réfraction et la constante de phase sont imaginaires (n , β ∈ Imm) L'onde est évanessante suivant $\vec{Z}$, la puissance active est nulle et la puissance réactive est suivante$\vec{Z}$.

Si on passe à une situation où ε<0, μ>0 on est dans les structures à plasma, où les plasmas deviennent métaux aux fréquences optiques. Comme le cas précédent, le matériau est opaque et (n , β ∈ Imm) L'onde est évanessante suivant $\vec{Z}$ et on est dans les mêmes conditions de puissance du cas précédent [18].

Les méta-matériaux « Left-Handed Matériel (LHM)» par la suite, ont en même temps ε, μ<0, l'indice de réfraction est négatif (n<0) mais la constante de propagation est positive (β>0). L'onde se propage selon les $\overrightarrow{Z}$ décroissants, la puissance active selon les $\vec{Z}$croissants,

les vitesses de phase et de groupe sont de sens opposés (β.P<0) et le trièdre ($\overrightarrow{E}$ $\vec{H}$ $\vec{K}$) suit la règle de la main gauche (figure I.11).

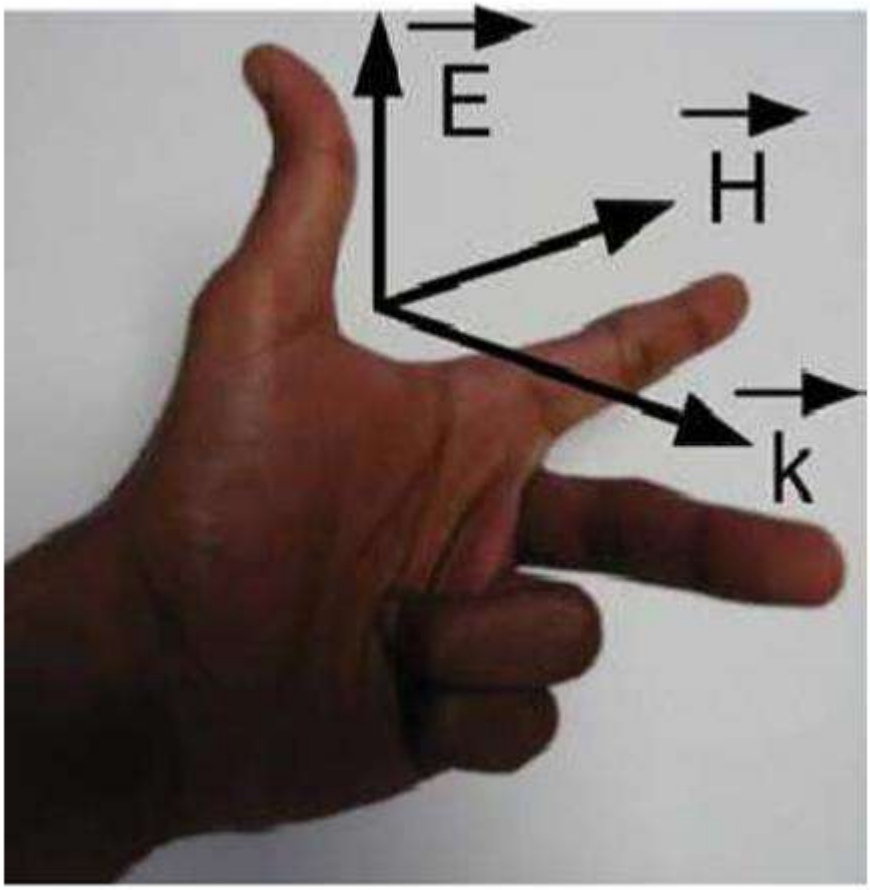


Figure I.11 : Trièdre indirect caractérise par la règle de la main gauche.

I.6 Structures, Propriétés :

Pour illustre ces méta-matériaux, nous présentons les structures qui servent aujourd'hui de référence [19].

I.6.1 Films métalliques minces :

La structure avec une permittivité négative se compose d'une matrice carrée de films métalliques parallèles infiniment minces et longs incorporés dans le milieu diélectrique figure I.12.

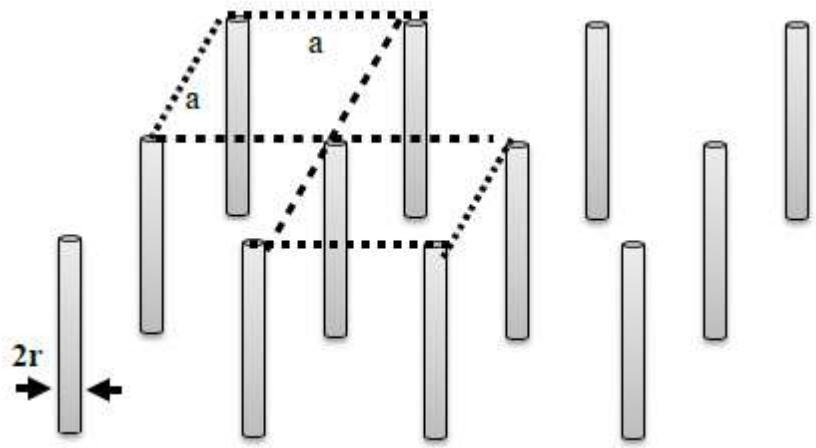


Figure I.12 : Fils métalliques qui donnent une perméabilité **ε** négative [20].

Cette figure montre le milieu vide, avec *a* le côté d'une maille unité et $r<<a$ est le rayon d'un fil simple ; dans ces conditions la fréquence plasma pour le mode longitudinal est donnée par [20] :

$$\omega_p^2=\frac{2\pi c^2}{\alpha^2\, ln\left(\frac{a}{r}\right)} \tag{I.15}$$

avec ***c*** la vitesse de la lumière dans le vide.

La permittivité diélectrique effective est alors décrite par :

$$\varepsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega\left[\omega - i^{(\omega_p^2\alpha^2\varepsilon_0)}/\sigma\pi r^2\right]} \approx 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \tag{I.16}$$

Ainsi, il est clair que si $\omega < \omega_p$, ε_{eff} devient négative

I.6.2 Structure Swiss Roll :

La structure Swiss Roll [15] est réalisé d'un feuillage métallique dont les enroulements en forme spirale épousent la forme d'un cylindre figure I.13. Les feuilles des enroulements.

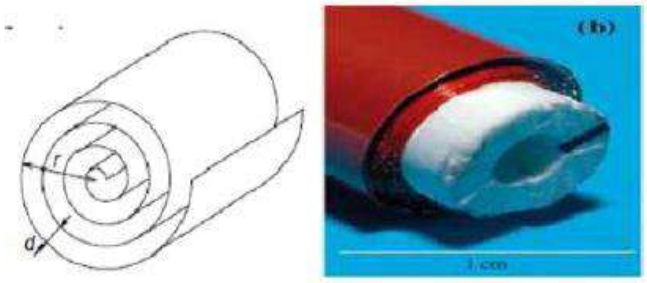


Figure I.13 : Structure Swiss Roll qui donne une perméabilité **μ** négative [15].

Sont séparées par un isolant avec une épaisseur *de* figure I.13. Soit N est le nombre d'enroulements ρ la perméabilité est donnée par l'équation suivante [15] :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{\frac{\pi r^2}{\alpha^2}}{1 - \left[\frac{d\alpha^2}{2\pi^2 r^3}(N-1)\omega^2 + i\,\frac{2\sigma}{\varepsilon_0 \mu_0 (N-1)}\right]} \qquad \text{(I.17)}$$

On voit ainsi que selon les paramètres, il est possible d'obtenir un $\mu_{eff} < 0$

Les structures Swiss roll ont été particulièrement utilisées pour les applications basses fréquences.

I.6.3 Résonateur en anneaux fendus :

Un résonateur en anneaux fendus (split ring resonator :SRR) figure I.14 est une structure fortement conductrice dans laquelle la capacité entre les deux anneaux équilibre son inductance [21]. Un champ électromagnétique variable dans le temps est appliqué perpendiculairement aux surfaces des anneaux et induit les courants qui dans la dépendance aux propriétés résonantes de la structure produisent un champ électromagnétique qui peut s'opposer ou augmenter le champ incident, en ayant ainsi pour résultat une perméabilité effective positive ou négative [22]. *a* étant la longueur de la cellule unitaire, σ_i la

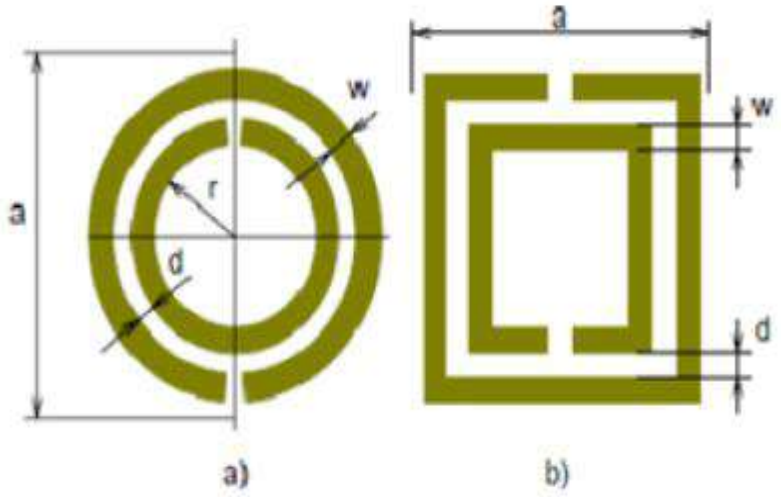


Figure I.14 : Géométries planaires des cellules unitaires d'un SRR ; a) structure circulaire, b) structure carrée [20].

Conductivité électrique et ω_r la fréquence de résonance la perméabilité est donnée par [20] :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{\frac{\pi r^2}{\alpha}}{1 + \left[\frac{2\sigma_i}{\omega_r \mu_0} + \frac{3d}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 \varepsilon \varepsilon_0 r^3}\right]} \qquad \text{(I.18)}$$

I.6.4 Le CSRR :

La plupart des méta-matériaux proposés sont fabriqués à bases de résonateurs à anneaux fendus (SRR) ou à base de géométries similaires pour avoir une perméabilité effective négative dans certaine gamme de fréquence. Le concept des CSRR est basé sur le principe de Babinet [23]. Il s'agit en fait de la version "négative" du SRR. Le motif est en effet réalisé en faisant des fentes sur un plan de masse. Le résonateur complémentaire à anneaux fendus (CSRR) est présenté figure I.15.

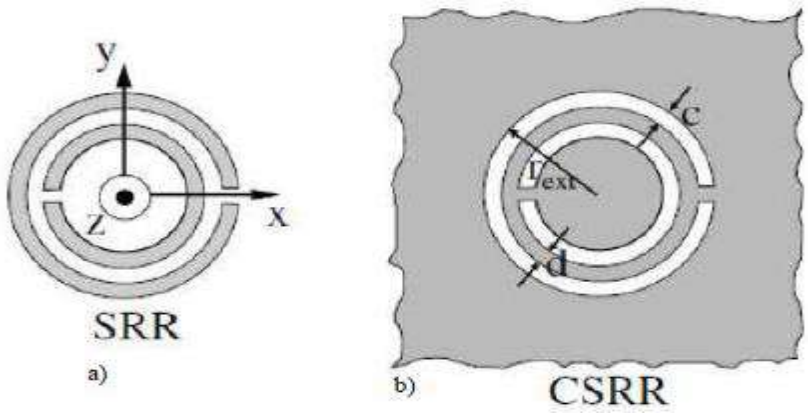


Figure I.15 : Géométries de SRR (a) et de CSRR (b) [23].

I.7 Domaine d'application [2] :

Les principaux domaines où l'on attend de nouveaux produits pouvant intégrer des composants ou des systèmes à base de MMG sont: les technologies de l'information et de la communication, le spatial, la défense et la sécurité, et les nanotechnologies.

I.7.1 Technologies de l'information et de la communication :

Grâce à la possibilité de mieux contrôler et mieux maîtriser la propagation des ondes EM dans des matériaux de dimensions réduites, les MMG sont envisagés comme de réels candidats pour les applications microondes.

Les avantages escomptés de l'emploi des MMG sont:

– la miniaturisation des composants : composants physiquement petits mais électriquement grands comme par exemple les antennes de taille réduite de l/10 (au moins) ayant des performances égales ou meilleures que celles des antennes conventionnelles, ce qui conduit à des réductions d'au moins d'un facteur 5.

– **un meilleur contrôle des paramètres** de circuits d'adaptation large bande, des composants de déphasage et lignes de transmission préservant une linéarité de phase sur toute la bande de fonctionnement, ce qui correspond à 5 à 10 fois mieux que dans les composants conventionnels.

– une opération multi-bande ; composants multi-bandes dont les fréquences de fonctionnement peuvent être façonnées pour des applications spécifiques et ne sont pas limitées aux seules fréquences harmoniques multiples.

Les MMG sont envisagés dans :

– les composants passifs (substrats, super-substrats ou milieux intégrables) ;

– les composants actifs avec des possibilités de changement et de déplacement de la fréquence de fonctionnement et de la phase de l'onde transmise ou réfléchie (matériaux accordables).

Les exemples industriels sont fournis par :

•**Rayspan Corporation** ([www.rayspan.com.technology]) : cette société a développé un réseau d'antennes MIMO pour les applications du WiMax. Le vice-président de son département Recherche, un français diplômé de l'IETR, université de Rennes, indique que MMG ont permis de réduire d'un facteur 20 des antennes MIMO et de la taille des réseaux sans aucune perte de performance. Rayspan a montré la possibilité de réaliser :

– des antennes espacées de moins de l/16 avec un minimum de couplage ;

– des longueurs d'antenne inférieures à l/10 ;

– des performances multi-trajets excellentes et des tolérances dans la bande des interférences ;

– une facilité d'implantation robuste et à moindre coût.

• **NetGearInc** ([www.netgear.com]) est une autre société qui fournit des systèmes sans fils qui implantent la technologie d'antenne MMG développée par Rayspan (produit Netgear WNDR3300).

• **L'industrie automobile japonaise** est intéressée pour implanter MMG dans des antennes en bande W comme capteurs pour les systèmes de sécurité avant crash et de contrôle adaptatif dans les automobiles.

Les MMG sont, également, proposés comme composants et sous-systèmes dans des circuits microondes comme des filtres, des modulateurs et des lignes à retard. Des filtres et des antennes accordables à MMG sont répertoriés comme une technologie clé, nécessaire pour améliorer les systèmes RF des stations de base. En ce moment, la majorité des structures à MMG sont composées d'inclusions métalliques et diélectriques qui présentent des comportements pseudo-résonnants. La présence de métal et le comportement résonnant impliquent des mécanismes de pertes. Aussi les efforts , à fournir , portent sur la réduction des pertes (utilisation de structures non résonnantes, par exemple), l'amélioration des facteurs de qualité en optimisant les résonateurs, l'augmentation de la bande et la recherche de mécanismes de contrôle simplifiés des composants actifs contrôlables. La recherche de nouveaux matériaux à base de MMG à distribution périodique de cellules élémentaires et à distribution aléatoire de ces mêmes cellules doit se prolonger pour arriver à des matériaux complexes à propriétés électromagnétiques contrôlées.

I.7.2 Spatial :

Les systèmes de communication par satellite sont demandeurs de composants à taille réduite. Les MMG peuvent fournir des possibilités avec des systèmes d'antennes miniaturisées avec des fonctionnalités augmentées et une réduction des coûts de fabrication. D'ores et déjà, des prototypes utilisant des EBG (Electromagnetic Band Gap), existent et sont utilisés. Mais leurs dimensions restent du même ordre de grandeur que les systèmes conventionnels. Les MMG devraient apporter des améliorations.

I.7.3 Défense et sécurité :

Les MMG doivent permettre de dépasser, d'une certaine manière, les limites inhérentes aux composants RF et microondes classiques qui sont pilotés par la longueur d'onde d'opération qui déterminent directement les dimensions de ceux-ci. Des études sont en cours dans le monde pour définir de nouveaux matériaux absorbants utilisant les MMG.

L'espoir réside essentiellement dans la réalisation de matériaux d'épaisseurs plus faibles en utilisant les différentes formes des SHI (Surface à Haute Impédance) ou les matériaux magnétiques artificiels. Un certain nombre de chercheurs se focalise même sur une « cape d'invisibilité » qui est pour l'instant un concept purement mathématique.

Les MMG peuvent, aussi, être utilisés pour contrôler les ondes térahertz (THz). Beaucoup de matériaux sont transparents aux ondes térahertz. Les substances chimiques

formant les ingrédients de base de substances critiques (drogues, explosifs) ont une réponse caractéristique, type empreinte digitale, différente des matériaux transparents. Ces propriétés permettent de penser que l'imagerie THz sera, à terme, un outil pour les applications de diagnostic et de sécurité.

I.7.4 Nanotechnologies :

La réalisation de MMG aux fréquences du visible sert dans une grande gamme d'applications de l'optique: systèmes d'imagerie à très haute résolution. Dans l'avenir, il s'agira de convertir les systèmes d'imagerie (la lecture) en systèmes d'écriture par utilisation de composants photoniques et électroniques à plus haute densité. Avec le développement des sources large bande térahertz (THz) d'intensité modérée, les signaux térahertz deviennent accessibles pour de nombreuses applications : de la physique de la matière condensée au biomédical, en passant par les techniques de fabrication et autres. Cependant comme beaucoup de matériaux sont transparents aux signaux THz, les composants nécessaires pour utiliser les mégahertz n'existent pas ou ont des possibilités limitées (lentilles, filtres, modulateurs, détecteurs). Les technologies micro photoniques et nanoélectroniques devraient pouvoir apporter des solutions. Plusieurs propriétés de MMG répondent assez bien à ces exigences. Ils peuvent fonctionner jusqu'aux térahertz favorisant un couplage efficace entre les ondes térahertz et les structures à échelle réduite (très inférieure aux longueurs d'onde : nano à microstructures). Par ailleurs les MMG peuvent être définis comme des méta-surfaces dont la géométrie contrôle la propagation des ondes de surfaces.

I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques notions sur les matériaux et les méta-matériaux. Les méta-matériaux peuvent présenter une permittivité et/ou une perméabilité négative dans certaines bandes de fréquences et dans des directions bien définies. Le plus grand potentiel des méta-matériaux est la possibilité de créer une structure avec un indice de réfraction négatif, puisque cette propriété n'est rencontrée dans les matériaux naturels. Ce que l'on peut récapituler dans ce chapitre, c'est que les méta-matériaux jouent un rôle très important dans les nouvelles technologies surtout dans les domaines de l'optique et des télécommunications.

Chapitre II :

Les Lignes De Transmission A Basse De Méta-Matériaux

II.1 Introduction :

Dans la nature, la permittivité et la perméabilité de la plupart des matériaux sont positives. Le matériau à permittivité et perméabilité positives est réalisé par une ligne de transmission main droite et désigné en tant que matériau droitier (right-handed matériel (RHM)). Les lignes de transmission homogène à indice négatif ou les lignes de transmission à main-gauche sont en général, les lignes de transmission méta-matériaux, qui appartiennent à des méta-matériaux unidimensionnels. Ils n'existent pas dans la nature et doivent être approchés par des structures artificielles, généralement construites à partir d'une série de sections discontinues fonctionnant dans une gamme de fréquences restreinte.

Une réalisation typique de la ligne de transmission méta-matériau se trouve dans une ligne de transmission à cellules élémentaires constituée d'un condensateur en série et d'une inductance en shunt. Comme dans la pratique, la capacité en shunt et l'inductance en série ne peuvent être évitées, le concept de la ligne de transmission composite droite / gauche (CRLH) a été développé et un certain nombre d'applications novatrices ont été démontrées.

Les méta-lignes ou lignes méta-matériaux constituent une famille particulière des méta-matériaux. Ce sont des structures particulières par rapport aux lignes de transmissions classiques.

II.2 Théorie des lignes de transmissions :

II.2.1 Ligne de transmission main-droite [24] :

Une nouvelle approche basée sur les lignes de transmission a été introduite en 2002 par C. Caloz, T.Itoh [25] et G. Eleftheriades [26] pour mieux comprendre les propriétés et les caractéristiques des méta-matériaux dans le domaine micro-onde .En effet, une ligne de propagation classique en mode TEM ou une ligne de transmission main-droite avec perte peut être modélisée par un réseau de cellules le suivant (figure II.1) :

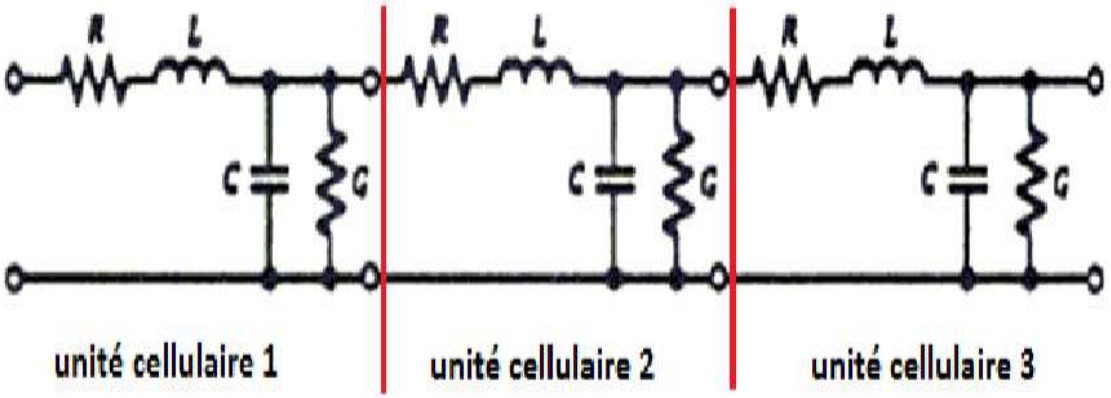


Figure II.1 : Modèle de ligne de transmission main-droite avec pertes composé de trois cellules unitaires.

Une cellule unitaire d'un tronçon de ligne classique est composée dans le cas idéal (sans perte) d'une inductance L en série et d'une capacité C en shunt. Dans le cas réel (avec perte), on introduit un élément R correspond aux pertes métalliques et un élément G correspond aux pertes diélectriques. a partir du circuit équivalent on trouve :

La constante de propagation est calculée comme :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \pm\sqrt{ZY} \quad \text{(II.1)}$$

Dans le cas de la ligne sans pertes l'équation II.1 s'est écrite comme suit :

$$\gamma = j\beta = \pm\sqrt{ZY} \quad \text{(II.2)}$$

Où Z représente l'impédance des éléments en série, Y l'admittance des éléments en shunt et $\beta = \omega\sqrt{LC}$.

$$Z = j.L.\omega \quad \text{(II.3)}$$

$$Y = j.C.\omega \quad \text{(II.4)}$$

L'impédance caractéristique est donnée par :

$$Zc = \sqrt{L/C} \quad \text{(II.5)}$$

La vitesse de phase est :

$$V_{ph} = \sqrt{1/LC} > 0 \quad \text{(II.6)}$$

Et la vitesse de groupe :

$$V_g=\sqrt{1/LC} > 0 \qquad \text{(II.7)}$$

On remarque dans ce cas que la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont égales et de même signe. On basant sur l'équation $\beta = \omega \sqrt{\mathrm{LC}}$, la variation de la constante de phase β de la ligne de transmission purement main droite en fonction de la fréquence est présente des valeurs toujours positives.

II.2.2 Ligne de transmission main-gauche :

L'approche de la ligne de transmission pour mettre en œuvre un matériau à main-gauche (Left handed matériel LHM) a été introduit pour la première fois par une équipe de recherche de l'Université de Toronto [26-27] en 2002. L'approche est basée sur la mise en correspondance des composantes de champ (c'est à dire, E et H) dans le milieu des tensions et des courants du réseau équivalent distribués L-C. Il est bien connu que les propriétés diélectriques telles que la permittivité et la perméabilité peuvent être modélisées en utilisant des réseaux distribués L-C. Pour illustrer comment ces paramètres matériels relient les impédances en séries et les admittances en shunt distribuées du réseau, le réseau distribué L-C 2D est représenté à la figure II.2 . Le réseau consiste en une impédance en série Z' par unité de longueur dans les deux directions$x$ et z et une admittance en shunt Y' dans la direction y par unité de longueur [24].

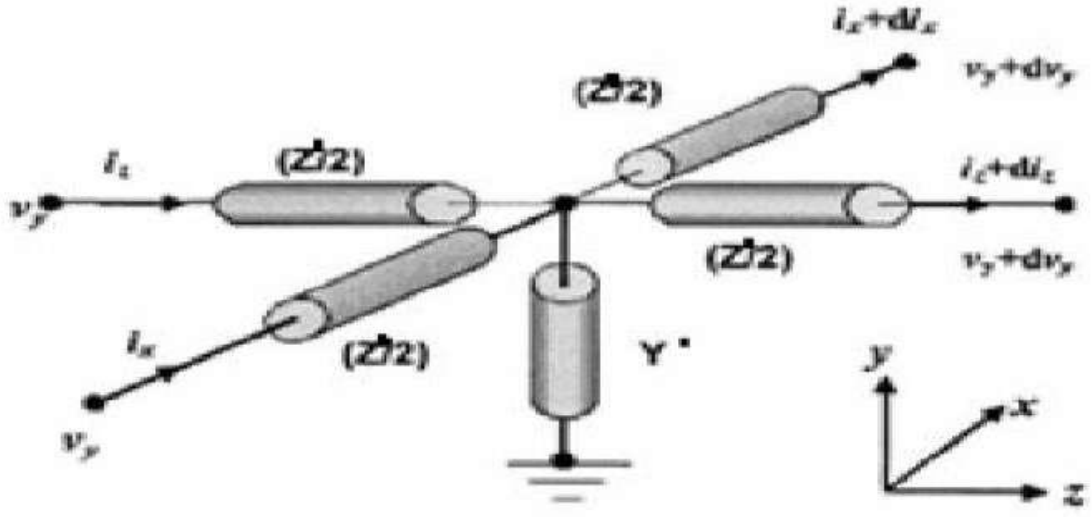


Figure II.2 : Cellule unitaire pour un réseau distribué L-C 2D [26].

Comme les LHM dans notre discussion sont effectivement homogènes, ils peuvent être essentiellement modélisés par des lignes de transmission unidimensionnelles (1D), dont la direction de propagation représente n'importe quelle direction dans le matériau, mais la propagation est une propagation des ondes inversées est essentiellement. A partir de la théorie élémentaire de la ligne de transmission on peut obtenir facilement et directement toutes les caractéristiques fondamentales de la ligne main-gauche. Dans le cas idéal, on obtient un circuit main-gauche comme montre la figure II.3 . Ce circuit est la topologie duale de la ligne de transmission main-droite et cela dû à la permutation dans le modèle électrique de la capacité et de l'inductance qui résulte une permittivité et une perméabilité toutes les deux négatives.

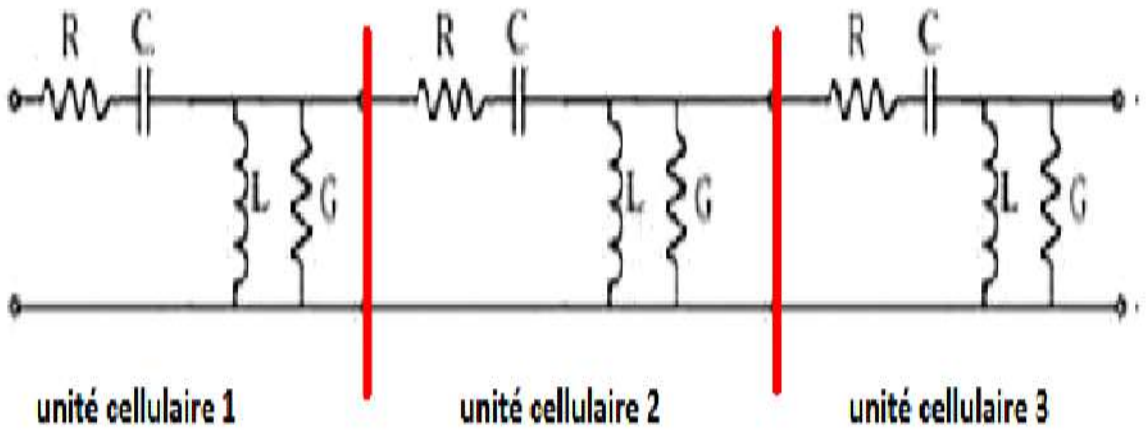


Figure II.3 : Modèle de ligne de transmission main-gauche avec pertes composé de trois cellules unitaires.

La permittivité négative et la perméabilité [1] dans LHM amènent à se demander si les paramètres Z' et Y' dans la représentation du réseau peuvent également être rendus négatifs. Du point de vue de l'impédance, un L et C négatif peuvent être réalisé en échangeant leurs rôles inductifs et capacitifs, ce qui signifie que l'inductance série devient un condensateur série et que le condensateur shunt devient une inductance shunt.

On aura donc :

$$Z' = 1/j\omega C \rightarrow \mu = Z'/j\omega = -1/\omega^2 C \qquad \text{(II.8)}$$

$$Y' = 1/j\omega L \rightarrow \varepsilon = Y'/j\omega = -1/\omega^2 L \qquad \text{(II.9)}$$

La constante de propagation de la ligne de transmission main-gauche peut être donnée comme:

$$\beta = -\sqrt{-Z'Y'} = -1/\omega\sqrt{LC} \quad \text{(II.10)}$$

A partir de la constante de propagation, on obtient la vitesse de phase et la vitesse de groupe :

$$V_{ph} = \omega/\beta = -\omega^2\sqrt{LC} \quad \text{(II.11)}$$

$$V_g = \frac{\partial\omega}{\partial\beta} = 1/\frac{\partial\omega}{\partial\beta} = \omega^2\sqrt{LC} \quad \text{(II.12)}$$

La différence de signe entre la vitesse de groupe et la vitesse de phase suggèrent l'existence d'une onde vers arrière dans le réseau de la ligne de transmission main-gauche.

Ce qui nous donne un indice de réfraction :

$$n = \frac{C_0}{V_{ph}} = -\frac{C_0}{\omega^2\sqrt{LC}} < 0 \quad \text{(II.13)}$$

C_0: La vitesse de la lumière dans le vide.

De là, on constate qu'il est possible effectivement d'obtenir un indice de réfraction négatif, et aussi une vitesse de phase et une vitesse de groupe opposées.

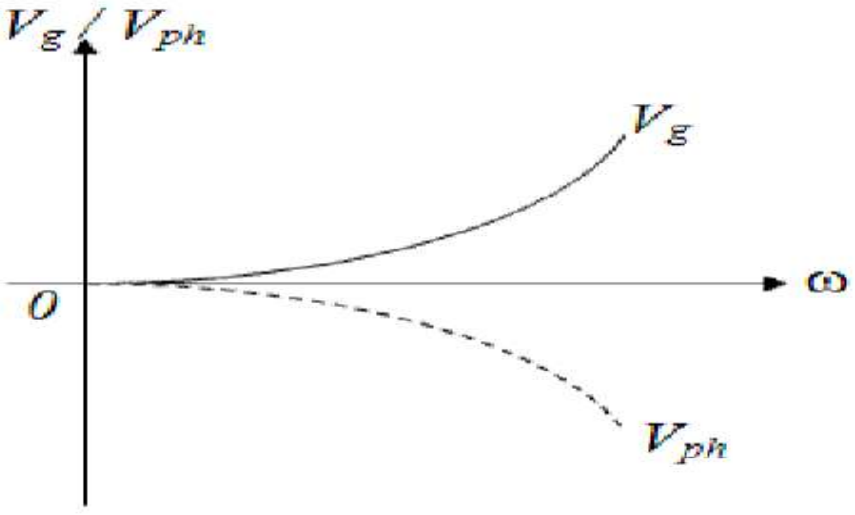


Figure II.4 : Diagramme de la vitesse de groupe et de phase en fonction de la fréquence d'une ligne de transmission méta-matériau.

On basant sur l'équation $\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{LC}}$, la variation de la constante de phase β de la ligne de transmission purement main-gauche en fonction de la fréquence est négative sur toute la gamme de fréquences (voir figure II.4). Le réseau bidimensionnel de la ligne de transmission main-gauche a démontré une réfraction négative et une focalisation de sous-longueur d'onde dans [28]. La structure fabriquée, les simulations de champs à onde pleine illustrant la réfraction négative et la focalisation, et la première vérification expérimentale de la focalisation à l'aide de l'implémentation de la ligne de transmission a été présentées. Une antenne a été fabriquée et l'existence d'une onde arrière a été vérifiée expérimentalement [29]. Différentes applications de la ligne de transmission main-gauche ont été proposées, telles que les antennes à ondes de fuite [29-30], les diviseurs de puissance [31-32], le coupleur [33], etc. Le réseau 2D de la figure II-2 a été étendu à une topologie de ligne de transmission méta-matériau isotrope tridimensionnelle (3D) pour une excitation en espace libre basé sur une réalisation physique du nœud condensé symétrique de la modélisation matricielle de la lignede transmission [34].

II.2.3 Ligne de transmission composite main-droite/gauche sans perts :

Dans la conception et la pratique, pour analyser la ligne de transmission main-gauche réelle, un modèle plus généralisé, une ligne de transmission composite main-droite/gauche (Composite Right/Left Handed (CRLH)), a été proposé en 2003 [35], qui a révélé la nature exacte de la ligne de transmission main-gauche pratique. Il se compose d'une impédance par unité de longueur Z' (Ω / m) constituée par une inductance par unité de longueur L'_R (H / m) en série avec une capacité en unité de longueur C'_L ($F \cdot m$) et une admittance en shunt par unité de longueur constituée par une capacité en parallèle par unité de longueur C'_R (F / m) avec une inductance L'_L par unité de longueur en temps, comme le montre la figure (II.5).

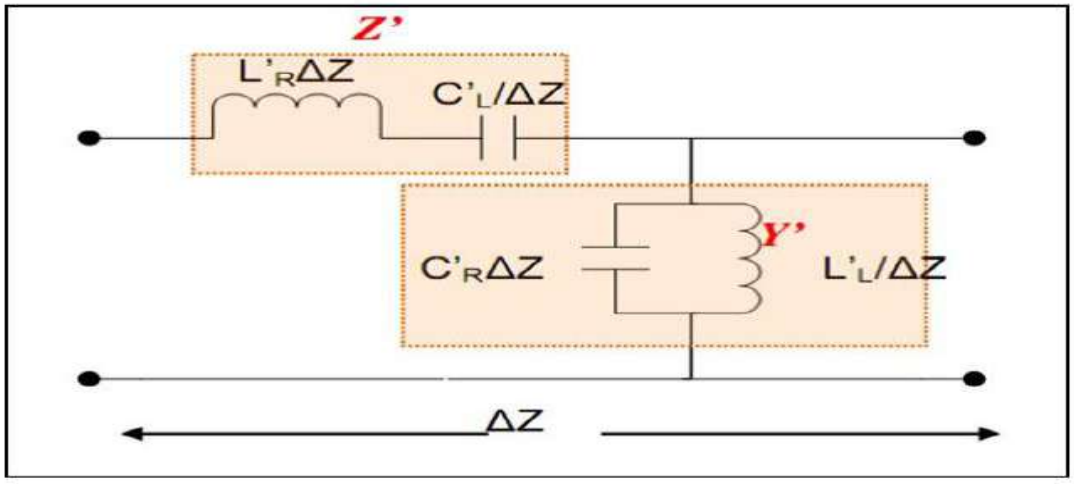


Figure II.5 : Une cellule unitaire du circuit équivalent pour une ligne de transmission composite main-droite/gauche.

La variation de la constante de propagation d'une ligne composite CRLH est donnée par l'équation suivante :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \qquad \text{(II.14)}$$

Avec $Z'et\ Y'$ sont l'impédance et l'admittance de la ligne de transmission composite main droite/gauche, et qui sont définis comme suit :

$$Z' = \left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L} \right) \qquad \text{(II.15)}$$

$$Y' = j\left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L} \right) \qquad \text{(II.16)}$$

Tout d'abord, pour plus de commodité, on peut introduire des variables :

$$\omega'_R = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}} \qquad rad.m/s \qquad \text{(II.17)}$$

$$\omega'_C = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}} \qquad rad/(m.s) \qquad \text{(II.18)}$$

Les fréquences de résonance en série et shunt sont les suivantes :

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \qquad rad/s \qquad \text{(II.19)}$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \qquad rad/s \qquad \text{(II.20)}$$

En insérant equ. (II ,15-20) dans l'équation (II.14) et en tenant compte du changement de signe de la vitesse de phase pour le matériau main-gauche, l'expression de la constante de propagation complexe peut être exprimée comme suit :

$$\gamma = js(\omega)\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R^{'}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L^{'}}{\omega}\right)^2 - \left(\frac{C_R^{'}}{C_L^{'}} + \frac{L_R^{'}}{L_L^{'}}\right)} \qquad \text{(II.21)}$$

Selon la racine carrée, la constante γ peut etre purement reelle ou imaginaire , la fonction signe $s\ (\omega)$ est donnée par :

$$s\ \omega = f(x) = \begin{cases} -1 & if\ \ \omega < min\ (\omega_{se}, \omega_{sh})\ la\ gamme\ \ main - gauche \\ +1 & if\ \omega > \ max\ (\omega_{se}, \omega_{sh})\ \ la\ gamme\ \ main - droite \end{cases} \qquad \text{(II.22)}$$

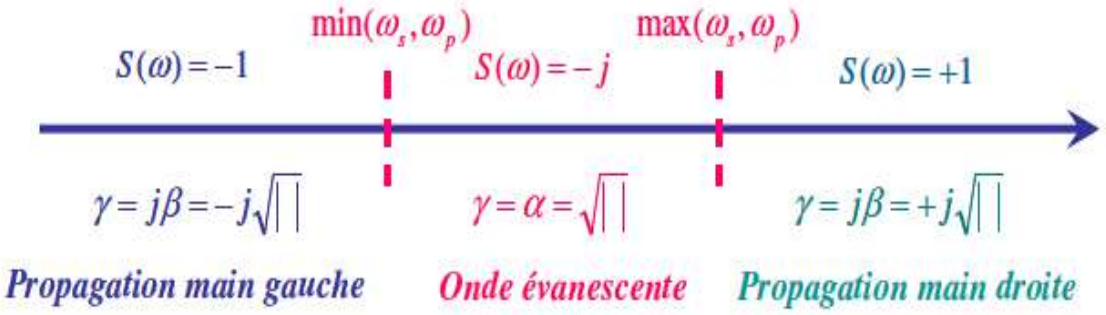


Figure II.6 : Les différents intervalles de propagation.

Lorsque la fréquence angulaire satisfait $min\ (\omega_{se}, \omega_{sh}) < \omega < max\ (\omega_{se}, \omega_{sh})$, la constante de propagation est purement réelle, c'est-à-dire $\gamma = \alpha$, qui correspond à une bande d'arrêt dans la gamme de fréquences malgré le fait que la ligne de transmission CRLH est sans perte. Le diagramme de dispersion/atténuation de la ligne de transmission CRLH est représenté sur la figure II.7 avec les courbes correspondant à la ligne de transmission main-droite et main-gauche. Sur la figure II.7, la signification des symboles est la suivante:

$\boldsymbol{\beta RH}$: La constante de phase de la gamme main-droite de la ligne de transmission CRLH;

$\boldsymbol{\beta LH}$: La constante de phase de la gamme main-gauche de la ligne de transmission CRLH;

$\boldsymbol{\beta PRH}$: La constante de phase pure de la ligne main-droite;

$\boldsymbol{\beta PLH}$: La constante de phase pure de la ligne main-gauche.

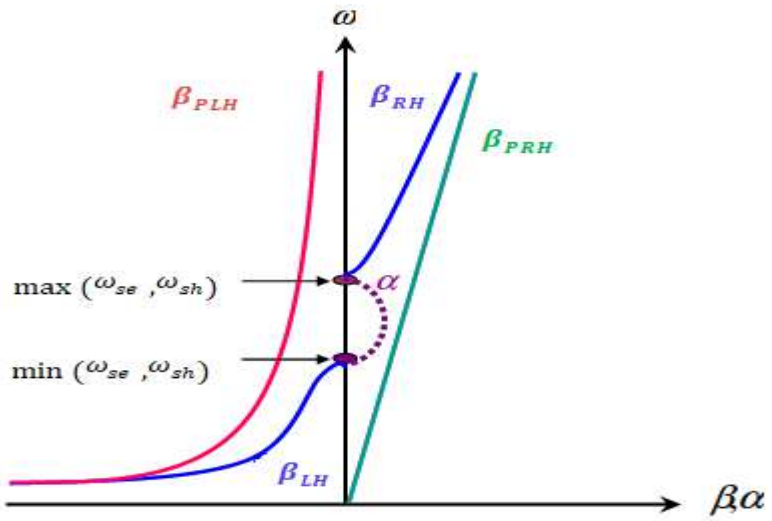


Figure II.7 : Diagramme de dispersion-atténuation pour les trois types de propagation selon la direction des z positifs.

À basses fréquences, l'impédance de $L_R^{'}$ est très petite que celle de $C_L^{'}$, et l'admittance de $C_R^{'}$ est très petite que celui de $L_L^{'}$, $Z' \approx -1 /j\omega C_L^{'}$, $Y' \approx -1 /j\omega L_L^{'}$ de sorte que la contribution de main droite est négligeable et que la ligne est principalement de type main-gauche avec une diagramme de dispersion hyperbolique.

À hautes fréquences, $Z' \approx j\omega L_R^{'}$, $Y' \approx j\omega C_R^{'}$, la ligne de transmission CRLH devient équivalente à une ligne de transmission main-droite pur avec un diagramme de dispersion linéaire. Aux autres fréquences, la performance de la ligne de transmission CRLH est déterminée par la contribution de la combinaison main-gauche LH et main droite RH. Lorsque les fréquences de résonance série et shunt sont égales, c'est-à-dire que Z 'et Y' ont des zéros à la même fréquence, la transmission CRLH est appelée "équilibrée" [36]. Pour une ligne de transmission CRLH équilibrée, son comportement peut être interprété comme la contribution des lignes de transmission LH et RH combinées en série. Dans une ligne de transmission équilibrée CRLH, la bande d'arrêt disparaît et l'impédance caractéristique de la ligne de transmission CRLH est indépendant de la fréquence, et la ligne de transmission CRLH peut être donc adapté sur une bande passante infinie, où $Z_R$et Z_L sont les impédances caractéristiques pour la ligne de transmission main droite pure (RH) et la ligne de transmission main-gauche pure (LH) données comme suit :

$$Z_c = \frac{Z'}{\gamma} = \sqrt{\frac{Z'}{\gamma'}} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \cdot \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}} = Z_R = Z_L \qquad \text{(II.23)}$$

Avec $\omega_{sh} = \omega_{se}$ on obtient :

$$Z_R = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \qquad \text{(II.24)}$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \qquad \text{(II.25)}$$

Des informations plus détaillées sur les cas importants de la ligne de transmission CRLH équilibrée et non équilibrée et la conception des applications pratiques peuvent être trouvées dans [37]. En raison de la réponse en phase unique de la ligne de transmission CRLH, y compris le fonctionnement en double bande, l'amélioration de la bande passante, la dépendance non linéaire de la fréquence et l'existence d'une fréquence critique avec une vitesse de phase nulle, de nombreuses applications pratiques des lignes de transmission CRLH ont été proposées [35]. Les applications à onde guidée et les applications à onde rayonnée de ligne de transmission CRLH [38-39], notamment les antennes à onde de fuite balayées en fréquence et analysées électroniquement, les antennes résonnantes d'ordre zéro, etc., ont également été présentées.

II.2.4 Ligne de transmission composite main-droite/gauche avec pertes [39]:

La ligne CRLH 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.8, l'impédance et l'admittance linéiques sont données par :

$$Z' = R' + jX' \text{ avec } X' = L'_R\omega - \frac{1}{C'_L\omega} \qquad \text{(II.26)}$$

$$Y' = G' + jB' \quad \text{avec } B' = C'_R\omega - \frac{1}{L'_L\omega} \qquad \text{(II.27)}$$

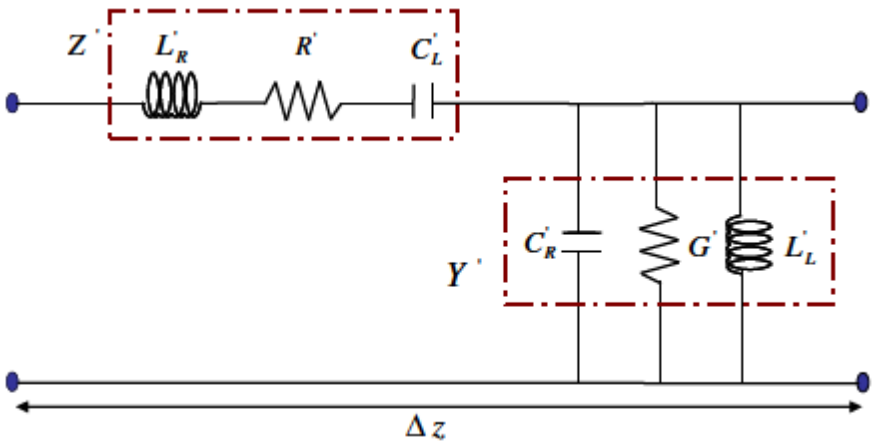


Figure II.8 : Schéma équivalent d'un tronçon de ligne composite main droite/ gauche avec pertes.

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

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} = \sqrt{(R'G' - X'B') + j(R'B' + G'X')} \quad \text{(II.28)}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{R' + jX'}{G' + jB'}} \quad \text{(II.29)}$$

Les effets des pertes sur 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 :

$$\gamma_L = -j\frac{\sqrt{1 - R'G'(\frac{\omega}{\omega_L})^2 + j\omega(C_L'R' + L_L'G')}}{(\frac{\omega}{\omega_L})} = \alpha_L + j\beta_L \quad \text{(II.30)}$$

Ou :

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L'C_L'}} \quad \text{(II.31)}$$

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 :

$$\gamma_L = -j\frac{1}{(\omega/\omega_L)}\left[1+\frac{j}{2}(C_L^{'}R^{'}+L_L^{'}G^{'})\right] \quad \text{(II.32)}$$

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

$$\beta \approx -\frac{\omega_L}{\omega} \quad \text{(II.33)}$$

$$\alpha_L \approx \frac{1}{2}\left[R'Y_L+\frac{G'}{Y_L}\right] \quad \text{(II.34)}$$

Où :

$$\gamma_L = \sqrt{\frac{C_L}{L_L}} \quad \text{(II.35)}$$

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.9 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.

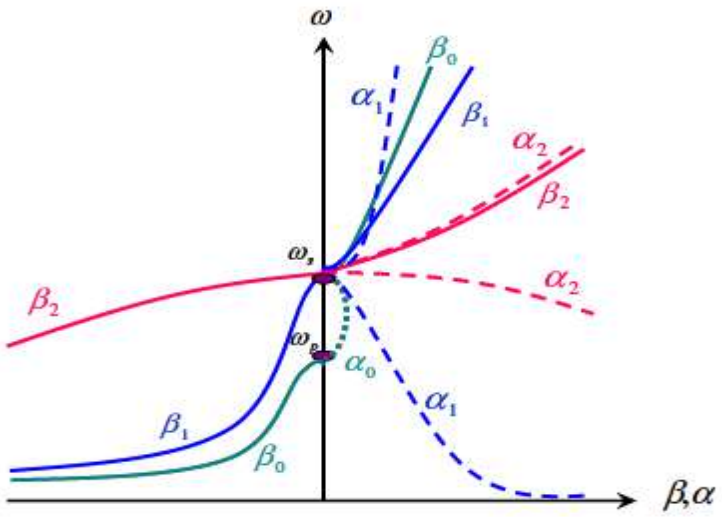


Figure II.9 : Diagramme de dispersion-atténuation pour une ligne composite droite/gauche pour le cas $\omega_P < \omega_S$ selon le niveau de pertes.

II.3 Réalisation de lignes méta-matériaux :

Différentes approche sont été utilisées dans la littérature pour réaliser des méta-lignes [19].

II.3.1 Approche par éléments localisés en microstrip :

La ligne de transmission en structure CRLH homogène n'existe pas dans la nature mais elle peut être construite en cascadant un certain nombre de cellules unitaires de CRLH. La cellule unitaire peut être réalisée en employant les composants mis en cascade mais dans ce cas seulement un ensemble limité de valeurs d'éléments est disponible. La première cellule unitaire CRLH de ce type a été proposée par Calozet Itoh [40] figure II.10. Elle se compose d'une capacité interdigitée représentée par C_L et d'un stub représenté par L_L. La capacité $C_R$existe toujours en raison de la capacité de la ligne micro-ruban centrale et l'inductance L_R est provoquée par le flux magnétique produit par l'écoulement du courant dans les doigts du condensateur interdigité.

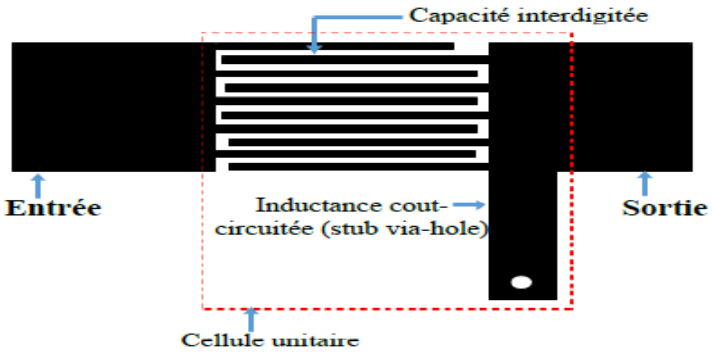


Figure II.10 : Unité cellulaire utilisée pour la réalisation d'une ligne de transmission CRLH [40].

La structure de ligne méta-matériau en configuration micro-ruban a été utilisée pour différentes applications par exemple les résonateurs [41] et les antennes [42] et dans différentes bandes de fréquence. Les valeurs des éléments du circuit équivalent de la cellule élémentaire ont été calculés par une approche précise basée sur l'extraction de paramètres à partir de la simulation et de la meure [43]. Le prototype de la méta-ligne en configuration micro-ruban est présenté à la figure II.11

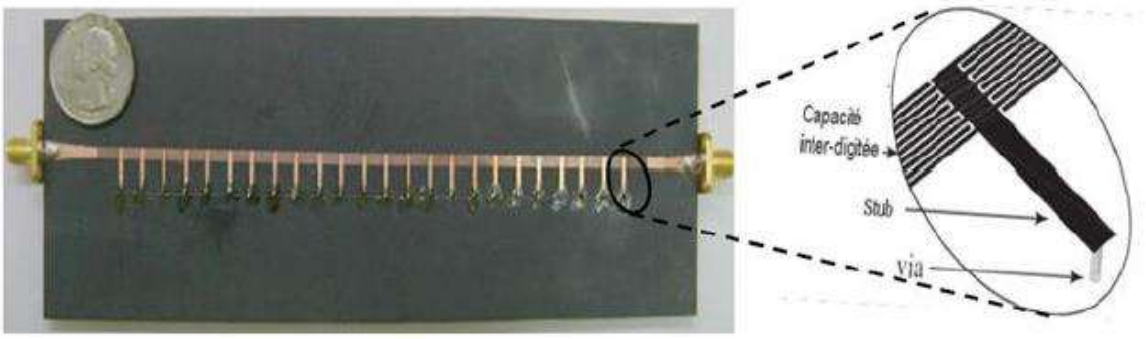


Figure II.11 : Vue de dessus du prototype de la ligne micro-ruban composite réalisée avec vingtquatre cellules élémentaires [36].

II.3.2 Approche circuit résonant :

Dans cette approche, on va rajouter à une ligne classique des éléments, des motifs qui vont générer des effets méta dans leur zone fréquentielle de résonance. Le comportement main gauche s'obtient par la combinaison de deux motifs particuliers dans une cellule unitaire figure II.12. C'est-à-dire l'une fournit la permittivité négative et l'autre la perméabilité négative. Cette approche est basée initialement sur l'utilisation des SRR et permet d'obtenir des propriétés de filtrage. Quand les SRR sont orientés correctement, ils peuvent empêcher la propagation du signal et rejeter une bande de fréquence à proximité de sa résonance quasi statique du SRR [44]. Pour obtenir un comportement main gauche complet, il faut compléter l'éffet magnétique du SRR par une capacité série. Ceci est réalisé en gravant périodiquement sur le côté supérieur des fentes capacitives dans la ligne micro-ruban centrale. Une ligne résonante main gauche avec trois cellules unitaires est décrite sur la figure II.12 *b*). Même si la structure est plus complexe, on retrouve bien des alternances périodiques de capacités séries et parallèles et d'inductances séries et parallèles.

Dans le cas de cette structure, Lr et Cr sont respectivement l'inductance et capacité du circuit de CSRR; L est l'inductance de la ligne micro-ruban ; Cg est la capacité qui représente le gap et Cc la capacité qui représente le couplage entre le CSRR et la ligne micro-ruban.

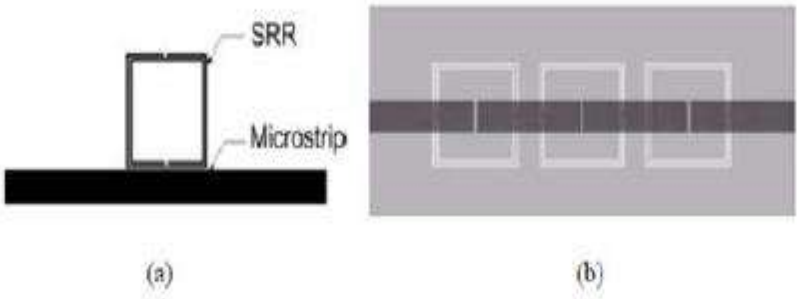


Figure II.12 : Prototype pour avoir un comportement main gauche pour l'approche circuit résonant [45] : a) Cellule unitaire, b) Vue en coupe de trois cellules.

Cette structure se comporte comme un filtre passe bande. Le circuit équivalent d'une cellule unitaire de la figure précédente II.12 est indiqué sur la figure II.13.

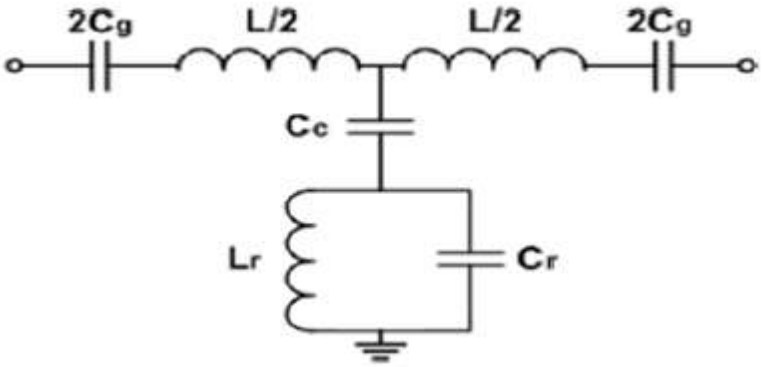


Figure II.13 : Circuit équivalent d'une cellule unitaire.

II.3.3 Approche hybride :

L'approche hybride a été obtenue par la combinaison de deux approches : SRR et CSRR d'un côté et le gap capacitif et le stub parallèle de l'autre côté. Généralement, les SRR et les gaps donnent la perméabilité négative alors que les CSRR et le stub parallèle donnent la permittivité négative. Les cellules unitaires présentées sur la figure II.14 combinent les stubs parallèles et les CSRR et ont été utilisées pour la réalisation de filtres ultra-large bande [46].

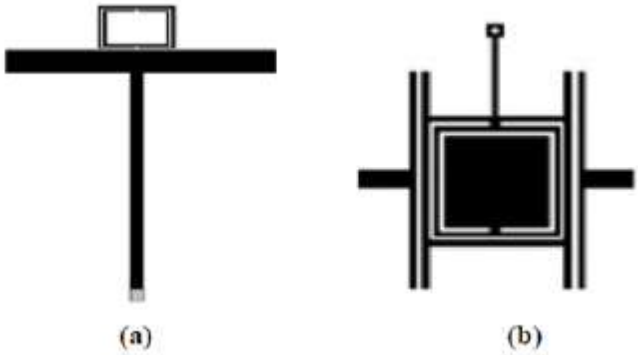


Figure II.14 : Exemple des cellules hybrides [46] : a) structure simple, b) structure complexe.

Le schéma électrique de la structure de la figure II.14 a) est donné pour exemple sur la figure II.15. Là encore même si le schéma équivalent est complexe on retrouve une alternance de capacités et inductances séries et parallèles qui vont permettre d'obtenir les différentes bandes de fonction plus des méta-lignes.

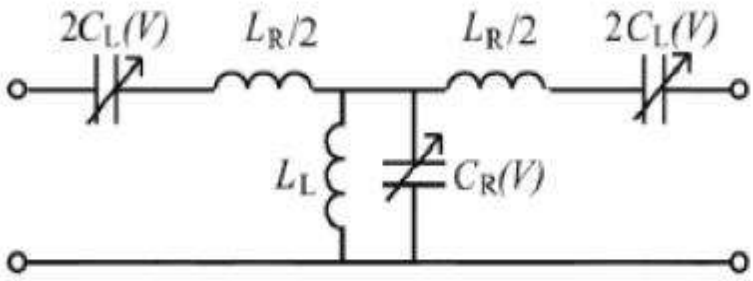


Figure II.15 : Exemple d'un circuit équivalent d'une approche hybride.

II.4 Implémentations planaires :

Les propriétés et caractéristiques de ces méta-lignes de type CRLH ont été utilisées pour réaliser des dispositifs Hyperfréquences en plusieurs technologies. Dans cette sous section, nous présentons quelques prototypes réalisés en structure CRLH puis en structure coplanaire en configuration micro-ruban [19].

II.4.1 Implémentations micro-ruban :

Le coupleur directionnel asymétrique quasi -0dB figure II.16 (a) est composé d'une ligne de transmission micro-ruban classique et d'une ligne de transmission CRLH. L'idée est de réaliser un coupleur original capable d'atteindre n'importe quel niveau de couplage arbitraire dans une large bande de fréquence. Un autre coupleur directionnel CRLH à ondes

inversées et avec un niveau de couplage arbitraire et large bande est présentée sur la figure II.16 (b). Le coupleur est unique en termes de performance et de principe de fonctionnement. Il est composé de deux lignes de transmission micro-ruban composite main droite/gauche dont le principe de fonctionnement est expliqué par l'analyse de mode pair/impair.

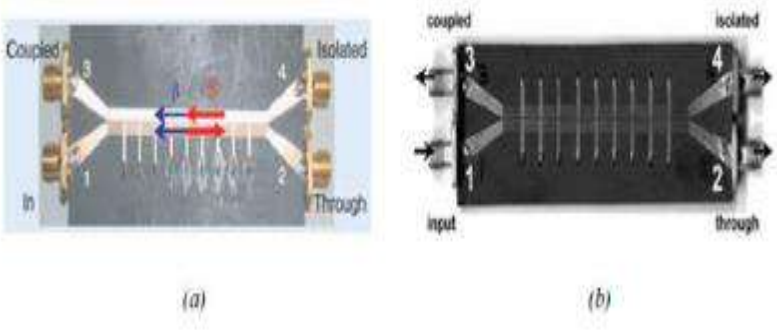


Figure II.16 : Prototypes de coupleurs. (a) : coupleur CRLH asymétrique de neuf cellules de base [47], (b) : coupleur CRLH asymétrique à ondes inversées [48].

Les méta-matériaux ont aussi été utilisés pour améliorer le fonctionnement des antennes grâce à leurs propriétés particulières. Parmi ces propriétés originales et uniques, il y a le point particulier de l'indice nul, où pour une fréquence donnée la propagation peut exister avec une longueur d'onde infinie. Cet effet a été utilisé pour la réalisation d'une antenne à résonance d'ordre zéro, prototype présenté à la figure II.17 (a) en configuration microruban.

La configuration en anneau des structures CRLH a été utilisée pour sa part pour réalisation d'une antenne multi polarisation (linéaire-circulaire) figure II.17 (b).

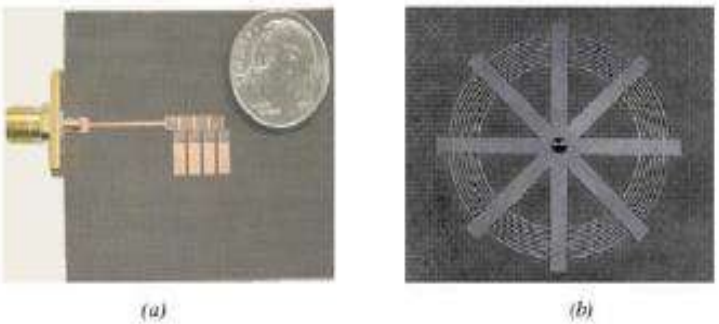


Figure II.17 : Prototypes d'antennes. (a) : antenne CMDG à résonance d'ordre zéro [43], (b) : antenne résonante en micro ruban CMDG en boucle [42].

II.4.2 Implémentations coplanaire :

La ligne de transmission en configuration coplanaire inventée en 1969 par Wen [49], présente plusieurs avantages tels que la simplicité de fabrication, la simplicité de connexion des éléments en série ou en parallèle, un faible rayonnement et une faible dispersion. C'est pourquoi les chercheurs se sont aussi intéressé à l'étude et la réalisation de lignes coplanaires méta-matériaux. La figure II.18 (a) illustre le prototype d'une ligne méta-matériau coplanaire de longueur infinie et II.18 (b) indique sa réponse en fréquence. La réponse en fréquence montre deux bandes de transmission séparées figure II.18 (b).

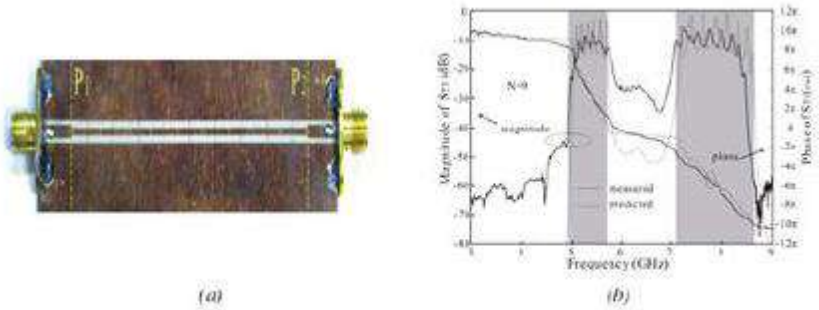


Figure II.18 : (a) Prototypes d'une ligne méta-matériau coplanaire, (b) sa réponse en fréquence [50].

La première bande passante est appelée propagation de nature main gauche où il y a une avance de phase. Et la deuxième bande montre la propagation classique où l'effet main droite est marqué par un retard de phase. Ces deux bandes passantes sont séparées par un gap (ou bande coupée) qui correspond à la propagation non équilibrée. La figure II.19 montre un autre prototype d'une ligne coplanaire qui transmet une onde inversée.

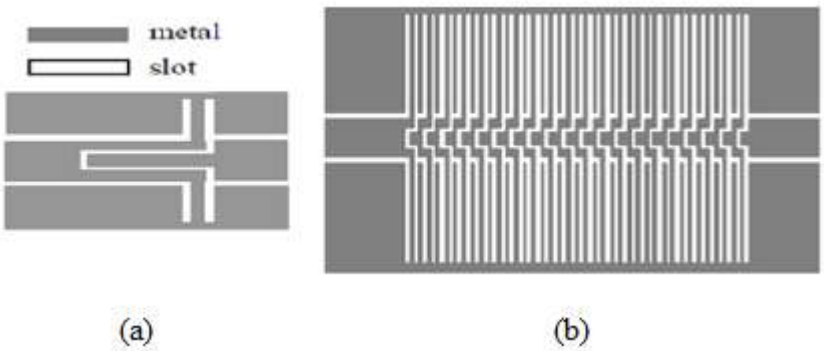


Figure II.19 : (a) : Cellule élémentaire. (b) : layout final du MG CPW [51].

Diverses cellules élémentaires CRLH en configuration coplanaire ont été utilisées pour réaliser des dispositifs hyperfréquences. On peut citer par exemple des filtres [52],[53], des coupleurs [54], des antennes résonantes à méta-matériaux [55] et aussi diverses applications antennaires [56]. Il existe également des structures planaires CRLH de type résonant réalisées par combinaison de SRR avec des inductances parallèles en technologie coplanaire [57], ou par combinaison de SRR avec des capacités séries en technologie micro-ruban [58]. En technologie guidée, le passage vers un méta-matériau à deux dimensions [59] et même à trois dimensions a été étudié et réalisé pour quelques applications [60],[61].

Depuis quelques années, les structures artificielles connues sous le nom de méta-matériaux engendrent de nombreuses applications de par le monde. Les applications les plus avancées dans le domaine des hyperfréquences aujourd'hui se trouvent dans le domaine des antennes avec comme débouché important les télécommunications et surtout les télécommunications nomades. Un des principes majeurs des méta-matériaux réside dans l'idée de structurer artificiellement la matière pour obtenir des propriétés nouvelles ou spécifiques. Cette idée a été appliquée dans le domaine des lignes de propagation ; on parle alors de méta-lignes.

II.5 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons Parmi les différents types des lignes de transmission (la ligne de transmission main droite ainsi que la ligne de transmission main gauche et la ligne composite). Leurs circuits équivalents et les différentes caractéristiques de propagation.

Nous avons présenté trois approches différentes utilisant l'effet méta-matériaux pour la réalisation des dispositifs de types méta-lignes en passant par une théorie de base de lignes de transmission. Nous avons porté une attention particulière aux applications dérivées dans le domaine des structures de propagation planaire en configuration micro ruban et en configuration coplanaire.

Chapitre III :

Adaptation D’impédance Par Cascade De Cellule CLRH-TL

III.1 Introduction :

La ligne de transmission composite droitier/gaucher (CRLH TL) est l'une des structures de méta-matériaux les plus intéressantes, en raison de ses propriétés et performances électriques et magnétiques particulières, plusieurs applications électromagnétiques basées sur les composants CRLH TL, ont été développées.

Dans ce chapitre on se propose d'évaluer les paramètres d'une ligne de transmission CRLH compose de N cellule a savoir des paramètres S et impédance d'entrée a partir des paramètres ABCD. On utilisant une nouvelle méthode récurrente. On utilise ce type de ligne de transmission pour réaliser des circuits d'adaptation.

III.2 Adaptation d'impédance :

L'adaptation d'impédance est une des tâches courantes de l'exercice de conception de circuits aux hyperfréquences. Le concept est illustré ci-dessous, où l'on retrouve un réseau à deux ports intercalé entre une charge quelconque Z_C et une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 . Le circuit d'adaptation d'impédance est généralement sans perte de façon à éviter des pertes en puissance entre la charge et la ligne de transmission. Il est conçu de façon à ce que l'impédance vu à gauche du circuit d'adaptation corresponde à l'impédance caractéristique de la ligne, Z_0 . De cette façon, on élimine les réflexions sur la ligne de transmission.

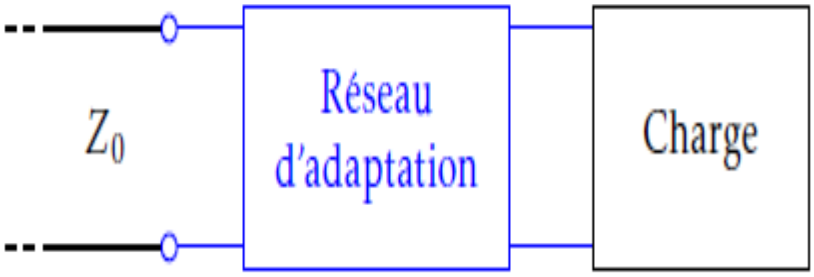


Figure III.1 : Réseau d'adaptation d'impédance.

L'adaptation d'impédance est importante pour les raisons suivantes:

- On obtient un transfert de puissance maximale lorsque la charge est adaptée à la ligne de transmission.

- En améliorant le transfert de puissance, on maximise également le rapport signal à bruit dans les systèmes de réception.
- L'adaptation d'impédance dans un réseau de distribution minimise les erreurs d'amplitude et de phase.

Plusieurs solutions sont possibles pour réaliser un circuit d'adaptation d'impédance. Les facteurs important dans la sélection d'un circuit d'adaptation d'impédance sont:

- La complexité : Typiquement, le design le plus simple est le meilleur. Un design simple est généralement moins couteux, plus fiable et a moins de pertes.
- La largeur de bande : Tous les réseaux peuvent théoriquement donner une adaptation parfaite (réflexion = 0) `a une seule fréquence. Cependant, il faut souvent une large bande d'adaptation.
- L'implémentation : Selon le type de ligne de transmission, certains circuits sont plus faciles `a implanter. Ex : des stubs s'intègrent bien dans des guides rectangulaires.
- La facilité d'ajustement : Dans certaines applications, le réseau d'adaptation peut nécessiter un ajustement pour adapté une impédance de charge variable. Certains types de réseau d'adaptation sont plus ouverts que d'autres à cet égard.

III.3 Différentes méthodes d'adaptation :

III.3.1 Adaptation par éléments localises :

Un des réseaux d'adaptation les plus simples est le réseau en L, tel qu'illustré ci-dessous. Ce réseau utilise deux éléments réactifs pour adapter une impédance de charge Z_c à l'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne de transmission. Il y a deux configurations possibles pour ce réseau, si R$\in \{Z_c\} > Z_0$ alors on utilise le circuit de la Figure III.2 . Dans le cas contraire, on utilise le circuit de la Figure III.3.

Dans ces deux circuits, chacune des composantes réactives peut être capacitive ou inductive selon l'impédance de la charge à adapter. Il y a donc huit réseaux en L distincts.

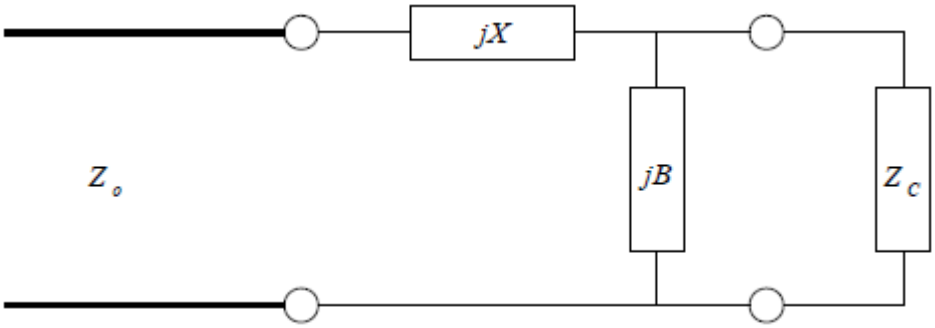


Figure III.2 : Réseau d'adaptation en L pour Rc>Ro.

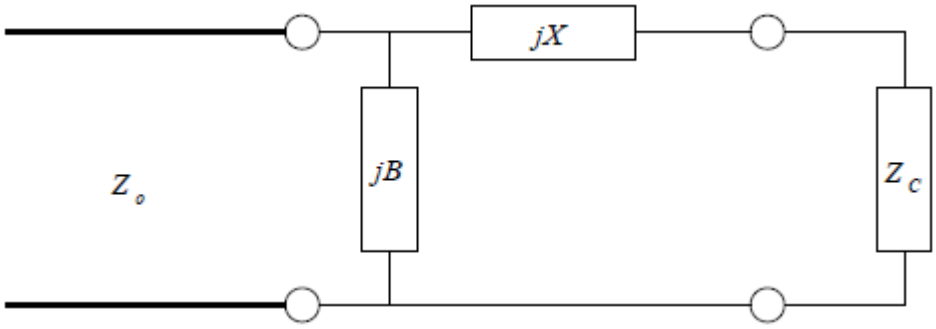


Figure III.3 : Réseau d'adaptation en L pour Rc<Ro.

III.3.2 Adaptation avec Un Stub :

Soit à considérer la technique d'adaptation d'impédance qui utilise un stub en circuit ouvert ou court-circuité de longueur **L**, connecté en shunt Figure III.4.a ou en série Figure III.4.b avec la ligne de transmission, à une distance de la charge. Ce type d'adaptation d'impédance est très pratique **d** puisqu'il n'utilise pas d'éléments localisés. La configuration avec stub disposé en shunt est particulièrement facile à réaliser avec les lignes microruban.

Dans cette configuration, les deux paramètres ajustables sont la distance **d** entre la charge et le stub, et la susceptance ou la réactance produite par le stub. Pour la configuration du stub en shunt, le principe d'adaptation consiste à choisir **d** de façon à ce que l'admittance vue à cette distance de la charge soit de la forme Y_0+jβ . Alors, la susceptance du stub est choisie comme étant –jβ , annulant ainsi la partie réactive. Pour la configuration du stub en série, la distance **d** est choisie de façon à ce que l'impédance vue à la distance **d** soit de la forme Z_0+jX La réactance du stub est alors choisie comme étant –jX.

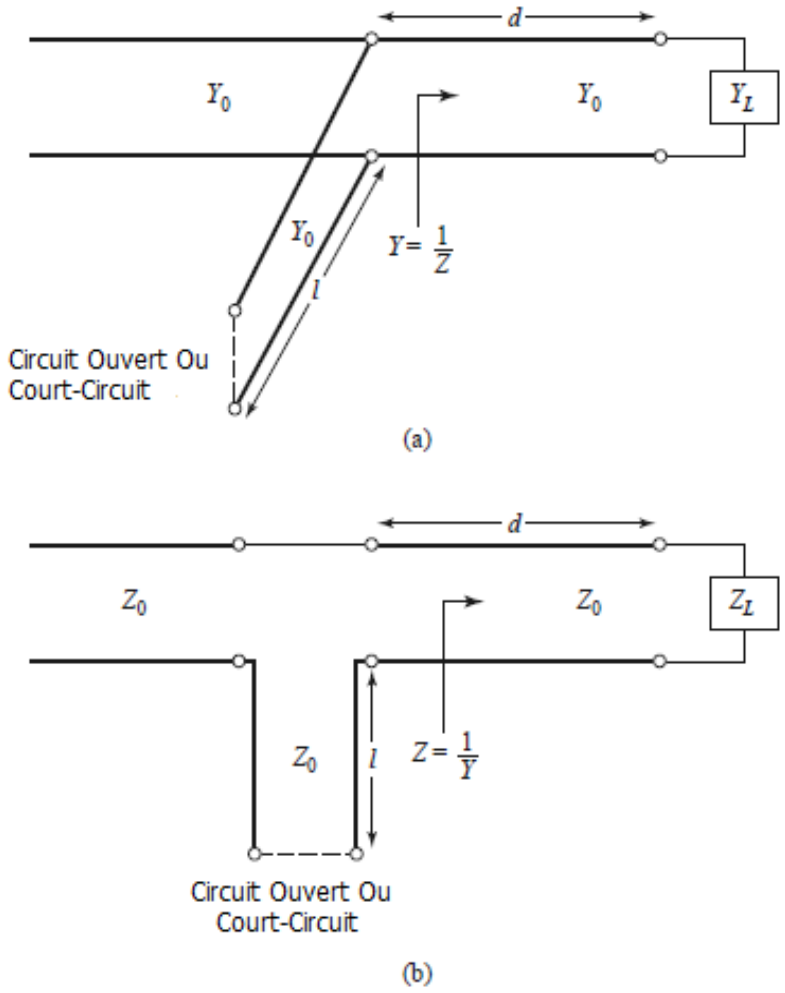


Figure III.4 : a) adaptation d'impédance avec un stub en shunt. b) adaptation d'impédance avec un stub en série.

III.3.3 Adaptation avec Deux Stubs :

Les réseaux d'adaptation d'impédance à un stub de la section précédente permettent d'adapter toute charge ayant une partie réelle non nulle. Toutefois, ils requirent une longueur de ligne variable entre la charge et le stub. Bien que cela ne soit pas un problème pour une adaptation fixe, il peut être souhaitable de ne pas avoir cette contrainte lorsque l'on désire un dispositif permettant une adaptation à une charge variable. Dans ce cas, le réseau à deux stubs en positions fixes peut être utilisé. Toutefois, l'inconvénient de ce dispositif provient du fait qu'il ne peut adapter toutes les impédances.

Le réseau d'adaptation à deux stubs de la Figure III.5.a indique que la charge effective peut être située à une distance arbitraire du premier stub. En fait, cela revient à traiter le circuit plus simple de la Figure III.5.b, où la charge Y_c' a été transformée à son admittance équivalente Y_c au premier stub. Les stubs considérés ici sont des stubs en shunt, puisqu'ils

sont, en pratique, plus faciles à implémenter. Les stubs peuvent être terminés en court-circuit ou en circuit ouvert.

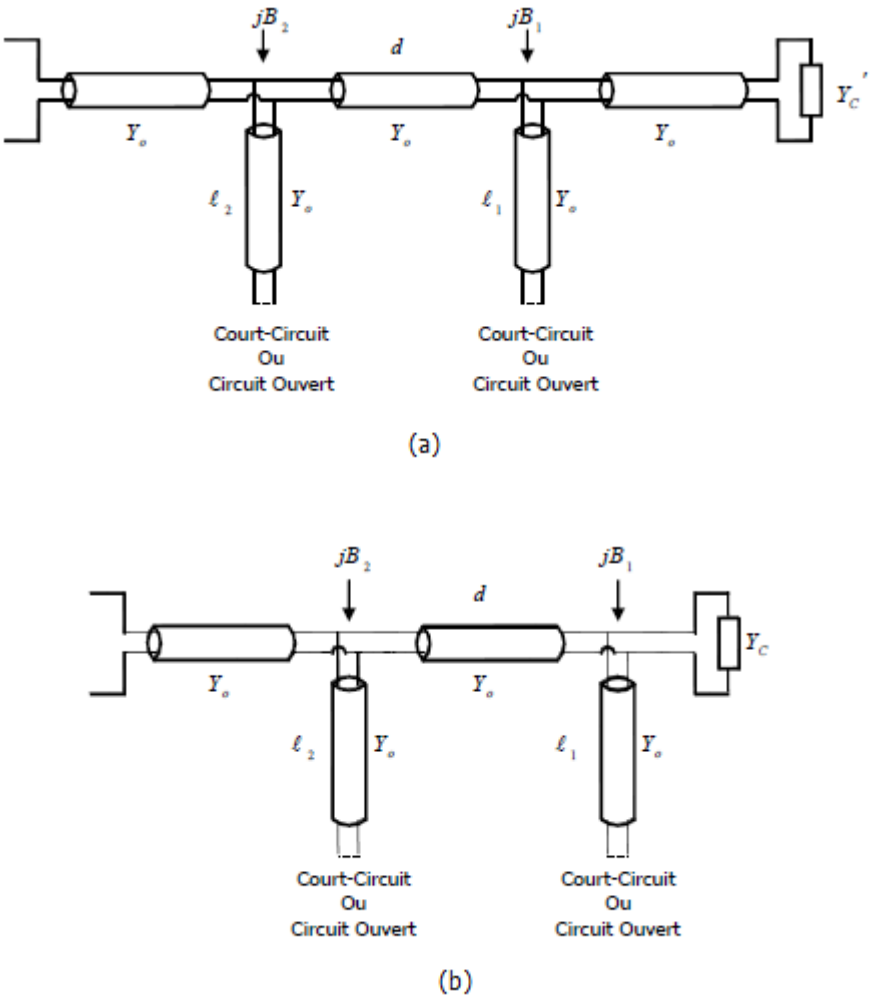


Figure III.5 : Adaptation a deux stubs. (a) Adaptation avec deux stubs en shunt

(b) Circuit équivalent avec deux stubs en shunt.

III.3.4 Le Transformateur Quart D'onde :

Le transformateur quart d'onde est un circuit utile et pratique pour l'adaptation d'impédance et fournit également un circuit de ligne de transmission simple qui illustre davantage les propriétés d'ondes stationnaires sur une ligne. Une caractéristique supplémentaire du transformateur quart d'onde est qu'il peut être étendu à des conceptions multi sections de manière méthodique pour fournir une bande passante plus large. Si seule une adaptation d'impédance à bande étroite est requise, un transformateur à section unique peut suffire.

Un inconvénient du transformateur quart d'onde est qu'il ne peut adaptée qu'à une impédance de charge réelle. Une impédance de charge complexe peut toujours être transformée en une impédance réelle, cependant, en utilisant une longueur appropriée de ligne de transmission entre la charge et le transformateur, ou un élément réactif en série ou en dérivation approprié. Ces techniques seront généralement modifier la dépendance en fréquence de la charge.

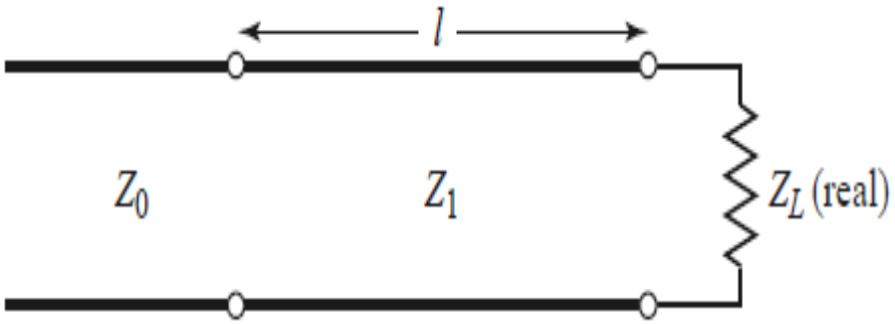


Figure III.6 : Un transformateur d'adaptation quart d'onde à section unique. $l = \lambda_0/4$ à la fréquence de conception f_0.

III.4 adaptation par ligne CRLH :

III.4.1 Modèle de cellule unitaire de CRLH-TL :

Le modèle général CRLH TL tel que représenté sur la Figure III.7 contient une inductance L_R en série avec une capacité C_L et une capacité shunt $C_R$en parallèle avec une inductanceL_L.

Les composants L_L et C_L régissent les propriétés de propagation en mode gauche, tandis que $L_R$et $C_R$déterminent les propriétés de propagation en mode droit [62]. Dans une cellule unitaire équivalente électrique, Z et Y sont respectivement l'impédance et l'admittance de la ligne de transmission.

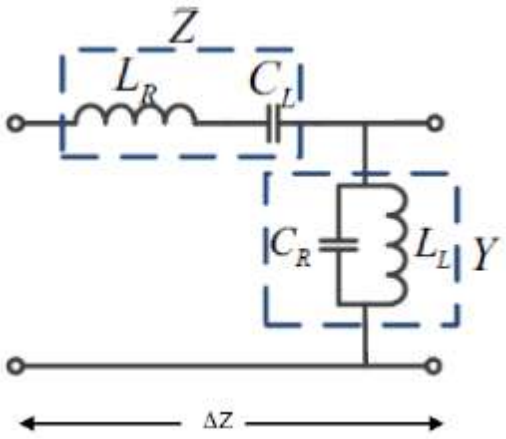


Figure III.7 : Circuit électrique équivalent du CRLH TL.

Dans le cas des CRLH TL homogènes, ils sont définis comme :

$$Z(\omega) = j\omega L_R \left(1 - \frac{\omega_{se}^2}{\omega^2}\right) \quad \text{(III.1)}$$

Où :

$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$ est la pulsation de résonance série.

Alors que l'admittance Y(ω) peut être donnée par l'expression suivante:

$$Y(\omega) = j\omega C_R \left(1 - \frac{\omega_{sh}^2}{\omega^2}\right) \quad \text{(III.2)}$$

Où :

$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$ est la pulsation de résonance shunt.

L'impédance caractéristique de la cellule unitaire CRLH TL est donné par:

$$Z_0 = Z_R \sqrt{\frac{(\omega^2 - \omega_{se}^2)}{(\omega^2 - \omega_{sh}^2)}} \quad \text{(III.3)}$$

Où Z_R est l'impédance RH (main droite) donnée par :

$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad \text{(III.4)}$$

De plus, Z_L est l'impédance LH (main gauche), qui est donné par :

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \qquad \text{(III.5)}$$

Tant que la fréquence augmente, le circuit résonant CRLH TL est de plus en plus dispersif, lorsque la vitesse de phase est fortement dépendante de la fréquence, par conséquent, le CRLH TL a une double nature ; aux basses fréquences est à dominante LH, et en revanche, aux hautes fréquences le CRLH TL est à dominante RH [62].

Puisque la cellule unitaire est plus petite que le quart de la longueur d'onde guidée le CRLH TL est vu comme homogène par les ondes électromagnétiques [62].

III.4.2 Analyse de la structure des cellules en cascade :

Nous considérons d'abord les caractéristiques de propagation de la ligne composée de nombre de cellule infinie terminée par une charge. On utilise des paramètres ABCD pour analyser le circuit de figure suivant :

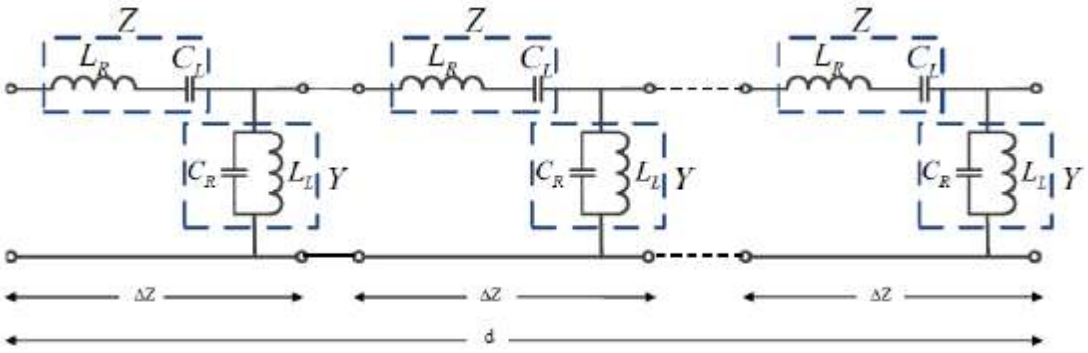


Figure III.8 : Ligne de transmission CRLH de longueur d.

LA MATRICE DE TRANSMISSION (ABCD) :

Les représentations des paramètres Z, Y et S peuvent être utilisées pour caractériser un réseau hyperfréquence avec un nombre arbitraire de ports, mais en pratique, de nombreux réseaux micro-ondes sont constitués d'une connexion en cascade de deux ou plusieurs réseaux à deux ports. Dans ce cas, c'est pratique pour définir une matrice de transmission 2 × 2, ou ABCD, pour chaque réseau à deux ports. Nous verrons que la matrice ABCD de la connexion

en cascade de deux ou plusieurs réseaux à deux ports peut être facilement trouvée en multipliant les matrices ABCD des deux ports individuels.

La matrice ABCD est définie pour un réseau à deux ports en termes de tensions totales et courants comme indiqué sur la Figure III.9.a.

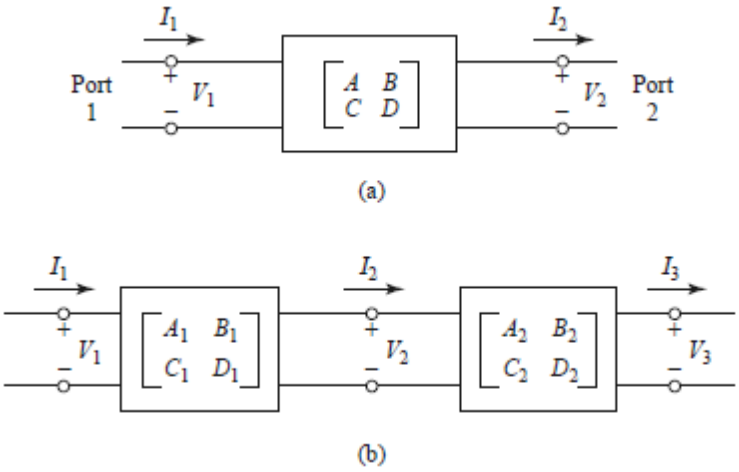


Figure III.9 : (a) Un réseau à deux ports; (b) une connexion en cascade de réseaux à deux ports.

et les suivantes :

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \tag{III.6}$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \tag{III.7}$$

Ou sous forme matricielle comme :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{III.8}$$

Il est important de noter à partir de la Figure III.9.a. Qu'un changement dans la convention de signe de I_2 a été fait à partir de nos définitions précédentes, qui avait I_2 comme courant coulant dans port 2. La convention selon laquelle I2 sort du port 2 sera utilisée lors du traitement des matrices ABCD de sorte que dans un réseau en cascade, I2 sera le même courant qui circule dans le réseau adjacent comme le montre la Figure III.9.b. Alors le côté gauche de (III.8) représente la tension et courant au port 1 du réseau, tandis que le côté droite de (III.8) représente la tension et le courant au port 2. Dans la connexion en cascade de deux réseaux à deux ports illustrée à la Figure III.9.b, nous avons

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \text{(III.9)}$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad \text{(III.10)}$$

Substituer (III.10) dans (III.10) donne :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad \text{(III.11)}$$

L'utilité e des matrices ABCD vient du fait qu'on peut construire des circuits complexes avec seulement quelques circuits de base Comme exemple, une simple multiplication matricielle permet de construire un circuit plus complexe dans la figure..

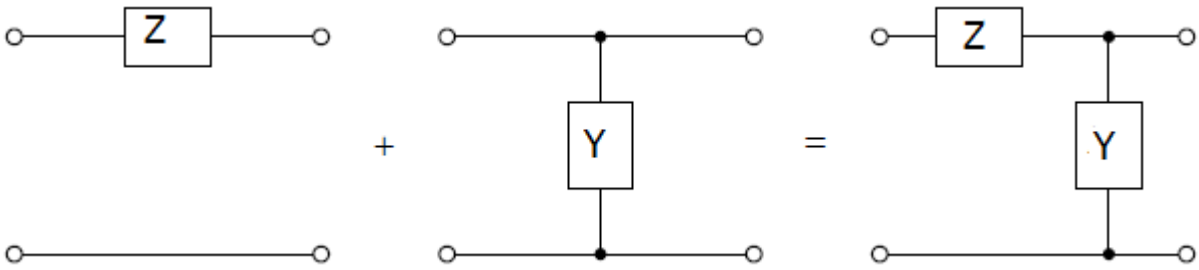


Figure III.10 : Exemple d'application des paramètres ABCD.

La matrice totale est :

$$\begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(III.12)}$$

Considérant une cellule unitaire d'un CRLH TL homogène comme le montre la Figure III.7, et en considérant le paramètre X utilisé dans ce développement pour définir la cellule de paramètres ABCD, définie comme suit :

$$X = ZY + 1 \quad \text{(III.13)}$$

Alors les paramètres ABCD de cette cellule sont donnés comme suit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X & (X-1)/Y \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(III.14)}$$

Chaque cellule de cette ligne se compose d'une longueur d, Figure III.8. Si nous considérons la ligne infinie étant comme composée d'une cascade de réseaux identiques de deux ports, on peut relier les voltages et les courants de chaque côté de la cellule d'unité N^{eme} en utilisant la matrice ABCD :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad \text{(III.15)}$$

Dans le cas de deux cellules en cascade, on obtient l'équivalent Paramètres ABCD comme :

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X^2 + X - 1 & (X^2 - 1)/Y \\ (X+1)Y & X \end{bmatrix} \quad \text{(III.16)}$$

Où A_2, B_2, C_2 et D_2 sont les paramètres ABCD du circuit équivalent des deux cellules unitaires en cascade. Supposons maintenant que A_0, B_0, C_0 et D_0 soient les paramètres d'une cellule unitaires, dans une ligne composée de N éléments, en calculant les paramètres équivalents de (k+1) cellules en cascade, on peut en déduire qu'elles satisfont aux relations récurrentes suivantes :

$$\begin{bmatrix} A_{K+1} \\ B_{K+1} \\ C_{K+1} \\ D_{K+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & -1 \\ \gamma & 0 & 0 & -1/C_0 \\ C_0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_K \\ B_K \\ C_K \\ D_K \end{bmatrix} \quad \text{(III.17)}$$

Pour $0 \leq k \leq N$

Où : $\alpha = A_0 + 1$ $\gamma = \frac{A_0}{C_0}$

Et les relations :

$$A_{K+1} = D_{K+1} + YB_{K+1} \quad \text{(III.18)}$$

$$A_{K+1}D_{K+1} - B_{K+1}C_{K+1} = 1 \quad \text{(III.19)}$$

On démontre les relations récurrentes (III.17) .Considérant k cellules unitaires, ayant les paramètres A_K, B_K, C_K et D_K en cascade avec une cellules unitaires. Les paramètres équivalents de k+1 cellule sont donnés par [63] :

$$A_{K+1} = A_K A_0 + B_K C_0 \quad \text{(III.20)}$$

$$B_{K+1} = A_K B_0 + B_K D_0 \quad \text{(III.21)}$$

$$C_{K+1} = C_K A_0 + D_K C_0 \quad \text{(III.22)}$$

$$D_{K+1} = C_K B_0 + D_K D_0 \quad \text{(III.23)}$$

Avec : $A_0 = X$ $B_0 = \frac{A_0 - 1}{C_0}$ $C_0 = Y$ $D_0 = 1$

Tel que :

$$D_{K+1} = C_K B_0 + D_K \quad \text{(III.24)}$$

Donc :

$$D_1 = C_0 + \frac{(A_0 - 1)}{C_0} + D_0 = A_0$$

Egalement :

$$D_2 = C_1 B_0 + D_1$$

$$= (A_0 + 1) C_0 \frac{(A_0 - 1)}{C_0} + A_0$$

$$= A_0^2 + A_0 + 1$$

$$= A_1$$

De la même manière on a :

$$\mathrm{D_3 = C_2 B_0 + D_1 = A_2}$$

$$\mathrm{D_K = C_{K-1} B_0 + D_{K-1} = A_{K-1}} \quad \text{(III.25)}$$

Pour que nous obtenions la valeur de D_{K+1} selon le ensemble (III.17) exprimé sous forme d'équation :

$$\mathrm{D_{K+1} = C_K B_0 + D_K = A_K} \quad \text{(III.26)}$$

En utilisant (III.20) :

$$\mathrm{A_{K+1} = A_K A_0 + B_K C_0}$$

$$\mathrm{C_0 B_K = A_{K+1} - A_0 A_K} \quad \text{(III.27)}$$

En multiple (III.21) a C_0 :

$$B_{K+1} = A_K B_0 + B_K D_0$$

$$C_0 B_{K+1} = A_0 A_K - A_K + C_0 B_K$$

$$C_0 B_{K+1} = A_0 A_K - A_K + A_{K+1} - A_0 A_K$$

$$C_0 B_{K+1} = A_{K+1} - A_K \quad \text{(III.28)}$$

$$A_{K+1} = C_0 B_{K+1} + A_K \quad \text{(III.29)}$$

En remplace (III.29) dans (III.27) nous avons :

$$C_0 B_K = C_0 B_{K+1} - A_0 A_K + A_K \quad \text{(III.30)}$$

En utilisant (III.28) en déduit :

$$C_0 B_{K+1} = A_{K+1} - A_K$$

$$C_0 B_K = A_K - A_{K-1} = A_K - D_K \quad \text{(III.31)}$$

En remplaçant (III.31) dans (III.20) on obtient :

$$A_{K+1} = A_K(A_0+1) - D_K = A_K\,\alpha - D_K \quad \text{(III.32)}$$

En utilisant (III.22):

$$\mathrm{C_{K+1}} = \mathrm{C_K A_0} + \mathrm{D_K C_0}$$

$$\mathrm{C_0 D_K} = \mathrm{C_{K+1}} - \mathrm{A_0 C_K} \quad \text{(III.33)}$$

En multiple (III.23) a $\mathrm{C_0}$:

$$\mathrm{D_{K+1}} = \mathrm{C_K B_0} + \mathrm{D_K D_0}$$

$$\mathrm{C_0 D_{K+1}} = \mathrm{A_0 C_K} - \mathrm{C_K} + \mathrm{C_0 D_K}$$

$$\mathrm{C_0 D_{K+1}} = \mathrm{A_0 C_K} - \mathrm{C_K} + \mathrm{C_{K+1}} - \mathrm{A_0 C_K}$$

$$\mathrm{C_0 D_{K+1}} = \mathrm{C_{K+1}} - \mathrm{C_K} \quad \text{(III.34)}$$

$$\mathrm{C_{K+1}} = \mathrm{C_0 D_{K+1}} + \mathrm{C_K} \quad \text{(III.35)}$$

En remplace (III.35) et (III.33) nous avons :

$$C_0 D_K = C_0 D_{k+1} - A_0 C_K + C_K \quad \text{(III.36)}$$

En soustraire (III.33) et (III.36) :

$$C_{K+1} - A_0 C_K - C_0 D_{k+1} + A_0 C_K - C_K = 0$$

$$C_{K+1} = C_0 D_{k+1} + C_K$$

$$C_{K+1} = C_0 A_K + C_K \quad \text{(III.37)}$$

On a aussi, à partir de (III.21) :

$$C_0 B_{K+1} = (A_0 - 1)\, A_K + C_0 B_K$$

$$C_0 B_{K+1} = (A_0 A_K + C_0 B_K) - A_K$$

$$C_0 B_{K+1} = A_{K+1} - A_K$$

$$C_0 B_{K+1} = (A_0 + 1)\, A_K - D_K - A_K$$

$$B_{K+1} = \frac{A_0}{C_0} A_K - \frac{1}{C_0} D_K \quad \text{(III.38)}$$

Et enfin nous avons :

$$A_{K+1} = (X + 1) A_K - D_K \quad \text{(III.39)}$$

$$B_{K+1} = \frac{X}{Y} A_K - \frac{1}{Y} D_K \quad \text{(III.40)}$$

$$C_{K+1} = Y A_K + C_K \quad \text{(III.41)}$$

$$D_{K+1} = A_K \quad \text{(III.42)}$$

III.4.3 CRLH TL comme les réseaux de L-section :

Considérant une cellule unitaire CRLH TL employée en L section réseau d'adaptation, en adaptant une impédance de charge à une ligne de transmission comme indiqué sur la Figure III.11.

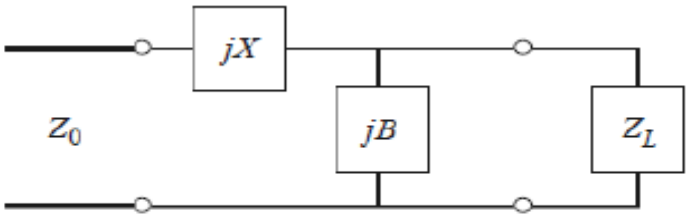


Figure III.11 : CRLH TL comme réseaux d'adaptation de section L.

L'entrée de la section L CRLH TL doit être connectée à une ligne de transmission uniforme d'impédance caractéristique Z_0 , où l'impédance de charge est complexe et dépendant de la fréquence, comme le montre la Figure III.11, et nous souhaitons disposer cette section en L de manière à obtenir une adaptation d'impédance $Z_{in} = Z_0$.

On a donc les conditions :

$$\text{Im(Z)=X=}\omega L_R\left(1-\frac{\omega_{se}^2}{\omega^2}\right) \quad \text{(III.43)}$$

$$\text{Im(Y)= B=}\omega C_R\left(1-\frac{\omega_{sh}^2}{\omega^2}\right) \quad \text{(III.44)}$$

Dans le but d'évaluer la réactance série et susceptance shunt sur la Figure III.11, considérer une charge d'impédance, où $Z_L = R_L + jX_L$.et $R_L > Z_0$.

L'impédance vue en regardant dans le réseau d'adaptation, suivie de l'impédance de charge, doit être égale à Z_0 pour une condition d'adaptation d'impédance :

$$\mathrm{Z_0 = jX + \frac{R_L + jX_L}{1 + jB(R_L + jX_L)}} \quad \text{(III.45)}$$

Réorganiser et séparer en parties réelles et imaginaires donne deux équations pour les deux inconnues, X et B nous trouve:

$$\mathrm{B = \frac{X_L \pm \sqrt{\frac{1}{\alpha}(|Z_L|^2 - Z_0 R_L)}}{|Z_L|^2}} \quad \text{(III.46)}$$

$$\mathrm{X = \frac{1}{B}(1-\alpha) + \alpha\, X_L} \quad \text{(III.47)}$$

Avec $\mathrm{\alpha = \frac{Z_0}{R_L}}$

L'équivalence du circuit d'une unité CRLH TL et du réseau d'adaptation en L donné par la Figure III.7 et Figure III.8, est traduite par l'accomplissement des deux conditions (III.43) et (III.44), pour les composants de circuit choisis à une certaine fréquence f_0 comme indiqué sur les Figure III.12 et Figure III.13.

De (III.45) nous pouvons extraire les réactances série et les susceptances shunt telles qu'exprimées par (III.46) et (III.47).

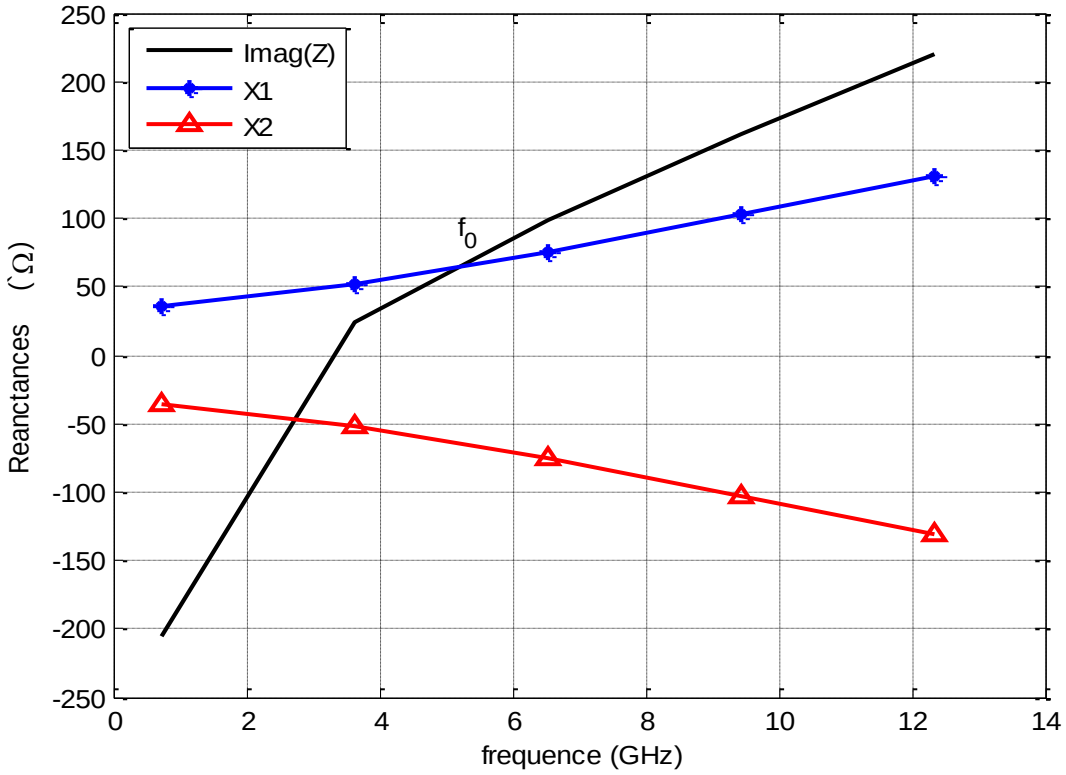


Figure III.12 : Réactance en série dans le réseau adapté dans le cas d'une cellule unitaire.

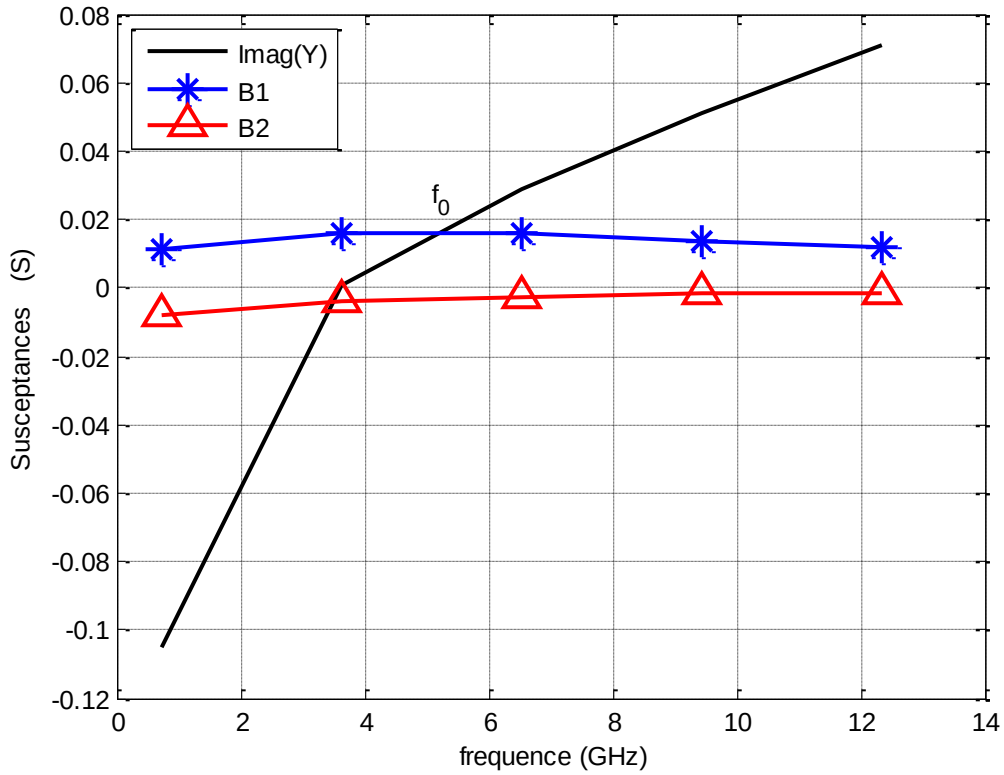


Figure III.13 : Susceptance en shunt dans le réseau adapté dans le cas d'une cellule unitaire.

Les conditions (III.43) et (III.44) sont toutes deux satisfaites, pour des composants de circuit choisis à une certaine fréquence, comme indiqué sur les Figure III.12 et Figure III.13.

III.4.4 évaluation de paramètre S :

La matrice S est utile de base pour l'étude des quadripôles ou des multi pôles linéaires en hyperfréquence. Les paramètres S, comme nous le verrons, ont un lien direct entre les transferts de puissance entrée-sorties d'un quadripôle et la puissance est la chose la plus facile à mesurer en hyperfréquence.

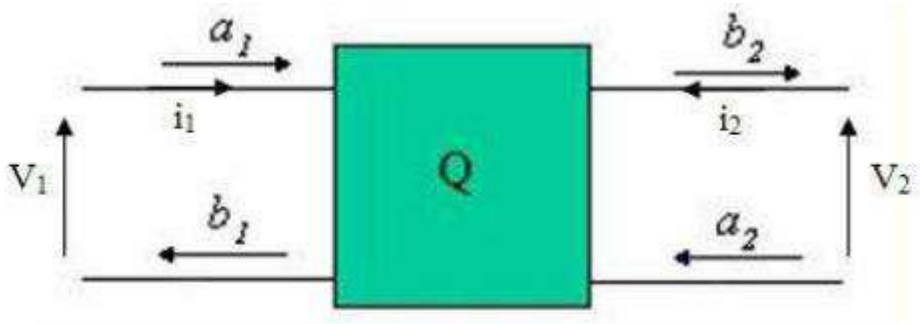


Figure III.14 : Quadripôle.

Nous donnons sa définition pour un quadripôle comme suite :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad \text{(III.48)}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad \text{(III.49)}$$

Ou sous forme matricielle comme :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \text{(III.50)}$$

La signification des paramètres S est la suivante :

$S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1}\right]_{a_2=0}$ C'est le coefficient de réflexion a l'entrée, la sortie étant adaptée.

$S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1}\right]_{a_2=0}$ C'est le coefficient de transmission entrée → sortie, la sortie étant adaptée.

$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2}\right]_{a_1=0}$ C'est le coefficient de réflexion en sortie, l'entrée étant adaptée.

$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2}\right]_{a_1=0}$ C'est le coefficient de transmission sortie → entrée, l'entrée étant adaptée.

Relations de matrice ABCD avec le paramètre S :

	S	ABCD
S_{11}	S_{11}	$\frac{A+B/Z_0-CZ_0-D}{A+B/Z_0+CZ_0+D}$
S_{12}	S_{12}	$\frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_0+CZ_0+D}$
S_{21}	S_{21}	$\frac{2}{A+B/Z_0+CZ_0+D}$
S_{22}	S_{22}	$\frac{-A+B/Z_0-CZ_0+D}{A+B/Z_0+CZ_0+D}$
A	$\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	A
B	$Z_0\frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	B
C	$\frac{1}{Z_0}\frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	C
D	$\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	D

Tableau III .1 : Relations de matrice ABCD avec le paramètre S.

Les coefficients de la matrice S peuvent être évalués en fonction des paramètres ABCD à partir de la méthode récurrente

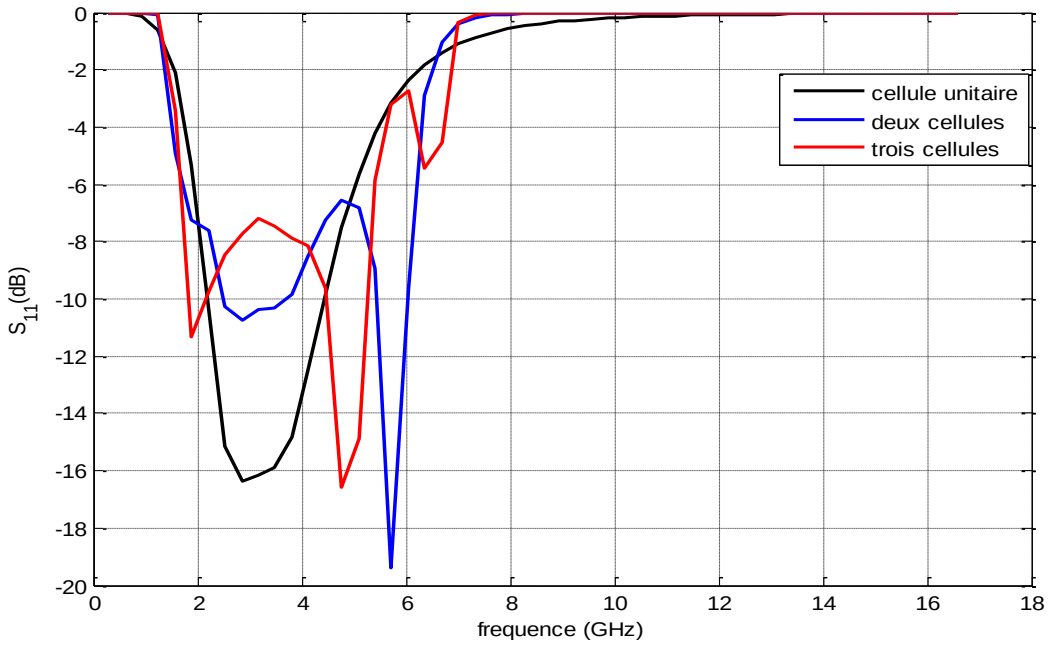


Figure III.15 : cefficient de reflexion dans le cas de : cellule unitaire, deux et trois cellules en cascade.

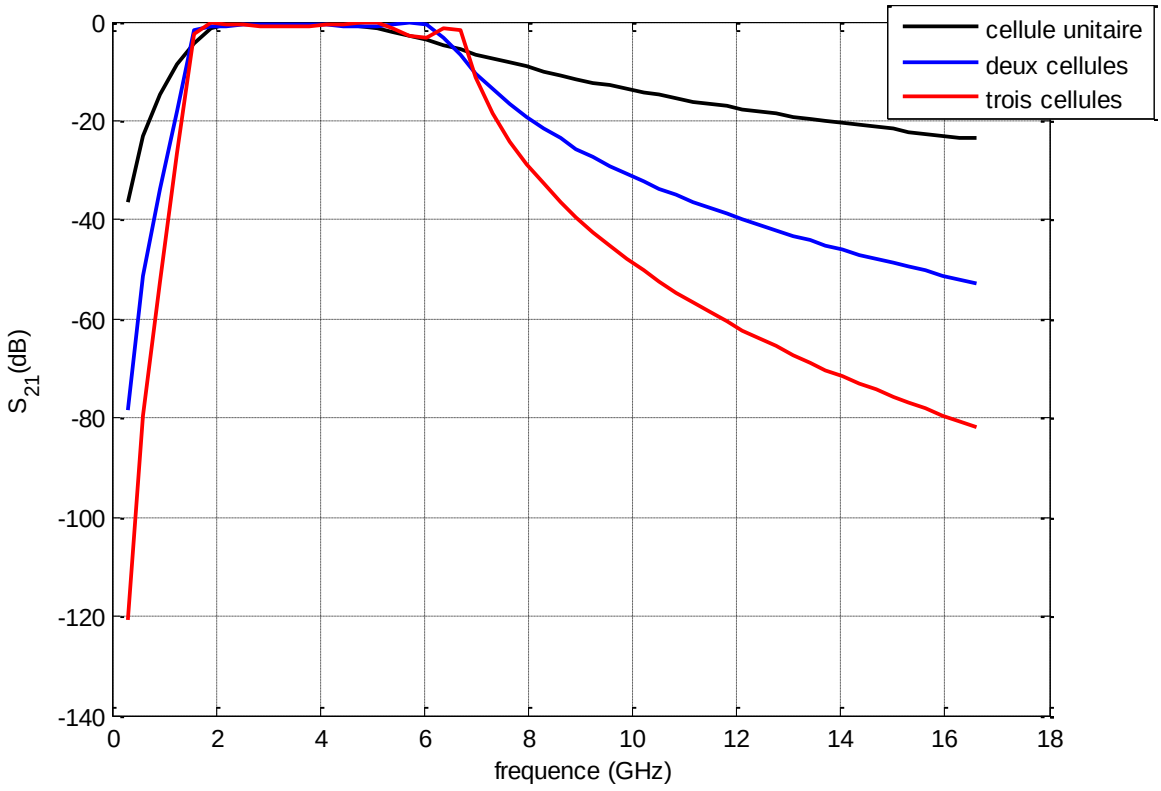


Figure III.16 : cefficient de transmission dans le cas de : cellule unitaire, deux et trois cellules en cascade.

La représentation du coefficient de réflexion S_{11} en fonctions de la fréquence pour les différents scenarios étudies montrés sur la figure III.15 nous montre que ces lignes peuvent êtres utilisées comme éléments d'adaptation large bande. On note globalement une adaptation dans la bande de 2 GHz à 6 GHz dont le coefficient de réflexion varie entre -7 dB à -19 dB.

III.4.5 évaluation d'impédance d'entrée:

En utilisant la méthode récurrentes expliquée précédemment, on peut également évaluer l'impédance d'entrée qui est exprimée par :

$$Z_{in_k} = \frac{A_k Z_L + B_k}{C_k Z_L + D_k} \quad \text{(III.51)}$$

Afin d'obtenir une ligne adaptée, ces conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$\mathrm{Re}\left(Z_{in_k}\right) = Z_0 \quad \text{(III.52)}$$

$$\mathrm{Im}\left(Z_{in_k}\right) = 0 \quad \text{(III.53)}$$

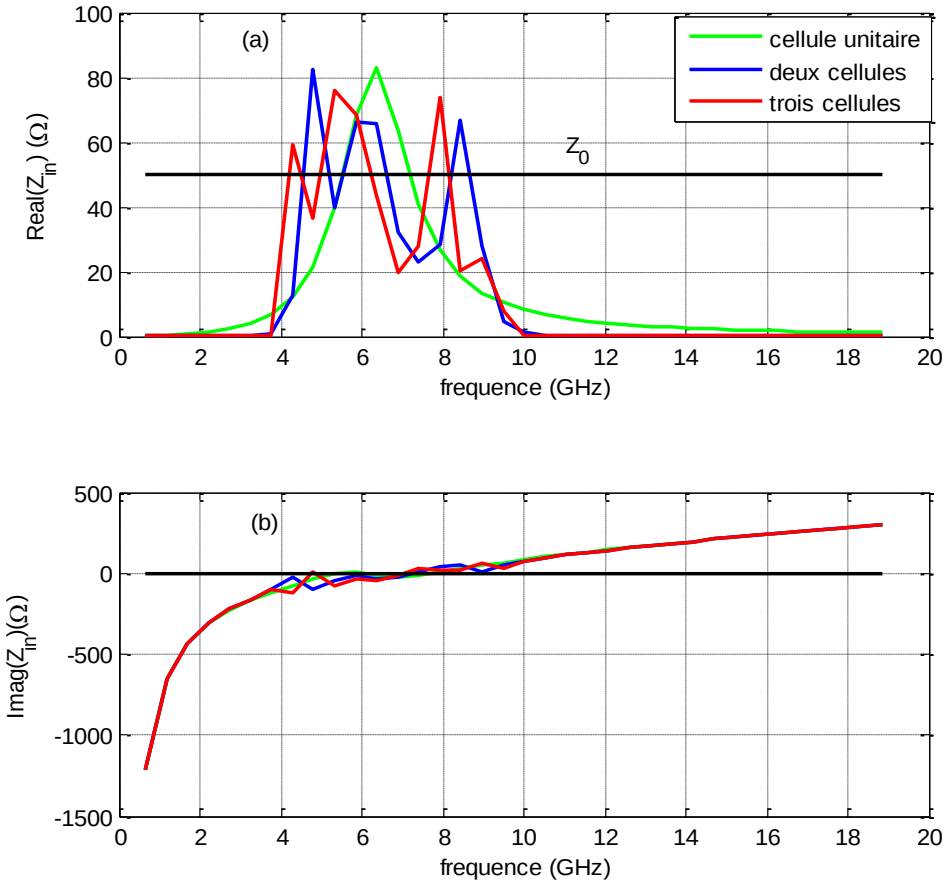


Figure III.17: impédance d'entrée d'un linge adaptée composée dans le cas de : cellule unitaire, deux et trois cellules en cascade.

Les conditions (III.52) et (III.53) sont requises pour l'adaptation comme on le voit dans certains exemples illustrés sur la Figure III.17, pour une cellule unitaire, deux cellules et trois cellules.

III.4.6 limites de Réactance série et susceptance shunt :

Dans cette section on se propose de donner les limites de variation des valeurs des réactances série et des susceptance shunt afin d'avoir un aperçu sur les dimensions physiques du circuit d'adaptation.

$$B_1 = \frac{X_L + \sqrt{\frac{1}{\alpha}(|Z_L|^2 - Z_0 R_L)}}{|Z_L|^2} \tag{III.54}$$

$$B_2 = \frac{X_L - \sqrt{\frac{1}{\alpha}(|Z_L|^2 - Z_0 R_L)}}{|Z_L|^2} \tag{III.55}$$

par conséquent :

$$X_1 = \frac{1}{B_1}(1-\alpha) + \alpha X_L \tag{III.56}$$

$$X_2 = \frac{1}{B_2}(1-\alpha) + \alpha X_L \tag{III.57}$$

En utilisant la condition $R_L > Z_0$, B_1et B_2 peuvent être bornés comme suit :

$$\frac{X_L + \sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2}}{R_L^2 + X_L^2} > B_1 > \frac{X_L + \sqrt{\frac{1}{\alpha}}|X_L|}{R_L^2 + X_L^2} \tag{III.58}$$

$$\frac{X_L - \sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2}}{R_L^2 + X_L^2} < B_2 < \frac{X_L - \sqrt{\frac{1}{\alpha}}|X_L|}{R_L^2 + X_L^2} \tag{III.59}$$

Les bornes données par (III.58) et (III.59) dépendent de l'impédance de charge susceptance. En cas de valeurs positives de X_L, les limites de susceptance shunt données par (III.58) et (III.59), s'expriment sous la forme :

$$\frac{X_L + \sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2}}{R_L^2 + X_L^2} > B_1 > \frac{X_L\left(1 + \sqrt{\frac{1}{\alpha}}\right)}{R_L^2 + X_L^2} \tag{III.60}$$

$$\frac{X_L - \sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0^2}}{R_L^2 + X_L^2} < B_2 < \frac{X_L\left(1 - \sqrt{\frac{1}{\alpha}}\right)}{R_L^2 + X_L^2} \tag{III.61}$$

Par conséquent, les bornes de réactance en série s'écrivent :

$$\alpha X_L + (1-\alpha)\frac{R_L^2+X_L^2}{X_L+\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2+X_L^2-Z_0^2}} < X_1 < \alpha X_L + (1-\alpha)\frac{R_L^2+X_L^2}{X_L\left(1+\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\right)} \quad \text{(III.62)}$$

$$\alpha X_L + (1-\alpha)\frac{R_L^2+X_L^2}{X_L-\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2+X_L^2-Z_0^2}} > X_2 > \alpha X_L + (1-\alpha)\frac{R_L^2+X_L^2}{X_L\left(1-\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\right)} \quad \text{(III.63)}$$

Cependant, pour les valeurs négatives de X_L nous avons, les bornes de susceptance shunt sont donnés par :

$$\frac{X_L+\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2+X_L^2-Z_0^2}}{R_L^2+X_L^2} > B_1 > \frac{X_L\left(1-\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\right)}{R_L^2+X_L^2} \quad \text{(III.64)}$$

$$\frac{X_L-\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2+X_L^2-Z_0^2}}{R_L^2+X_L^2} < B_2 < \frac{X_L\left(1+\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\right)}{R_L^2+X_L^2} \quad \text{(III.65)}$$

De plus, les réactances en série sont bornées comme suit :

$$\alpha X_L + (1-\alpha)\frac{R_L^2+X_L^2}{X_L-\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2+X_L^2-Z_0^2}} < X_1 < \alpha X_L + (1-\alpha)\frac{R_L^2+X_L^2}{X_L\left(1-\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\right)} \quad \text{(III.66)}$$

$$\alpha X_L + (1-\alpha)\frac{R_L^2+X_L^2}{X_L-\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\sqrt{R_L^2+X_L^2-Z_0^2}} > X_2 > \alpha X_L + (1-\alpha)\frac{R_L^2+X_L^2}{X_L\left(1+\sqrt{\frac{1}{\alpha}}\right)} \quad \text{(III.67)}$$

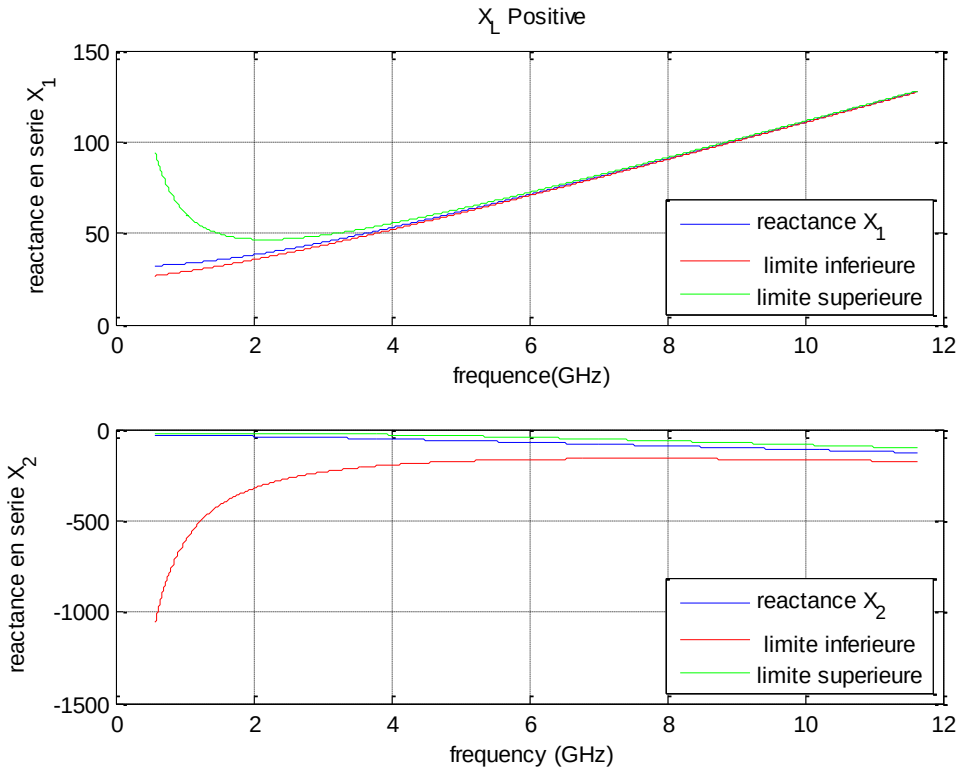


Figure III.18 : Limites de réactances en série des cellules unitaires dans le cas d'un X_L positif.

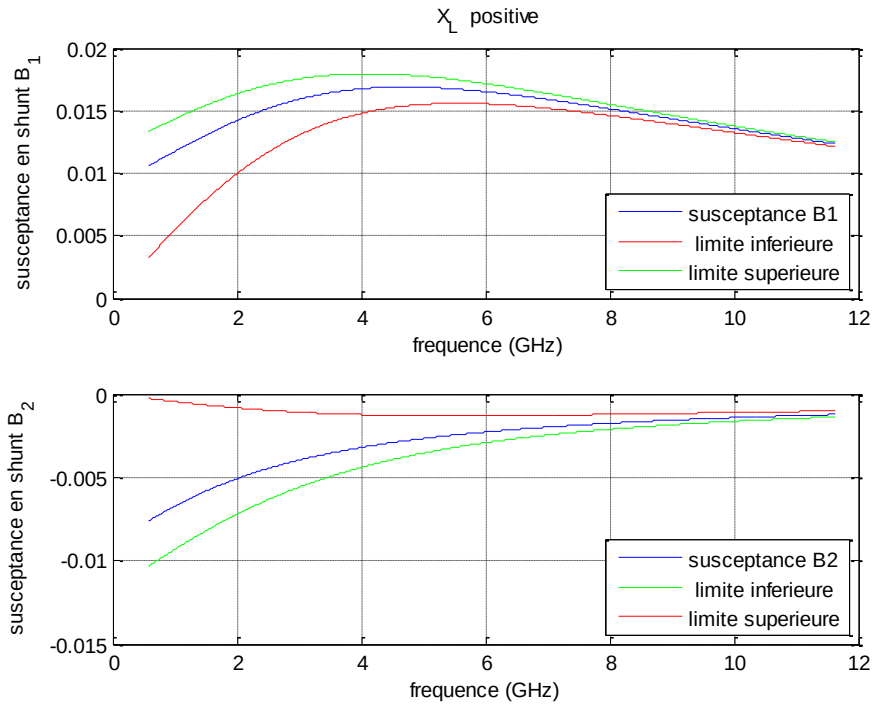


Figure III.19 : Limites de susceptance en shunt des cellules unitaires dans le cas d'un X_L positif.

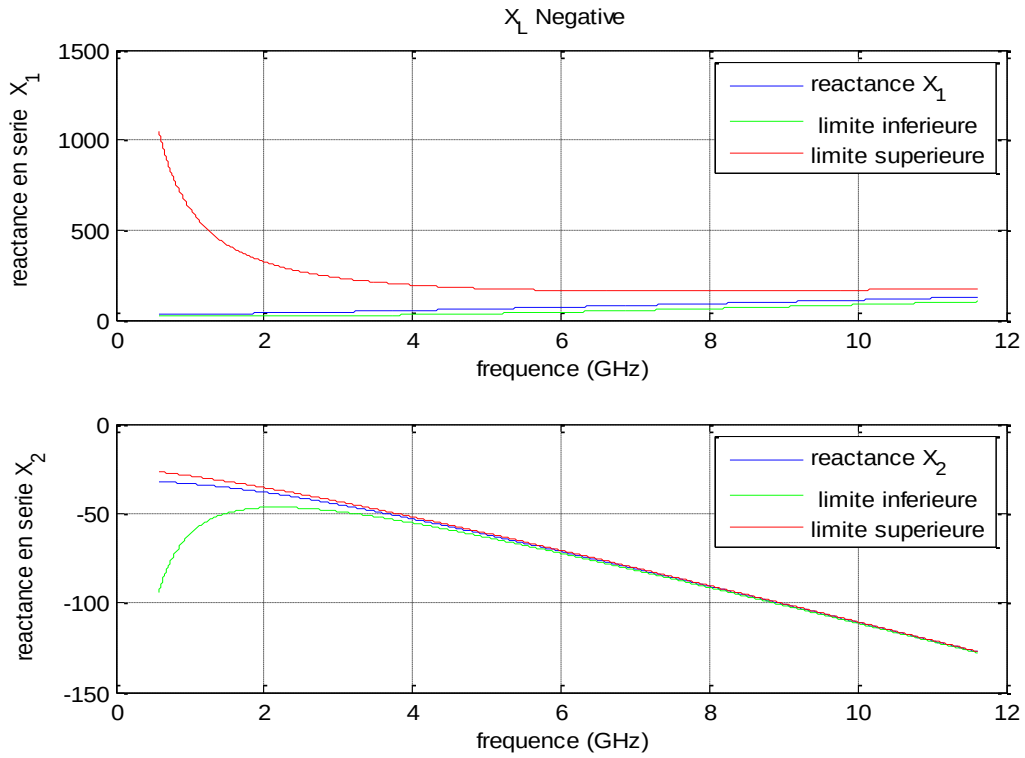


Figure III.20 : Limites de réactances en série des cellules unitaires dans le cas d'un X_L negative.

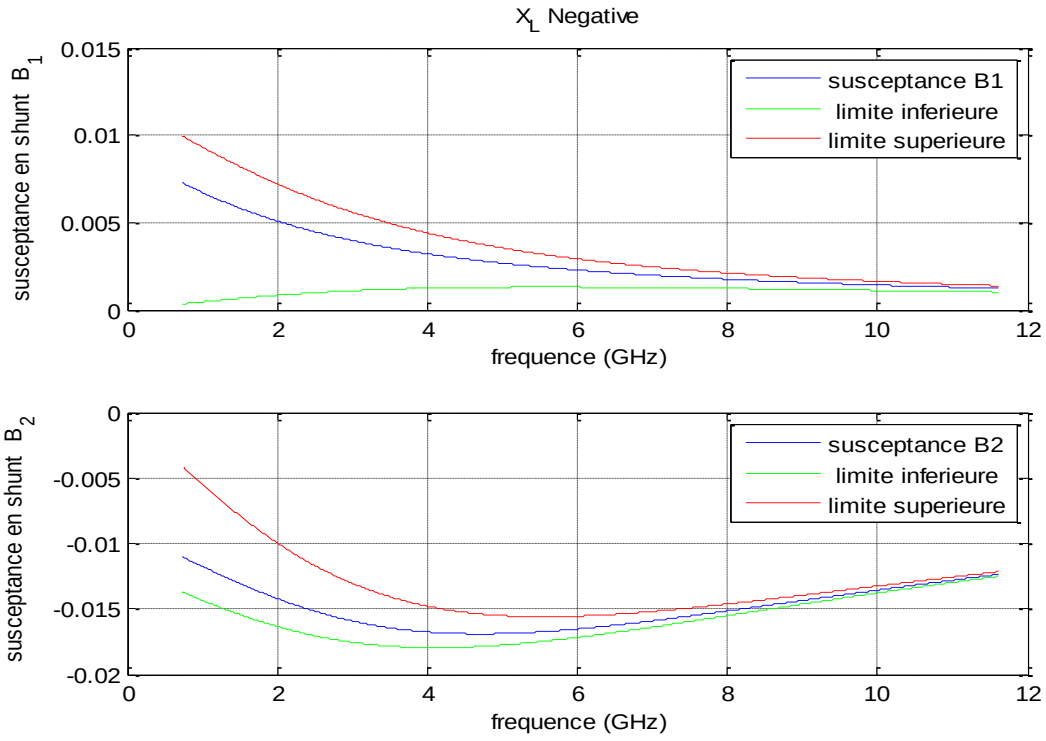


Figure III.21 : Limites de susceptance en shunt des cellules unitaires dans le cas d'un X_L negative.

Les limites de la réactance série et du shunt la susceptance du circuit d'adaptation sont obtenues et illustré à la **Figure III.18-21** pour les valeurs X_L positives et négatives. A partir de ces bornes on peut avoir une idée sur la dimension physique ou électrique du circuit d'adaptation.

III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, une nouvelle méthode récurrente est utilisée pour évaluer le paramètre ABCD de N cellule unitaire en cascade de CRLH TL à partir des paramètres ABCD d'une cellule unitaire. Par conséquent, les paramètres S de l'ensemble du circuit sont facilement extraits. Cette nouvelle méthode récurrente est peu coûteuse en temps comparativement aux méthodes classiques d'évaluation des paramètres ABCD. La cascade de N cellules unitaires de CLRH TL est étudiée et analysée en tant que circuits d'adaptation a large bande. Certains cas sont étudiés et simulés en utilisant le logiciel MATLAB (Matrix Laboratory).

Conclusion générale

Ce travail de mémoire a porté sur la compréhension, l'étude et la modélisation des lignes de transmission CRLH-TL.

Dans un premier temps nous avons donné un aperçu sur les méta-matériaux d'une manière générale. Commençons par les définitions, enchainant par l'historique de ces méta-matériaux et terminant par quelques applications.

En deuxième partie nous développons la théorie des lignes de transmission pour les lignes RH, puis un d'une manière similaire pour les lignes LH, et enfin un développement pour les lignes composites CRLH-TL est établi.

En dernière partie on a utilisé une nouvelle méthode itérative pour évaluer les paramètres *ABCD* d'une cascade de *N* cellule élémentaire CRLH-TL à partir des paramètres *ABCD* d'une cellule unitaire. A partir de calcul les paramètres d'une ligne de transmission composée d'une cascade de N éléments de CRLH-TL tel que les paramètres S et l'impédance d'entrée sont facilement évalués. Les bornes supérieures et inferieures des réactances séries et des suceptances shunt de la cellule unitaire sont évaluées afin de donner un aperçu sur les dimensions physiques ou les dimensions électriques de cette cellule.

Et enfin on a proposé d'utiliser ces lignes de transmission CRLH-TL comme éléments d'adaptation ou des simulations ont étaient réalisées en utilisant le logiciel MATLAB. Les résultats obtenus montrent que ce type de ligne CRLH-TL est un bon élément pour l'adaptation large bande.

Bibliographie

[1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ", Sov. Phys. Usp., vol. 10, pp. 509-514, 1968.

[2] Alain PRIOU, “Matériaux composites en électromagnétisme : Matériaux chargés, matériaux électroniques et méta-matériaux”, Techniques de l’ingénieur, TI.e 1165.

[3] J.C. Bose, “On the rotation of plane of polarisation of electric waves by a twisted structure”, Proceeding of the Royal Society of London, vol. 63, pp 146-152, 1898.

[4] H. Lamd, “On group velocity”, Proceedings London Mathematical Society, vol. S2-1, pp 474-479, 1904.

[5] H.C. Pocklington, “Growth of a wave-group when the group-velocity is negative”, Nature, vol. 71, pp 607-608, 1905.

[6] I.V. Lindell, A. H. Sihvola and J. Kurkijarvi, “Karl F. Lindman: The last hertzian, and harbinger of electromagnetic chirality”, IEEE Antennas Propagation Magasing, vol. 34, pp 24-30, 1992.

[7] I. Mandelshtam, “Lecture on some problems of the theory of oscillations”, Complete collection of works, vol. 5, pp 428-467, 1950.

[8] W.E. Kock, “Metallic delay lenses”, Bell Sys. Tech. J, vol. 27, pp 58-82, 1948.

[9] G. D. Malyuzhinets, “A note on the radiation principle”, Zhurnal Technicheskoi Fiziki, vol. 21, pp 940-942, 1951.

[10] D.V. Sivukhin, “The energy of electromagnetic waves in dispersive media”, Opt. Spektrosk, vol. 3, pp 308-32, 1957.

[11] V.W. Pafomov, “JETP 33”, Soviet Physics, vol. 33, p 1074, 1959.

[12] J. Brown, “Artificial dielectrics”, Progress in dielectrics, vol.2, pp 195-225, 1960.

[13] W. Rotman, “Plasma simulation by artificial and parallel plate media”, Antenna and Propagation, IRE Transactions on, vol. 10, pp 82-95, 1962.

[14] S.A. Schelkunoff and H.T. Friis, “Antenna: theory and practice”, New York: John Wiley and Sons, 1952.

[15] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins and W.J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”, IEEE Trans on MTT, vol. 47, N°11, pp 2075-2084, 1999.

[16] R.A. Shelby, D.R. Smith and S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction”, Science, vol. 292, pp 77-79, 2001.

[17] V.G. Veselago and E.E. Narimanov, “The left hand of brightness: past, present and future of negative index materials”, Nature materials, vol. 5, pp 759-762, 2006.

[18] Mohammed El amine CHAIB, “ Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à méta-matériaux,” thèse, Université ABOU BEKR BELKAID TLEMCEN, TLEMCEN, Algérie, 2012.

[19] Baraka Mahamout Mahamat, “ Mise en évidence d’effets magnétiques par voie Sol-gel sur des méta-lignes,” thèse, Université Jean Monnet de Saint-Étienne, France, 2016.

[20] S.A.Ramakrishna. Physicsofnegativerefractiveindexmaterials. Rep.Prog.Phys., 68 :449–521, January 2005

[21] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores, and M. Sorolla. Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split ring resonators coupled to planar transmisión lines. IEEE Trans. Microw. TheoryTech, 53(4) :1451–1461, Apr 2005.

[22] B. Sauviac, C.R. Simovski, and S.A. Tretyakov. Double split-ring resonators : analytical and numerical modelling. Electromagnetics, 24(5) :317–338, july 2004.

[23] N. Engheta and R. W. Ziolkowski. A positive future for double- negative metamaterials. IEEE Trans. Microw. Theory Tech, 53(4) :1535–1556, 2005.

[24] BELKADI BACHIR, “ ÉTUDE ET CONCEPTION DE FILTRES HYPERFREQUENCES À BASE DE NOUVEAUX MATÉRIAUX,” thèse, Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbes, Algérie, 2019.

[25] C. Caloz and T. Itoh, "Left-Handed Transmission Lines and Equivalent Metamaterials for Microwave and Millimeter-Wave Applications", in 32nd European Microwave Conference, pp. 1–4, 2002.

[26] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, n 12, pp. 2702–2712, December 2002.

[27] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Dispersion analysis of a microstrip based negative refractive index periodic structure", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, n 4, pp. 155-157, April 2003.

[28] A. Grbic and G.V. Eleftheriades, "Sub-wavelength focusing using a negative-refractiveindex transmission-line lens", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, pp. 186-189, 2003.

[29] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "A backward-wave antenna based on negative refractive index L-C networks", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, San Antonio, TX, vol. 4, pp. 340-343, June 16-21 2002.

[30] G. V. Eleftheriades and M. Antoniades, "Antenna applications of negative-refractiveindex transmission-line (NRI-TL) structures", IET (former IEE) Microwaves, Antennas and Propagation, Special Issue on Metamaterials, pp. 12-22, February 2007.

[31] A. C. Papanastasiou, G. E. Georghiou and G. V. Eleftheriades, "A quad-band Wilkinson power divider using NRI transmission lines", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, pp. 521-523, August 2008.

[32] M. Antoniades and G.V. Eleftheriades, "A broadband series power divider using zerodegree metamaterial phase-shifting lines", IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 15, pp. 808- 810, Nov. 2005

[33] R. Islam and G.V. Eleftheriades, "Printed high-directivity metamaterial MS/NRI coupledline coupler for signal monitoring applications", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 16, pp. 164-166, April 2006.

[34] A.K. Iyer and G.V. Eleftheriades, "A three-dimensional isotropic transmission-line metamaterial topology for free-space excitation", Applied Physics Letters, 92, 261106, July 2008.

[35] C. Caloz and T. Itoh, "Novel Microwave Devices and Structures Based on the Transmission Line Approach of Meta-Materials", IEEE MTT-S Int. Micro. Dig. 1, 195-198, 2003.

[36] A. Lai, C. Caloz and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials", IEEE Microwave Magazine, Vol. 5, n 3, pp. 34-50, 2004.

[37] C. Caloz and T. Itoh, "electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications", John Wiley &Sons, Inc., 2006.

[38] C. Caloz, and T. Itoh, "Array factor approach of leaky-wave antennas and application to 1D/2D composite right/left-handed (CRLH) structures", IEEE Microwave Wireless Compon Lett, Vol 14, no 6, pp 274-276, June 2004.

[39] Aziza ZERMANE, " Contribution à l'étude et la faisabilité de micro-résonateurs en structure planaire," thèse, Université Jean Monnet de Saint-Étienne, France, 2011.

[40] C.Caloz and T.Itoh. Transmission line approach of left-handed (lh) materials. USNC/URSI National Radio Science meeting, 1 :39, June 2002.

[41] L. Chao and L. Fang. Novel resonator based on composite right/left-handed transmission lines. Journal of Zhejiang University SCIENCE A, 7(1) :85–88, January 2006.

[42] C. Caloz, T. Itoh, and A. Rennings. Crlh metamaterial leaky-wave and resonant antennas. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 50(5) :25–39, October 2008.

[43] A. Sanada M. Kimura I. Awai H. Kubo C. Caloz and T. Itoh. A planar zeroth order resonator antenna using left-handed transmission line. European Microwave Conference,Amsterdam, Netherlands, pages 1341–1344, 2004.

[44] R. Marques J. D. Baena M. Beruete F. Falcone T. Lopetegi M. Sorolla F. Martın andJ.Garcia. Ainitioanalysisoffrequencyselectivesurfacesbasedonconventional andcomplementarysplitringresonators. J. Opt. A : Pure Appl.Opt. 7,page38–43, January 2005

[45] 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, 89(18-28) :183901–03, February 2002.

[46] J. Bonache, F. Martin, I. Gil J. Garcia-Garcia, R. Marques, and M. Sorolla. Microstripbandpassfilterswithwidebandwidthandcompactdimensions. Microwave and Optical Technology Letters, 46(4), August 2005.

[47] C. Caloz and T. Itoh. A novel mixed conventional microstrip and composite right/lefthanded backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 14(1) :31–33, January 2004.

[48] A. Sanada C. Caloz and T. Itoh. A novel composite right/left-handed coupledline directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth. IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques, 52(3) :980–992, March 2004.

[49]C.P.Wen.Coplanarwaveguide:Asurfacestriptransmissionlinesuitablefornonreciprocalgyro magneticdeviceapplications. IEEETransactionsofMicrowaveTheory and Techniques, 17(12) :1087–1090, December 1969

[50] J.GaoandL.Zhu. Characterization of infinite and finite extent coplanar wave guide metamaterials with varied left- and right handed passbands. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15(11) :805–807, November 2005.

[51] J. Machàc, M. Hudlicka, J. Zehentner, N.G. Spiliotis, and A.S. Omar. Coplanar wave guide transmitting a left-handed wave. In European Microwave Conference, October 2005.

[52] S.G.Mao,M.S.Wu,Y.Z.Chueh,andC.H.Chen. Modelingofsymmetriccomposite right/left-handed coplanar waveguides with applications to compact bandpass filters. IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques, 53(11) :3460–3466, November 2005

[53] S.G. Mao, M.S. Wu, and Y.Z. Chueh. Design of composite right/left-handed coplanar wave guide band pass and dual-pass band filters. IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques, 54(9) :3543–3549, September 2006.

[54] S.G. Mao and M.S. Wu. A novel 3-db directional coupler with broad bandwidth and compact size using composite right/left-handed coplanar waveguides. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 17(5) :331–333, May 2007

[55] S.Simion,R.Marcelli,andG.Sajin.Small-sizecpwsiliconresonationantennabased on transmission-line meta-material approach. Electronics Letters, 43(17) :908– 909, August 2007.

[56] S.G. Mao and Y.Z. Chueh. Broadband composite right/left-handed coplanar waveguide splitters with arbitrary phase responses and balun and antenna applications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 54(1) :243–250, January 2006.

[57] F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegi, and M. Sorolla. Left hande coplanar waveguide band pass filters based on bi-layer split ring resonators. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 14(1) :10–12, January 2004.

[58] I. Gil J. Bonache M. Gil J. Carcia-Carcia F. Matin and R. Marqués. Accurate circuit analysis of resonant-type left handed transmission lines with inter-resonator coupling. Journal of Applied Physics, 100(1) :07490810–1–07490810–10, October 2006.

[59] A. Grbic and G.V. Eleftheriades. Periodic analysis of a 2-d negative refractive indextransmissionlinestrusture. IEEETransactionsonAntennasandPropagation, 51(10) :2604–2611, October 2003.

[60] P. Alitalo, S. Maslovski, and S. Tretyakov. Experimental verification of the key properties of a three-dimensional isotropic transmission-line superlens. Journal of Applied Physics, 99(12) :124910–1–124910–6, June 2006.

[61] A. Grbic and G.V. Eleftheriades. An anisotropic three-dimensional negativerefractive index transmission-line. Journal of Applied Physics, 98(4) :043106–1– 043106–5, August 2005.

[62] M.BELATTAR , M.LASHAB, “Analysis of Méta-material CRLH TL Antennas Parameters,” *International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS’2019), Fez Morocco.* DOI: 10.1109/WITS.2019.8723817

[63] M.BELATTAR, M.LASHAB, “New Iterative Method for Analyzing Metamaterial CRLH TL Antennas Parameters,” *International Conference on Advanced Electrical Engineering 2019 (ICAEE 2019), 19th to 21th November, 2019, Algiers, Algeria*. DOI: 10.1109/ICAEE47123.2019.9014770