

République Algérienne Démocratique et Populaire  
*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES  
Faculté de Technologie  
*Département d'Electronique*

Thèse présentée par :

**Mohammed Berka**

Pour l'obtention du diplôme de :

**Doctorat en Sciences**

**Spécialité : Electronique**

*Option : Télécommunications*

Intitulé de la thèse :

**Contribution à l'étude et à la  
conception des filtres microondes en  
technologie planaire à base des  
métamatériaux**

*Présentée devant le jury composé de :*

Mr. Naoum Rafah	Pr	(U.D.L. Sidi Bel-Abbes)	Président
Mr. Boukli Hassan Noureddine	Pr	(U.A.B.K. Tlemcen)	Examineur
Mr. Feham Mohammed	Pr	(U.A.B.K. Tlemcen)	Examineur
Mr. Mahdjoub Zoubir	Pr	(U.D.L. Sidi Bel-Abbes)	Rapporteur

Soutenue en : 2015

الحمد لله والصلاة والسلام على سيدنا رسول الله.  
من لم يشكر الناس لم يشكر الله.

## *Remerciements*

La réalisation de cette thèse a bénéficiée de la contribution et de l'appui de nombreuses personnes. En premier lieu, je voudrais remercier chaleureusement mon directeur de recherche, Monsieur **Zoubir Mahdjoub** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes de m'avoir proposé un projet aussi passionnant et de m'avoir guidé et encouragé tout au long de mon parcours doctoral. Sa rigueur scientifique, sa créativité et ses qualités humaines se sont avérées essentielles à l'accomplissement de ce travail. Je le remercie d'avoir trouvé le temps, malgré sa charge de chercheur au laboratoire de Réseaux de communications, Architecture et Multimédia "R.C.A.M"

Je suis très reconnaissant envers Monsieur **Rafah Naoum** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, pour avoir accepté de présider le jury de thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur **Mohammed Feham** Professeur à l'Université d'Abou Bekr Belkaid de Tlemcen et à Monsieur **Noureddine Boukli Hassan** Professeur à l'Université d'Abou Bekr Belkaid de Tlemcen pour avoir accepté d'être membre de jury lors de ma thèse.

J'adresse toute ma gratitude à monsieur **Tarik Bendimerad** Professeur à l'Université d'Abou Bekr Belkaid de Tlemcen pour son aide, sa disponibilité et ses qualités humaines.

J'ai une énorme pensée pour Monsieur **Benzerga Fellah** Maître assistant à l'université de Mascara pour son soutien moral, sa gentillesse et sa fidélité remarquable.

# TABLE DES MATIÈRES

Table des figures.....	i
Liste des tableaux.....	I
Liste des annexes.....	II
Liste des sigles et symboles.....	III

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

## **Chapitre I : Etat de l'art des filtres microondes et des métamatériaux**

I.1. Etat de l'art sur les filtres microondes.....	6
I.1.1. Introduction.....	6
I.1.2. Définitions.....	6
I.1.3. Caractéristiques générales.....	8
I.1.3.1. Fonction de transfert.....	8
I.1.3.2. Bande passante.....	9
I.1.3.3. Ordre du filtre.....	9
I.1.3.4. Classification des filtres.....	9
I.1.4. Notions de Gain et Fonction de Filtrage.....	11
I.1.4.1. Gain d'insertion.....	12
I.1.4.2. Gain transducique.....	13
I.1.4.3. Fonction de filtrage.....	13
I.1.4.4. Pôles et zéros.....	14
I.1.5. Gabarits des filtres microondes.....	14
I.1.6. Fonctions d'approximation.....	17
I.1.6.1. Approximation de Butterworth.....	17
I.1.6.2. Approximation de Tchebychev.....	18
I.1.6.3. Approximation d'Elliptique.....	19
I.1.7. Structures de base des filtres microondes.....	20
I.1.7.1. Prototypes normalisés.....	22
I.1.7.2. Calcul des éléments $g_i$ des prototypes normalisés.....	23
I.1.7.2.1. Eléments $g_i$ du prototype passe-bas de Butterworth.....	23
I.1.7.2.2. Eléments $g_i$ du prototype passe-bas de Tchebychev.....	24
I.1.8. Transformations des filtres microondes.....	25
I.1.8.1. Transformations fréquentielles.....	26
I.1.8.1.1. Transformation passe-bas à passe-haut.....	26
I.1.8.1.2. Transformation passe-bas à passe-bande.....	26
I.1.8.1.3. Transformation passe-bas à coupe-bande.....	27
I.1.8.2. Transformation des éléments localisés en éléments distribués.....	27
I.1.8.2.1. Identités de Kuroda.....	28
I.1.8.2.2. Inverseurs d'impédance K et d'admittance J.....	28

I.1.9. Technologies des filtres microondes.....	30
I.1.9.1. Les filtres passifs en technologie volumique.....	30
I.1.9.1.1. Les filtres à cavités métalliques.....	30
I.1.9.1.2. Les filtres en guides d'ondes.....	31
I.1.9.1.3. Les filtres à résonateurs diélectriques.....	31
I.1.9.2. Les filtres planaires.....	32
I.1.9.2.1. Les filtres planaires classiques.....	33
I.1.9.2.1.1. Les filtres à éléments localisés.....	33
I.1.9.2.1.2. Les filtres à résonateurs linéiques.....	33
I.1.9.2.1.2.a. Les filtres à lignes couplées.....	34
I.1.9.2.1.2.b. Les filtres hairpin en U (ou épingle).....	34
I.1.9.2.1.2.c. Les filtres interdigités et pseudo-interdigités.....	35
I.1.9.2.1.2.d. Les filtres à stubs.....	36
I.1.9.2.1.3. Les filtres à résonateurs non linéiques.....	36
I.1.9.2.2. Les filtres en technologie microruban.....	37
I.1.9.2.3. Les filtres en technologie coplanaire.....	38
I.1.9.2.4. Les filtres en technologie multicouche.....	40
I.2. Etat de l'art sur les métamatériaux.....	41
I.2.1. Introduction.....	41
I.2.2. Présentation des métamatériaux.....	41
I.2.2.1. Définitions.....	41
I.2.2.2. Littérature et vocabulaire des métamatériaux.....	41
I.2.3. Historique et théorie fondamentale des métamatériaux.....	42
I.2.3.1. Approche de Veselago.....	44
I.2.3.2. Nouvelle classification des métamatériaux.....	46
I.2.4. Propriétés des métamatériaux.....	47
I.2.4.1. Propriétés optiques.....	47
I.2.4.1.1. Inversion de la loi de Snell-Descartes.....	47
I.2.4.1.2. Lentille parfaite.....	49
I.2.4.1.3. Invisibilité des objets (principe de cloaking).....	51
I.2.4.1.4. Amplification des ondes évanescentes.....	52
I.2.4.2. Propriétés microondes.....	53
I.2.4.2.1. Propriétés électromagnétiques inhabituelles.....	53
I.2.4.2.2. Inversion de l'effet Doppler.....	55
I.2.4.2.3. Inversion du rayonnement de Cerenkov.....	55
I.3. Conclusion.....	56
<b><u>Chapitre II : Caractéristiques électromagnétiques des résonateurs métamatériaux.</u></b>	
II.1. Introduction.....	59
II.2. Permittivité et perméabilité artificielles.....	59
II.2.1. Permittivité négative.....	61

II.2.2. Perméabilité négative.....	63
II.2.2.1. Rouleau suisse.....	64
II.2.2.2. Résonateur en Anneau Fendu.....	65
II.2.3. Permittivité et perméabilité simultanément négative.....	68
II.3. Processus d'homogénéisation.....	69
II.4. Extraction des paramètres effectifs d'une structure métamatériau.....	70
II.5. Simulation des résonateurs métamatériaux.....	71
II.5.1. Analyse des résonateurs à activités électrique.....	72
II.5.1.1. Réseaux de tiges continues.....	72
II.5.1.2. Réseau de tiges discontinues.....	74
II.5.1.3. Périodicité du réseau de tiges métalliques.....	76
II.5.2. Analyse des résonateurs à activité magnétique.....	79
II.5.2.1. Problème de symétrie.....	79
II.5.2.2. Résonateur en anneaux fendus circulaire.....	80
II.5.2.3. Résonateur en anneaux fendus carré.....	84
II.5.2.4. Résonateur spiral en anneaux fendus circulaire.....	85
II.5.2.5. Résonateur spiral en anneaux fendus carré.....	87
II.5.2.6. Résonateur en anneaux fendus en forme de « C ».....	89
II.6. Conclusion.....	90

**Chapitre III : Analyse et conception des métallignes.**

III.1. Introduction.....	94
III.2. Analyse des lignes de transmission.....	94
III.2.1. Ligne de transmission classique « Main droite ».....	94
III.2.2. Ligne de transmission « Main gauche ».....	96
III.2.3. Ligne composite « Main droite/Main gauche ».....	97
III.2.4. Diagramme de dispersion.....	100
III.3. Analyse des métallignes coplanaires.....	102
III.4. Conception d'une ligne (CRLH) coplanaire.....	109
III.4.1. Modélisation et conception de la CPW(CRLH) sur un substrat diélectrique.....	109
III.4.1.1. Discontinuité capacitive.....	109
III.4.1.1.1. Capacité à gap.....	109
III.4.1.1.2. Capacité interdigitée.....	111
III.4.1.2. Discontinuité inductive.....	114
III.4.1.3. Extraction des capacités et inductances.....	115
III.4.1.4. Simulation des structures discontinues.....	115
III.4.1.4.1. Simulation de la capacité à gap.....	116
III.4.1.4.2. Simulation de la capacité interdigitée.....	118
III.4.1.4.3. Simulation de l'inductance CPW parallèle.....	120
III.4.1.5. Conception de la ligne coplanaire (CRLH).....	122
III.5. Conclusion.....	126

**Chapitre IV : Applications ; Conception des filtres microondes à base des métamatériaux.**

IV.1.Introduction.....	129
IV.2. Conception des filtres microondes à base des lignes purement (RH).....	129
IV.2.1.Filtre microonde passe-bas.....	129
IV.2.1.1. Modélisation du filtre passe-bas.....	129
IV.2.1.2. Exemple de conception d'un filtre passe-bas à saut d'impédances.....	133
IV.2.2.Filtres microondes passe-bande.....	139
IV.2.2.1. Filtre passe-bande à gaps capacitifs couplés en série.....	139
IV.2.2.2. Filtre passe-bande à résonateurs microruban couplés en parallèle.....	144
IV.2.2.2.a. Notions de couplage (modes pairs et impairs).....	144
IV.2.2.2.b. Synthèse du filtre microonde à lignes couplées en parallèle.....	146
IV.2.2.3. Filtre interdigité à bars conducteurs quart-d'onde.....	149
IV.3. Conception des filtres microondes à base des métamatériaux.....	151
IV.3.1. Filtre coupe-bande à base de la ligne composite (CRHL).....	151
IV.3.2. Filtres passe-bande à base des résonateurs en anneaux fendus (RAF).....	154
IV.3.2.1. Lignes de transmission chargées par des (RAF).....	154
IV.3.2.2. Filtre passe-bande à gaps capacitifs chargé par des (RAF) spirales.....	157
IV.3.2.3. Filtre passe-bande à résonateurs couplés en parallèles chargé par des (RAF) circulaires.....	162
IV.3.2.3.A. Simulation par le CST Microwave Studio.....	163
IV.3.2.3.B. Simulation par le HFSS.....	167
IV.3.3. Filtres métamatériaux en technologie DGS.....	171
IV.3.3.1. Représentation des résonateurs en anneaux fendus complémentaires (RAFC).....	171
IV.3.3.2. Conception du filtre passe-bande à base des (RAFC).....	172
IV.3.3.3. Conception du filtre coupe-bande à base des (RAFC).....	176
IV.4.Conclusion.....	179
Conclusion Générale.....	181
Bibliographie.....	184
Annexes.....	191

**Chapitre I : Etat de l'art des filtres microondes et des métamatériaux.**

<b>Figure I.1</b> : Représentation générale du filtre microonde.....	7
<b>Figure I.2</b> : Schéma équivalent (source+filtre+charge).....	7
<b>Figure I.3</b> : Signaux d'entrée et de sortie du filtre.....	9
<b>Figure I.4</b> : Réponse du filtre passe-bas.....	9
<b>Figure I.5</b> : Réponse du filtre passe-haut.....	10
<b>Figure I.6</b> : Réponse du filtre passe-bande.....	10
<b>Figure I.7</b> : Réponse du filtre coupe-bande.....	11
<b>Figure I.8</b> : Circuit électrique. (a) Charge connectée directement au générateur (b) Charge avec insertion du quadripôle.....	12
<b>Figure I.9</b> : Exemple de gabarit d'un filtre passe-bande.....	15
<b>Figure I.10</b> : gabarits des filtres idéaux :(a) passe-bas, (b) coupe-bande.....	16
<b>Figure I.11</b> : Caractéristiques significatives d'un filtre passe-bas idéal.....	16
<b>Figure I.12</b> : Gabarits d'amplitude $ S_{11}(\omega) $ d'un (a) filtre passe-bas et (b) coupe-bande.....	17
<b>Figure I.13</b> : Réponse de type Butterworth d'un filtre passe-bas.....	18
<b>Figure I.14</b> : Réponse de type Tchebychev d'un filtre passe-bas.....	19
<b>Figure I.15</b> : Réponse de type Elliptique d'un filtre passe-bas.....	20
<b>Figure I.16</b> : Structures de base pour filtres passe-bas polynômiaux (Butterworth ou Tchebychev direct).....	21
<b>Figure I.17</b> : Structures de base pour filtres passe-bas Elliptiques (Cauer, Bessel ou Tchebychev inverse).....	21
<b>Figure I.18</b> : Prototypes passe-bas normalisés (a) ordre pair (b) ordre impair.....	22
<b>Figure I.19</b> : Dénormalisation du filtre passe-bas à nombre n impair.....	23
<b>Figure I.20</b> : Inverseurs d'impédance et d'admittance.....	28
<b>Figure I.21</b> : Implémentation des inverseurs utilisant : (a) Transformation d'une ligne quarte d'onde, (b) les lignes de transmission avec les éléments réactifs.....	29
<b>Figure I.22</b> : Propriétés des inverseurs.....	29
<b>Figure I.23</b> : (a) Filtre 4 pôles à cavité métallique conventionnel avec vis de réglage (b) Différents systèmes de couplage inter-mode dans une cavité cylindrique.....	30
<b>Figure I.24</b> : Configuration du filtre en guide d'onde à lignes couplées.....	31
<b>Figure I.25</b> : Filtre 3 pôles de Tchebychev utilisant des résonateurs diélectriques.....	32
<b>Figure I.26</b> : Aperçu schématique de quelques résonateurs volumiques.....	32
<b>Figure I.27</b> : Eléments localisés.....	33
<b>Figure I.28</b> : Filtres à lignes couplée (a) : Filtre passe-bande d'ordre 3(couplage distribué). (b) : Filtre passe-bande d'ordre 3(couplage capacitif).....	34
<b>Figure I.29</b> : Aperçus schématiques de filtres hairpin (a) Standard (b) pseudo-elliptique.....	35
<b>Figure I.30</b> : (a) Filtre interdigité (b) Filtre pseudo-interdigité.....	36
<b>Figure I.31</b> : Filtre elliptique 4 pôles à stubs.....	36
<b>Figure I.32</b> : Résonateurs non linéiques bi-modes.....	37
<b>Figure I.33</b> : Ligne microruban (a) vue d'en haut (b) vue en coupe (c) lignes du champ électromagnétique.....	38

<b>Figure I.34</b> : Ligne coplanaire (a) vue d'en haut (b) vue en coupe.....	39
<b>Figure I.35</b> : Répartition des modes d'une ligne coplanaire. (a) mode quasi-TEM, (b) mode TE.....	39
<b>Figure I.36</b> : Technologies multicouches : (a) et (b) microruban multicouche, (c) lignes Couplées a fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Tin Film microstrip), (e) ligne coplanaire enterrée, (f) coplanaire, (g) et (h) coplanaire multi-niveaux.....	40
<b>Figure I.37</b> : Le premier schéma de principe de la réfraction négative.....	42
<b>Figure I.38</b> : Principe de propagation main gauche issu du physicien V.G. Veselago.....	43
<b>Figure I.39</b> : Le nombre de publications annuelles dans le domaine des métamatériaux.....	44
<b>Figure I.40</b> : Représentation d'une onde plane pour un milieu (a) « main droite » (b) « main gauche ».....	45
<b>Figure I.41</b> : Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.....	45
<b>Figure I.42</b> : La nouvelle classification des matériaux en fonction de leur $\epsilon$ et $\mu$ .....	46
<b>Figure I.43</b> : Réfraction de la lumière dans un matériau conventionnel.....	48
<b>Figure I.44</b> : Réfraction dans un milieu d'indice de réfraction négatif (métamatériau).....	49
<b>Figure I.45</b> : Réflexion et transmission d'une onde plane.....	49
<b>Figure I.46</b> : Focalisation avec (a) une lentille ordinaire, (b) une superlentille (c) exemple de superlentille.....	50
<b>Figure I.47</b> : Image produite avec une (a) superlentille, (b) lentille ordinaire.....	51
<b>Figure I.48</b> : (a) cylindre d'invisibilité, (b) principe de cloaking.....	52
<b>Figure I.49</b> : Phénomène de réflexion totale frustrée.....	52
<b>Figure I.50</b> : Vitesse de phase et vitesse de groupe dans un milieu (a) RHM, (b) LHM.....	54
<b>Figure I.51</b> : Effet Doppler.....	55
<b>Figure I.52</b> : Inversion d'effet Cerenkov.....	56

## Chapitre II : Caractéristiques électromagnétiques des résonateurs métamatériaux.

<b>Figure II.1</b> : Composite lamellaire métal-diélectrique.....	60
<b>Figure II.2</b> : (a) structure périodique 3-D de tiges métalliques (b) structure en tiges tubulaire équivalente.....	62
<b>Figure II.3</b> : Variation de $\epsilon_{eff}$ dans le domaine fréquentiel.....	63
<b>Figure II.4</b> : Structure rouleau suisse (a) structure introduite par Pendry (b) exemple réalisé.....	64
<b>Figure II.5</b> : Résonateur en anneau fendu (RAF) circulaire introduit par J. Pendry.....	66
<b>Figure II.6</b> : Motif bi-dimensionnel proposé par Balmaz.....	67
<b>Figure II.7</b> : Résonateurs en anneaux fendus en spirale proposés par J. Baena.....	67
<b>Figure II.8</b> : Résonateurs en anneaux fendus en « C » de type (a) carré, (b) circulaire.....	68
<b>Figure II.9</b> : Motifs de résonateurs présentant ( $\epsilon < 0$ et $\mu < 0$ ) en forme de : (a) « $\Omega$ », (b) « S ».....	69
<b>Figure II.10</b> : Processus d'homogénéisation d'un matériau hétérogène.....	69



<b>Figure II.11</b> : Application d'équivalence sur la structure périodique.....	70
<b>Figure II.12</b> : Cellule unitaire de tige métallique continue.....	73
<b>Figure II.13</b> : Transmission et réflexion de la cellule unitaire de tige continues.....	73
<b>Figure II.14</b> : Permittivité effective de la tige métallique continue.....	74
<b>Figure II.15</b> : Cellule unitaire de tige métallique discontinue.....	75
<b>Figure II.16</b> : Transmission et réflexion de la tige discontinue.....	75
<b>Figure II.17</b> : Permittivité effective de la tige métallique discontinue.....	76
<b>Figure II.18</b> : Réseau de quatre tiges métallique.....	77
<b>Figure II.19</b> : Transmission et réflexion du réseau de 04 tiges.....	78
<b>Figure II.20</b> : Permittivité effective du réseau de 04 tiges métalliques.....	78
<b>Figure II.21</b> : Axes verticale et horizontale du (RAF) circulaire.....	79
<b>Figure II.22</b> : Les deux cas possibles (a) coupe horizontale, (b) coupe verticale.....	80
<b>Figure II.23</b> : (RAF) circulaire polarisé selon $z$ .....	81
<b>Figure II.24</b> : Transmission et réflexion du (RAF) circulaire.....	81
<b>Figure II.25</b> : Perméabilité effective du (RAF) circulaire.....	82
<b>Figure II.26</b> : Polarisation du (RAF) selon l'axe $x$ .....	82
<b>Figure II.27</b> : Transmission et réflexion du (RAF) circulaire.....	83
<b>Figure II.28</b> : Perméabilité effective du (RAF) circulaire.....	83
<b>Figure II.29</b> : (RAF) carré polarisé selon $z$ .....	84
<b>Figure II.30</b> : Transmission et réflexion du (RAF) carré.....	84
<b>Figure II.31</b> : Perméabilité effective du (RAF) carré.....	85
<b>Figure II.32</b> : Polarisation du (RAF) spiral circulaire selon $x$ .....	86
<b>Figure II.33</b> : Transmission et réflexion du (RAF) circulaire en spirale.....	86
<b>Figure II.34</b> : Perméabilité effective du (RAF) circulaire en spirale.....	87
<b>Figure II.35</b> : Cellule unitaire du (RAF) carré en spirale.....	87
<b>Figure II.36</b> : Transmission et réflexion du (RAF) carré en spirale.....	88
<b>Figure II.37</b> : Perméabilité effective du (RAF) carré en spirale.....	88
<b>Figure II.38</b> : Cellule du (RAF) en forme de « C ».....	89
<b>Figure II.39</b> : Transmission et réflexion du (RAF) en forme de « C ».....	89
<b>Figure II.40</b> : Perméabilité effective du (RAF) en forme de « C ».....	90

### **Chapitre III : Analyse et conception des métalignes.**

<b>Figure III.1</b> : Cellule élémentaire de la ligne de transmission classique.....	94
<b>Figure III.2</b> : Cellule élémentaire de la ligne de transmission « Main gauche ».....	96
<b>Figure III.3</b> : Cellule élémentaire de la ligne de transmission (CRLH).....	97
<b>Figure III.4</b> : Types de propagation dans une ligne (CRLH).....	99
<b>Figure III.5</b> : Diagramme de dispersion pour les trois régions.....	100
<b>Figure III.6</b> : Diagramme de dispersion de la ligne (CRLH).....	101
<b>Figure III.7</b> : Diagramme de dispersion des lignes (RH) et (LH).....	101
<b>Figure III.8</b> : Vitesse de phase et vitesse de groupe des deux lignes (RH) et (LH).....	102
<b>Figure III.9</b> : Tronçon de ligne de transmission de longueur $l$ .....	103
<b>Figure III.10</b> : Ligne coplanaire de longueur $l$ .....	103

<b>Figure III.11</b> : Coefficient de transmission de la ligne coplanaire.....	104
<b>Figure III.12</b> : Circuit équivalent d'une ligne coplanaire (CRLH) de trois cellules.....	105
<b>Figure III.13</b> : Paramètres [S] du circuit électrique équivalent.....	106
<b>Figure III.14</b> : Modèle électrique de la ligne (CRLH) (a) cellule de base (b) équivalence en $\pi$ .....	107
<b>Figure III.15</b> : Diagramme de dispersion de la ligne (CRLH).....	108
<b>Figure III.16</b> : Diagramme de dispersion de la ligne équilibrée.....	108
<b>Figure III.17</b> : Cellule de base pour la ligne CPW (CRLH).....	109
<b>Figure III.18</b> : (a) CPW à gap capacitif (b) vue de dessus (c) circuit équivalent.....	110
<b>Figure III.19</b> : (a) CID coplanaire (b) Vue de dessus (c) circuit électrique équivalent.....	112
<b>Figure III.20</b> : (a) Inductance CPW parallèle (b) Vue de dessus (c) Circuit équivalent.....	114
<b>Figure III.21</b> : La capacité CPW à gap.....	116
<b>Figure III.22</b> : Coefficients de transmission pour les quatre capacités coplanaires.....	117
<b>Figure III.23</b> : Valeurs des capacités coplanaires pour ( $G=10\mu\text{m}$ , $G=40\mu\text{m}$ ).....	117
<b>Figure III.24</b> : La (CID) à cinq doigts ( $L=2.5\text{mm}$ ) sous HFSS.....	118
<b>Figure III.25</b> : Coefficients de transmission pour les trois capacités CID.....	119
<b>Figure III.26</b> : Valeurs des CID pour ( $L=1.5\text{mm}$ , $L=2.5\text{mm}$ ).....	119
<b>Figure III.27</b> : L'inductance parallèle à stubs court-circuités ( $l_s = 1.6\text{mm}$ ).....	120
<b>Figure III.28</b> : Paramètres [S] des trois inductances CPW.....	121
<b>Figure III.29</b> : Valeurs des inductances CPW parallèles ( $l_s = 1.3\text{ mm}$ , $l_s = 1.8\text{ mm}$ ).....	121
<b>Figure III.30</b> : Première structure (CRLH) pour ( $l_u = 2\text{mm}$ , $l_s = 1.8\text{mm}$ ).....	122
<b>Figure III.31</b> : Paramètres [S] de la première métalligne.....	123
<b>Figure III.32</b> : Diagramme de dispersion de la première structure(CRLH).....	124
<b>Figure III.33</b> : Deuxième structure (CRLH) pour ( $l_u = 2\text{mm}$ , $l_s = 1.8\text{mm}$ ).....	125
<b>Figure III.34</b> : Paramètres [S] de la deuxième métalligne.....	125
<b>Figure III.35</b> : Diagramme de dispersion de la deuxième structure(CRLH).....	126

**Chapitre IV : Applications ; Conception des filtres microondes à base des métamatériaux.**

<b>Figure IV.1</b> : Modélisation quadripolaire du filtre passe-bas.....	130
<b>Figure IV.2</b> : Réponse amplitude-fréquence du filtre passe-bas de type Butterworth.....	130
<b>Figure IV.3</b> : Réponse amplitude-fréquence du filtre passe-bas de type Tchebychev.....	131
<b>Figure IV.4</b> : Réponses du filtre passe-bas de Butterworth pour différents ordres $n$ .....	131
<b>Figure IV.5</b> : Réponses du filtre passe-bas de Tchebychev pour différents ordres $n$ .....	132
<b>Figure IV.6</b> : Réponses du filtre passe-bas de Tchebychev pour différents ripples $r_p$ .....	132
<b>Figure IV.7</b> : Extraction des éléments $g_i$ .....	135
<b>Figure IV.8</b> : Prototypé normalisé du filtre passe-bas ( $n=5$ ).....	135
<b>Figure IV.9</b> : Filtre passe-bas en éléments localisés ( $n=5$ ).....	136
<b>Figure IV.10</b> : Portions du filtre passe-bas à saut d'impédances ( $n=5$ ).....	137
<b>Figure IV.11</b> : Filtre passe-bas à saut d'impédances sous HFSS.....	137
<b>Figure IV.12</b> : Réponse en amplitude du filtre passe-bas à saut d'impédances.....	138
<b>Figure IV.13</b> : Distribution du champ électrique $\vec{E}$ sur le filtre passe-bas.....	138
<b>Figure IV.14</b> : Distribution du champ électrique $\vec{H}$ sur le filtre passe-bas.....	139

<b>Figure IV.15</b> : Filtre a gaps capacitifs couplés en série.....	140
<b>Figure IV.16</b> : Circuit équivalent aux gaps capacitifs.....	141
<b>Figure IV.17</b> : Gabarit du filtre à gaps capacitifs (3 résonateurs).....	142
<b>Figure IV.18</b> : Réponse du filtre de Tchebychev à trois résonateurs couplés en série.....	142
<b>Figure IV.19</b> : T.O.S à l'entrée du filtre passe-bande.....	143
<b>Figure IV.20</b> : Distribution du champ $\vec{E}$ sur le filtre à gaps capacitifs (à $f_0=7.225$ GHz)....	143
<b>Figure IV.21</b> : Filtre à résonateurs couplés quart d'ondes.....	144
<b>Figure IV.22</b> : Circuit équivalent au couplage de deux lignes élémentaires.....	145
<b>Figure IV.23</b> : Gabarit du filtre à résonateurs couplés en parallèle.....	148
<b>Figure IV.24</b> : Réponse du filtre de Tchebychev à cinq résonateurs couplés en parallèle...	148
<b>Figure IV.25</b> : VSWR à l'entrée du filtre de Tchebychev.....	149
<b>Figure IV.26</b> : Gabarit du filtre interdigité à six bars conducteurs.....	150
<b>Figure IV.27</b> : Réponse du filtre interdigité à six bars conducteurs.....	150
<b>Figure IV.28</b> : Carte du champ électrique du filtre à ( $f_0=1.53$ GHz).....	151
<b>Figure IV.29</b> : Filtre à base d'une métalligne (a) Gabarit (b) circuit électrique équivalent.....	152
<b>Figure IV.30</b> : Le filtre coupe bande sur le HFSS (3D Modeler).....	153
<b>Figure IV.31</b> : Coefficients de transmission et de réflexion du filtre.....	153
<b>Figure IV.32</b> : Carte du champ électrique sur le filtre à ( $f_{r1} =1.33$ GHz).....	154
<b>Figure IV.33</b> : Ligne microruban chargée par des (RAF) spirales.....	155
<b>Figure IV.34</b> : Transmission et réflexion de la structure globale.....	156
<b>Figure IV.35</b> : Ligne microruban chargée par des (RAF) spirales.....	156
<b>Figure IV.36</b> : Transmission et réflexion de la structure coplanaire globale.....	157
<b>Figure IV.37</b> : Représentation du (RAF) spirale seul.....	158
<b>Figure IV.38</b> : Réponse du (RAF) spirale seul.....	158
<b>Figure IV.39</b> : Filtre passe-bande à sept résonateurs couplés en série.....	159
<b>Figure IV.40</b> : Réponse du filtre à sept résonateurs couplés en série.....	159
<b>Figure IV.41</b> : Filtre passe-bande associé aux (RAF) spirales, (a) Portions globales (b) Zoom sur l'entrée du filtre globale.....	160
<b>Figure IV.42</b> : Réponse du filtre global.....	161
<b>Figure IV.43</b> : Cartographie du champ magnétique à ( $f'_0 =10.26$ GHz). (a) Couplage magnétique (b) Vecteurs $\vec{H}$ .....	162
<b>Figure IV.44</b> : Filtre passe-bande à cinq résonateurs microrubans couplés en parallèle....	164
<b>Figure IV.45</b> : Réponse du filtre de Tchebychev.....	164
<b>Figure IV.46</b> : Forme géométrique du (RAF) circulaire.....	165
<b>Figure IV.47</b> : Coefficient de transmission du (RAF) circulaire.....	165
<b>Figure IV.48</b> : Filtre passe-bande associé aux (RAF) circulaires.....	166
<b>Figure IV.49</b> : Paramètres [S] du filtre composite.....	167
<b>Figure IV.50</b> : Filtre passe-bande à cinq résonateurs microrubans couplés en parallèle....	167
<b>Figure IV.51</b> : Réponse du filtre de Tchebychev sous HFSS.....	168
<b>Figure IV.52</b> : (RAF) circulaire sous HFSS.....	168
<b>Figure IV.53</b> : Résonance du (RAF) circulaire.....	169

<b>Figure IV.54</b> : Filtre global sous HFSS .....	169
<b>Figure IV.55</b> : Transmission et Réflexion du filtre composite.....	170
<b>Figure IV.56</b> : Comparaison entre (a) (RAF), (b) (RAFC) de formes circulaires.....	171
<b>Figure IV.57</b> : (a) Polarisation convenable du (RAFC) circulaire (b) circuit électrique équivalent.....	172
<b>Figure IV.58</b> : Deux lignes microrubans couplées en série.....	173
<b>Figure IV.59</b> : Coefficients de transmission des deux lignes couplées (deux valeurs de $d_c$ ).....	173
<b>Figure IV.60</b> : Filtre passe-bande utilisant une cellule des (RAFC) circulaire.....	174
<b>Figure IV.61</b> : Réponse du filtre à un (RAFC) circulaire.....	174
<b>Figure IV.62</b> : Vue au dessus du filtre à deux (RAFC) circulaires.....	175
<b>Figure IV.63</b> : Réponse du filtre utilisant deux (RAFC) circulaire.....	175
<b>Figure IV.64</b> : Dimensions globales du filtre selon le cahier des charges.....	176
<b>Figure IV.65</b> : Filtre coupe-bande à réseau (4×2) de (RAFC) circulaires. (a) Vue au dessus, (b) Vue au dessous.....	177
<b>Figure IV.66</b> : Réponse du filtre à (4×2) (RAFC) circulaires.....	177
<b>Figure IV.67</b> : (a) Vue au dessus du filtre à (1×4) (RAFC) circulaire..... (b) Structure globale du filtre après amélioration.....	178
<b>Figure IV.68</b> : Réponse du filtre après déplacement des (RAFC).....	179

Annexes.

**Figure A** : Critère de Bode-Fano (a) *RC* parallèle (b) *RC* série (c) *RL* parallèle (d) *RL* série.

**Figure B** : Les quatre identités de Kuroda.

**Figure C** : Éléments localisés de base en microonde : (a) Inductifs (b) Capacitifs  
(c) Résistifs (d) Planaires et métalliques.

**Figure D.1** : (a) Editeur de projet (b) Formes géométriques.

**Figure D. 2** : (a) Type de solution (b) Conditions aux limites.

**Figure D.3** : Etapes d'excitation des portes en HFSS

**Figure D.4** : Vérification, Simulation et validation des résultats.

<b>Tableau I.1</b> : Caractéristiques théoriques du filtre microonde.....	8
<b>Tableau I.2</b> : Filtres idéals et filtres réels.....	11
<b>Tableau I.3</b> : Eléments $g_i$ du prototype passe-bas de Butterworth ( $\omega'_c=1$ ).....	24
<b>Tableau I.4</b> : Eléments $g_i$ du prototype passe-bas de Tchebychev ( $r_p=0.1\text{dB}$ ).....	25
<b>Tableau I.5</b> : Eléments $g_i$ du prototype passe-bas de Tchebychev ( $r_p=0.5\text{dB}$ ).....	25
<b>Tableau III.1</b> : Valeurs choisies des éléments série et parallèle.....	106
<b>Tableau III.2</b> : Eléments série et parallèle de la ligne équilibrée.....	108
<b>Tableau III.3</b> : Paramètres choisis de la capacité CPW à gap.....	116
<b>Tableau III.4</b> : Dimensions des trois capacités interdigitées.....	118
<b>Tableau III.5</b> : Dimensions des trois inductances CPW parallèles.....	120
<b>Tableau III.6</b> : Dimensions de la première (CRLH) pour deux valeurs ( $l_s, l_u$ ).....	122
<b>Tableau III.7</b> : Les trois régions de la première structure CRLH.....	123
<b>Tableau III.8</b> : Dimensions de la deuxième (CRLH) pour deux valeurs ( $l_s, l_u$ ).....	124
<b>Tableau III.9</b> : Les trois régions de la deuxième structure CRLH.....	126
<b>Tableau IV.1</b> : Eléments $g_i$ du filtre d'ordre ( $n=5$ ).....	135
<b>Tableau IV.2</b> : Caractéristiques des lignes inductives et capacitives.....	136
<b>Tableau IV.3</b> : Caractéristiques géométriques du filtre à gaps capacitifs.....	142
<b>Tableau IV.4</b> : Caractéristiques géométriques du filtre à résonateurs couplés.....	148
<b>Tableau IV.5</b> : Caractéristiques géométriques du filtre interdigité.....	149
<b>Tableau IV.6</b> : Dimensions du filtre à base de (CRLH).....	152
<b>Tableau IV.7</b> : Dimensions de la ligne microruban chargée par les (RAF) spirales.....	155
<b>Tableau IV.8</b> : Caractéristiques géométriques du filtre passe-bande de Tchebychev.....	163
<b>Tableau IV.9</b> : Comparaison des résultats obtenus par CST et HFSS.....	170

*Annexe A* : Critère de Bode-Fano.

*Annexe B* : Transformations de Kuroda.

*Annexe C* : Eléments localisés en microonde.

*Annexe D* : Manuel du logiciel HFSS.

## Sigles

BA	Bande Atténuée
BIE	Bande Interdite Electromagnétique
BP	Bande Passante
BT	Bande Transmise
CID	Capacité Interdigitée
CPW	Coplanaire Waveguide ( <i>guide d'onde coplanaire</i> )
CRLH	Composite Right-Left Handed ( <i>main droite/main gauche</i> )
CST	Computer Structure Technology
DGS	Defected Ground Structure ( <i>démétallisation des plans de masse</i> )
HF	High Frequency ( <i>haute fréquence</i> )
HFSS	High Frequency Structure Simulator
LH	Left hand ( <i>main gauche</i> )
MDNG	Matériau doublement négatif
MDPS	Matériau doublement positif
MENG	Matériau à Epsilon négatif
MIC	Monolithic Integrated Circuit
MMIC	Microwave Monolithic Integrated Circuit
MMD	Matériau main droite
MMG	Matériau main gauche
MMNG	Matériau à Mu négatif
OEM	Onde électromagnétique
RAF	Résonateur en anneau fendu
RAFC	Résonateur en anneau fendu complémentaire
RH	Right Hand ( <i>main droite</i> )
SRR	Split Ring Resonator ( <i>résonateur en anneau fendu</i> )
SSRR	Slot Split Ring Resonator ( <i>résonateur en anneau fendu complémentaire</i> )
TE	Transverse électrique
TEM	Transverse électromagnétique
TH	Transverse hybride
TM	Transverse magnétique
TFMS	Tin Film Microstrip ( <i>microruban à couche mince</i> )
TOS	Taux d'onde stationnaire
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio ( <i>taux d'onde stationnaire</i> )

## Symbolz latins

$a$	Période de la structure (RAF)
$A$	Fonction d'atténuation
$\vec{B}$	Induction magnétique
$c$	Vitesse de la lumière dans un milieu arbitraire
$c$	Interruption des anneaux du (RAF)
$c_0$	Vitesse de la lumière dans le vide
$c_i$	Eléments capacitifs
$c_l$	Capacité linéique de la ligne de transmission « main gauche »
$c_n$	Fonction d'approximation elliptique d'ordre $n$
$c_p$	Capacité parallèle équivalente de la CID
$c_r$	Capacité linéique de la ligne de transmission « main droite »
$c_s$	Capacité série équivalente de la CID
« C »	Forme du résonateur métamatériau
$d$	Espacement entre les anneaux du (RAF)
$\vec{D}$	Induction électrique
$e$	Charge de l'électron
$e$	Espacement entre les résonateurs et le filtre passe-bande
$\vec{E}$	Champ électrique
$f_0$	Fréquence centrale du filtre passe-bande
$f_p$	Fréquence plasma
$f_r$	Fréquence de résonance des structures microondes
$F$	Taux de remplissage du matériau
$g_i$	Eléments du filtre microonde normalisé
$G$	Gap capacitive
$G_I$	Gain d'insertion
$G_T$	Gain transducique
$h$	Epaisseur des substrats physiques
$\vec{H}$	Champ magnétique
$I_G$	Courant du générateur
$I_L$	Pertes d'insertion
$J$	Inverseur d'admittance
$\vec{k}$	Vecteur d'onde électromagnétique
$K$	Inverseur d'impédance
$l$	Largeur des anneaux du (RAF)
$L_l$	Capacité linéique de la ligne de transmission « main gauche »
$L_r$	Capacité linéique de la ligne de transmission « main droite »
$m_{\text{eff}}$	Masse effective de l'électron
$n$	Indice de réfraction des matériaux
$n'$	Partie réelle de l'indice de réfraction
$n''$	Partie imaginaire de l'indice de réfraction
$N$	Nombre de cellule des filtres microondes
$P_A$	Puissance absorbée par le filtre microonde
$P_{\text{in}}$	Puissance incidente du générateur
$P_L$	Puissance de la charge
$P_R$	Puissance réfléchie du générateur
$\vec{P}$	Vecteur de Poynting



$P_T$	période transverse de la structure
$q$	Taux de charge en matière diélectrique
$Q_0$	Facteur de qualité des filtres microondes
$r$	Rayon interne du (RAF)
$r_p$	Taux d'ondulation
$R$	Rayon externe du (RAF)
$R_0$	Résistance de normalisation du prototype passe-bas
$R_L$	Pertes par réflexion
$s_d$	Espacement entre les doigts de la CID
$S_{ij}$	Paramètres de la matrice de répartition de chaque structure
$S$	Largeur de la fente
« $S$ »	Forme du résonateur métamatériau
$T$	Epaisseur des pistes conductrices
$T_n$	Fonction d'approximation suivant le type de Tchebychev
$v_g$	Vitesse de groupe
$v_p$	Vitesse de phase
$V_G$	Tension du générateur
$W$	Energie électromagnétique
$W$	Largeur du ruban centrale de la ligne microruban
$Wd$	Largeur des doigts de la CID
$x_1$	Distance entre les (RAF) et l'entrée du filtre passe-bande
$x_2$	Distance entre les (RAF) et la sortie du filtre passe-bande
$Y_0$	Admittance à l'entrée des filtres microondes
$Y_p$	Admittance parallèle de la ligne de transmission
$Z_c$	Impédance caractéristique de la ligne de transmission
$Z_G$	Impédance du générateur
$Z_L$	Impédance de la charge
$Z_{oe}$	Impédance caractéristique de la ligne couplée en mode pair
$Z_{oe}$	Impédance caractéristique de la ligne couplée en mode impair
$Z_s$	Impédance linéique série de la ligne de transmission

## Symboles grecs

$\alpha$	Coefficient de pertes dans la ligne de transmission
$\alpha_i$	Eléments du vecteur de la première ligne des cosinus du trièdre $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$
$\alpha_l$	Coefficient de pertes dans la ligne main gauche
$\alpha_r$	Coefficient de pertes dans la ligne main droite
$\beta$	Constante de phase
$\beta_{e,o}$	Constante de propagation selon les deux modes pairs et impairs
$\beta_i$	Eléments du vecteur de la deuxième ligne des cosinus du trièdre $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$
$\beta_l$	Constante de phase dans la ligne main gauche
$\beta_r$	Constante de phase dans la ligne main droite
$\sigma$	Partie réelle de la variable complexe de la fréquence
$\delta$	Facteur des pertes
$\Delta$	Largeur des gaps capacitifs
$\Delta$	Bande passante fréquentielle
$\varepsilon$	Erreur maximale dans la bande passante
$\varepsilon$	Permittivité des milieux
$\varepsilon_{eff}$	Permittivité effective
$\varepsilon_d$	Permittivité du diélectrique
$\varepsilon_m$	Permittivité du métal
$\varepsilon_r$	Permittivité relative des milieux (ou des matériaux)
$\varepsilon_{//}$	Permittivité du composite pour un champ électrique incident parallèle aux couches
$\varepsilon_{\perp}$	Permittivité du composite pour un champ électrique incident normale aux couches
$\varepsilon_0$	Permittivité du vide ( $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} F/m$ )
$\eta$	Rendement des pertes
$\phi$	Phase de la fonction du transfert du filtre
$\phi_{21}$	Retard de phase
$\gamma$	Constante de propagation
$\gamma_i$	Eléments du vecteur de la troisième ligne des cosinus du trièdre $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$
$\gamma_l$	Constante de propagation de la ligne main gauche
$\gamma_r$	Constante de propagation de la ligne main droite
$\Gamma(\omega)$	Coefficient de réflexion au niveau de l'entrée du filtre
$\lambda$	Longueur d'onde
$\mu$	Perméabilité des milieux
$\mu_{eff}$	Perméabilité effective
$\mu_d$	Perméabilité du diélectrique
$\mu_m$	Perméabilité du métal
$\mu_r$	Permittivité relative des milieux (ou des matériaux)
$\mu_{//}$	Perméabilité du composite pour un champ électrique incident parallèle aux couches
$\mu_{\perp}$	Perméabilité du composite pour un champ électrique incident normale aux couches
$\mu_0$	Perméabilité du vide ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} T.m.A^{-1}$ )
$\omega$	Pulsation des signaux
$\omega_c$	Pulsation de coupure des filtres microondes
$\omega_p$	Pulsation plasma
$\omega_p$	Pulsation de résonance en mode parallèle
$\omega_s$	Pulsation de résonance en mode série
$\omega_0$	Pulsation centrale du filtre passe-bande.

$\omega_1$	Pulsation de coupure basse
$\omega_2$	Pulsation de coupure haute
$\omega'_1$	Fréquence de coupure normalisée à -3dB du prototype passe-bas
« $\Omega$ »	Forme du résonateur métamatériau
$\rho$	Largeur des lignes d'entrée et de sortie du filtre microonde passe-bande
$\rho_{eff}$	Densité effective d'électrons
$\tau_g$	Taux de retard
$\theta$	Longueur électrique de la ligne de transmission
$\theta_1$	Angle de réfraction du milieu 1
$\theta_2$	Angle de réfraction du milieu 2
$\xi$	Facteur d'amortissement dans le système

*INTRODUCTION*  
*GENERALE*

Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans le cadre d'une continuité de la recherche sur l'analyse et la conception des filtres microondes en technologie coplanaire. Depuis plus d'une décennie, de nombreux travaux et ouvrages ont été entrepris et publiés concernant les circuits microondes, notamment les filtres hyperfréquences du fait que ce genre de dispositif est indispensable lors de la réalisation des divers systèmes de télécommunications (terrestres et satellitaires), les radars (civils et militaires) et aussi pour les systèmes de la radiodiffusion numérique.

Pendant longtemps, les fonctions de filtrage, nécessaires au fonctionnement des systèmes classiques, étaient réalisées par des filtres offrant une performance électrique modeste due aux problèmes d'encombrement, de poids et d'interconnexion. Aujourd'hui les télécommunications modernes s'orientent vers « le tout sans fil », alors que des améliorations pour les applications en hyperfréquences sont introduites pour répondre aux problèmes de la performance électrique.

Des études avancées sur la performance des filtres microondes ont prouvé que la technologie planaire (microruban et coplanaire) reconnaît une grande révolution due aux avantages obtenus à l'aide de ce genre de technologie tels que le faible coût économique et aussi les faibles dimensions lors de la réalisation. En hyperfréquences, la réduction de la taille des composants a suscité ces dernières années un très grand intérêt auprès des chercheurs dans le monde des télécommunications. Une concurrence remarquable pour aboutir à une miniaturisation convenable est motivée par l'intégration des composants dans l'architecture des dispositifs à haute performance, ce qui justifie la recherche des nouvelles méthodes ainsi que des nouveaux matériaux pour la réalisation des circuits microondes actuels.

Alors l'apparition de la nouvelle classe des matériaux, connue sous le nom de « métamatériaux » a contribué à répondre à ces besoins. Les métamatériaux sont utilisés pour la réalisation de plusieurs dispositifs hyperfréquences notamment les filtres ; ce genre de matériau peut résoudre plusieurs problèmes de réalisation des circuits microondes.

Depuis 1999, un nouvel élément artificiel a été mis au point pour ses caractéristiques de bande interdite dans la propagation. Cet élément est connu sous l'appellation de Résonateur en Anneau Fendu (RAF) et crée en plus de sa résonance, une perméabilité effective négative dans une bande étroite de fréquence autour de sa résonance. Un autre avantage de ce résonateur est son faible encombrement ; en effet, les dimensions les plus grandes de ce résonateur sont de l'ordre de  $\lambda/10$ .

Dans ce sens, l'objectif de ce travail est de concevoir des nouvelles structures microondes à base des métamatériaux pour la conception de la célèbre fonction électronique qui est le filtrage, donc de mettre en évidence l'influence des métamatériaux sur la qualité des filtres microondes.

Cette thèse est articulée autour de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, l'état de l'art des filtres micro-ondes ainsi que celui des métamatériaux seront abordés. Nous présenterons une étude théorique des filtres microondes suivant les fonctions d'approximation du filtrage usuelles (Butterworth, Tchebyshev et

Elliptique) et les différentes méthodes de synthèse des filtres hyperfréquences notamment les méthodes adaptées aux supports de simulation utilisés. Nous terminerons ce premier chapitre par la présentation des métamatériaux à partir des définitions concernant les propriétés physiques et géométriques de ce type de dispositif.

Dans le deuxième chapitre, une caractérisation et une analyse des résonateurs métamatériaux seront abordées à savoir les résonateurs à activité électrique telles que les tiges métalliques, les résonateurs à activité magnétique qui sont les résonateurs en anneaux fendus (RAF) suivant leurs formes géométriques (circulaire, carrée, spirale,...etc) et les résonateurs en anneaux fendus complémentaires (RAFC).

Le troisième chapitre est consacré à la conception des filtres microondes à base des métamatériaux purement main droite (RH) d'une part et composite main droite/main gauche (CRLH) d'autre part, à base des résonateurs (RAF) et (RAFC). Un choix convenable des substrats pour la conception de ces filtres est nécessaire pour l'obtention de résultats cohérents.

Dans le dernier chapitre, on s'intéressera aux applications, notamment pour les filtres passe-bande et coupe-bande qui sont obtenus à partir des structures composites (CRLH). Le filtre passe-bande est obtenu à l'aide des (RAF) alors que le filtre coupe-bande est caractérisé par l'utilisation des résonateurs complémentaires (RAFC). Nous proposerons aussi dans ce chapitre une étude comparative des filtres passe-bande et coupe-bande selon les dimensions des (RAF) et (RAFC) et aussi selon leurs positions. Les résultats obtenus seront commentés.

# *Chapitre 1*

*Etat de l'art des filtres  
microondes et des  
métamatériaux*

# 1

## État de l'art des filtres microondes et des métamatériaux.

**D**ans ce chapitre nous présentons un aperçu sur l'état de l'art des filtres microondes et des métamatériaux. Nous allons aborder en premier temps des généralités, des définitions pour les diverses technologies des filtres microondes, puis nous allons exposer la théorie fondamentale des métamatériaux après avoir relaté un bref historique.



## **I.1. Etat de l'art sur les filtres microondes :**

### **I.1.1. Introduction :**

L'émergence d'application telle que les communications inter-satellites, les réseaux de communication haut débit, l'imagerie microondes a engendré des besoins dans les bandes hyperfréquences. Les filtres microondes doivent désormais répondre à des contraintes de plus en plus impératives en termes de sélectivité (bande passante, rejection), de pertes, d'encombrement et de coût de production. Les contraintes sont d'autant plus difficiles à tenir que la fréquence augmente, compte tenu des faibles longueurs d'ondes mise en jeu dans les diverses gammes de fréquence. La conception des filtres microondes est basée sur trois critères principaux : le choix de la fonction de filtrage utilisée (gabarits des filtres), le choix de la méthode de synthèse convenable et le choix de la technologie de fabrication (généralement la technologie planaire).

### **I.1.2. Définitions :**

Les filtres sont des quadripôles linéaires permettant de séparer des signaux selon leurs fréquences. Le filtre microonde passif est un circuit composé qui contient plusieurs éléments (morceaux, grosseurs) appelés éléments distribués (guides d'ondes par section, lignes microrubans, cavités ou un autre moyen), ces éléments sont arrangés dans une configuration particulière. Le graphe de l'atténuation en fonction de la fréquence constitue en général, la caractéristique essentielle. La courbe d'atténuation est définie par sa bande passante, sa pente de rejection ou raideur, ses pertes d'insertion et son taux d'ondulation.

Bode [1] a d'abord montré que les limites physiques étaient de l'impédance à large bande correspondant à des charges consistant en un élément réactif et une résistance en série ou en parallèle. Plus tard, Fano a présenté les limitations générales sur l'adaptation de toute charge. Le travail de Fano [2] montre que l'efficacité de la transmission et la bande passante sont des quantités échangeables dans l'adaptation de toute charge ayant une composante réactive.

Un filtre microonde peut considérer comme étant un quadripôle alimenté par une source et chargé par une charge quelconque comme le représente la figure suivante:

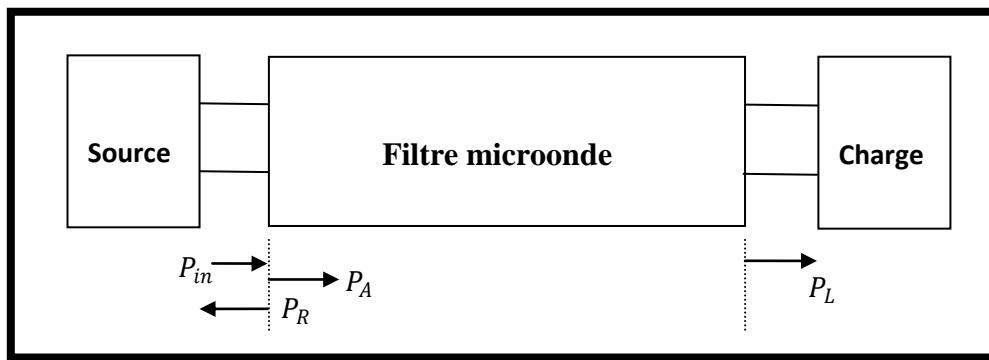


Figure I.1 : Représentation générale du filtre microonde.

Sur le plan d'entrée du filtre, la puissance est stockée dans trois composants :

$P_{in}$  = puissance incidente du générateur.

$P_R$  = puissance réfléchi pour ce même générateur.

$P_A$  = puissance absorbée par le filtre.

La loi de la conservation d'énergie est donnée par

$$P_{in} = P_R + P_A \quad (I.1)$$

$P_L$  représente la puissance de la charge et toujours vérifie la condition ( $P_L \leq P_A$ ).

Pour un filtre qui ne représente pas des pertes, il arrive ( $P_L = P_A$ ).

Si au plus, il n'y a pas de réflexion au niveau du filtre alors :  $P_L = P_{in}$ .

- Le circuit équivalent qui peut spécifier l'ensemble (source+filtre microonde+charge) est représenté par :

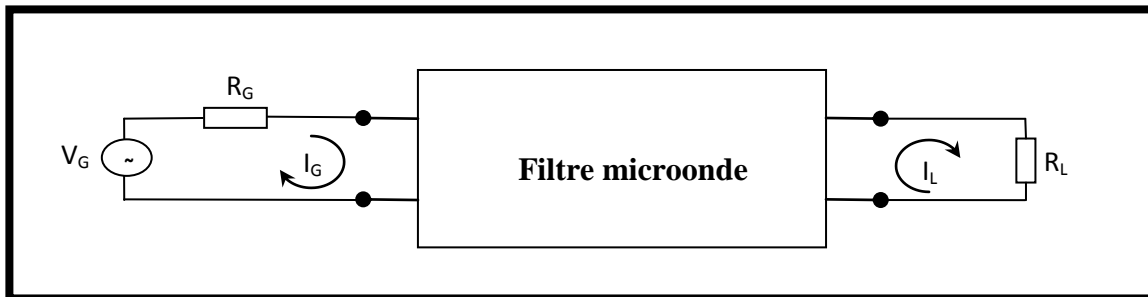


Figure I.2 : Schéma équivalent (source+filtre+charge).

Le couple ( $V_G$ ,  $R_G$ ) représente la tension et la résistance interne de la source respectivement.

-La puissance incidente est la même pour une fréquence maximale générée par la source (générateur).

d'où :

$$P_{in} = \frac{V_G^2}{4R_G} \quad (I.2)$$

Les lois classiques des circuits électriques nous montrent :

$$P_L = R_L |I_L|^2 \quad (I.3)$$

et aussi :

$$P_A = \text{Re} [I_G (V_G - I_G R_G)] \quad (I.4)$$

-La puissance réfléchiée par la source est alors :

$$P_R = \frac{V_G^2}{4R_G} - \text{Re} [I_G (V_G - I_G R_G)] \quad (\text{I.5})$$

-Les pertes en ligne sont données par [3] :

$$P_{LR} = \frac{\text{puissance de la source}}{\text{puissance de la charge}} = \frac{P_{in}}{P_L} \quad (\text{I.6})$$

-Le filtre microonde est défini à partir de plusieurs facteurs utiles, nous pouvons citer les trois célèbres paramètres qui sont : le rendement des pertes ( $\eta$ ), le taux d'ondes stationnaires (VSWR) et le coefficient de réflexion au niveau de l'entrée du filtre  $\Gamma(\omega)$ .

-Le rendement des pertes peut caractériser souvent la performance des filtres, il est défini en fonction de la puissance réfléchiée et la puissance incidente comme la suite :

$$\eta = -10 \log\left(\frac{P_R}{P_{in}}\right) = -10 \log\left[\frac{(VSWR-1)^2}{(VSWR+1)^2}\right] \quad (\text{I.7})$$

Donc :  $\eta = -10 \log(|\Gamma(\omega)|^2) \quad (\text{I.8})$

-Plusieurs valeurs typiques de :  $\eta$ ,  $\Gamma(\omega)$  et le VSWR sont rangées dans le tableau suivant [3]

$\eta$ (dB)	$\Gamma(\omega)$	VSWR	Puissance transmise(%)
00.00	01.00	$\infty$	00.00
00.50	00.94	34.75	10.87
01.00	00.89	17.39	20.60
02.00	00.79	08.72	36.90
03.00	00.70	05.85	49.90
06.00	00.50	03.01	74.90
10.00	00.31	01.93	90.00
15.00	00.17	01.43	96.80
20.00	00.10	01.22	99.00
25.00	00.05	01.12	99.70
30.00	00.03	01.07	99.90

**Tableau I.1 : Caractéristiques théoriques du filtre microonde.**

### I.1.3. Caractéristiques générales :

#### I.1.3.1. Fonction de transfert :

Chaque filtre électrique possède un signal au niveau de l'entrée et un autre au niveau de la sortie. La fonction de transfert d'un tel filtre est définie comme étant le rapport entre la transformée de Fourier (ou de Laplace) du signal de la sortie et du signal d'entrée.



Figure I.3 : Signaux d'entrée et de sortie du filtre

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$H(f) = \frac{S(f)}{E(f)} \quad (\text{I.9})$$

### I.1.3.2. Bande passante :

La bande passante du filtre est définie comme étant l'intervalle de fréquence à l'intérieur du quelle l'amplitude de la réponse n'est pas atténuée de plus de 3dB, ce qui correspond à un facteur de  $\sqrt{2}$ .

### I.1.3.3. Ordre du filtre :

L'ordre du filtre est généralement déterminé par les éléments le constituant. Parfois l'ordre du filtre est considéré comme un paramètre indispensable lors de l'étude et la synthèse des systèmes du filtrage. Généralement, l'ordre du filtre représente le nombre de cellules qui forment ce filtre.

### I.1.3.4. Classification des filtres :

Selon la nature du filtrage et selon la bande passante, les filtres électriques peuvent classer en quatre types.

#### ●Filtre passe-bas :

Le filtre passe-bas est le type de filtres le plus simple à étudier, il représente l'outil de bas pour la synthèse des autres types de filtres. La variation du coefficient de transmission  $S_{21}$  en fonction de la fréquence est illustrée par la figure suivante.

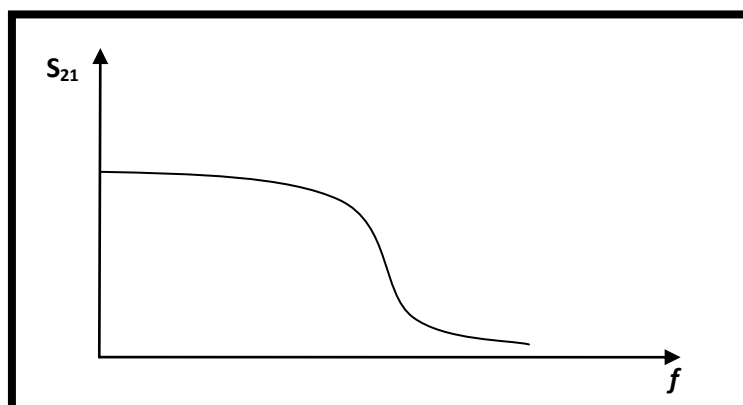
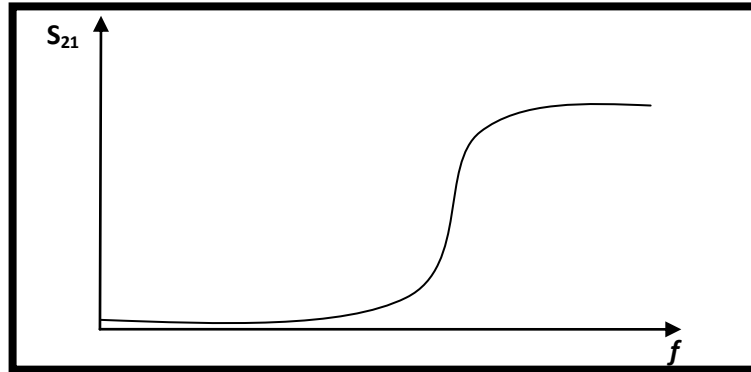


Figure I.4 : Réponse du filtre passe-bas.

● **Filtre passe-haut :**

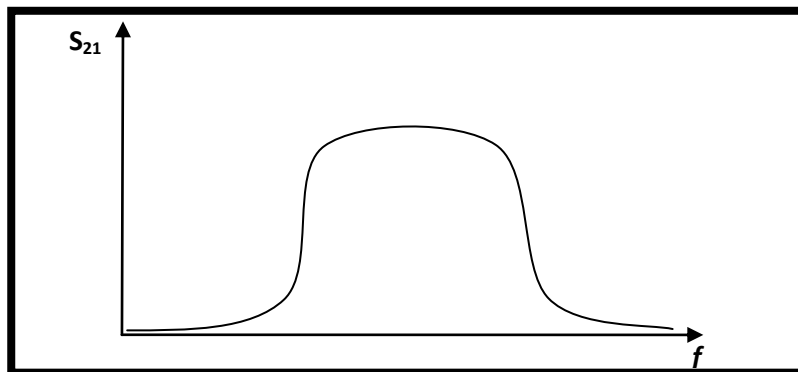
Ce type de filtre est un filtre dérivé du passe-bas par des transformations fréquentielles. La variation du coefficient de transmission  $S_{21}$  est représentée par la figure suivante.



**Figure I.5 : Réponse du filtre passe-haut.**

● **Filtre passe-bande :**

Le filtre passe-bande représente le type de filtres électrique le plus étudié du fait que ce genre de filtres est souvent introduit dans les divers systèmes électroniques. Le passe-bande est aussi un filtre dérivé du passe-bas, le coefficient  $S_{21}$  est varié en fonction de la fréquence comme la suite.



**Figure I.6 : Réponse du filtre passe-bande.**

● **Filtre coupe-bande :**

Le filtre coupe-bande est aussi un filtre dérivé du passe-bas, la variation du coefficient de transmission  $S_{21}$  est représentée par la figure suivante.

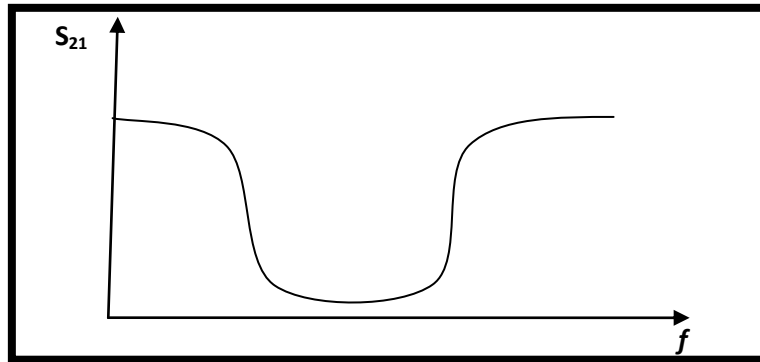


Figure I.7 : Réponse du filtre coupe-bande.

Le tableau ci-dessus représente une comparaison entre les filtres idéals et les filtres réels.

Filtre idéal	Filtre réel
<p>Passe-bas</p>	<p>Passe-bas</p>
<p>Passe-haut</p>	<p>Passe-haut</p>
<p>Passe-bande</p>	<p>Passe-bande</p>
<p>coupe-bande</p>	<p>coupe-bande</p>

Tableau I.2. Filtres idéals et filtres réels.

#### I.1.4. Notions de Gain et Fonction de Filtrage :

L'étude et la conception des filtres microondes se basent sur le calcul de la fonction de filtrage, cette fonction correspond au gain d'insertion, souvent confondu avec le gain transducique [4].

### I.1.4.1. Gain d'insertion :

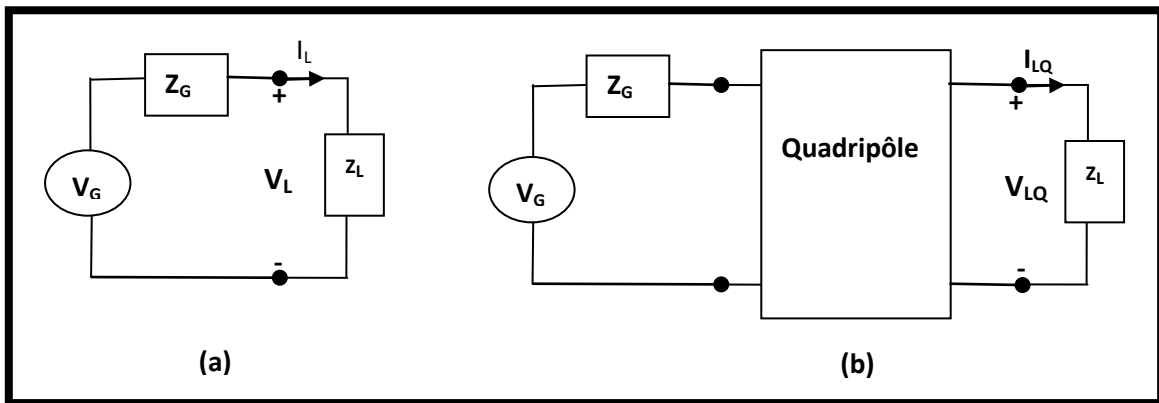
Le gain d'insertion d'un quadripôle est le rapport entre la puissance fournie à la charge ( $P_{LQ}$ ) et la puissance fournie à cette même charge lorsqu'elle est directement reliée au générateur ( $P_L$ ).

$$G_I = \frac{P_{LQ}}{P_L} \quad (I.10)$$

Le gain d'insertion peut être exprimé en fonction de la tension ou du courant :

$$G_I = \left(\frac{V_{LQ}}{V_L}\right)^2 = \left(\frac{I_{LQ}}{I_L}\right)^2 \quad (I.11)$$

Où  $V_{LQ}$ ,  $V_L$ ,  $I_{LQ}$  et  $I_L$  sont montrés dans la figure I.8.



**Figure I.8 : Circuit électrique. (a) Charge connectée directement au générateur  
 (b) Charge avec insertion du quadripôle**

Le gain d'insertion peut également s'exprimer en fonction des éléments de la matrice chaîne [ABCD] du quadripôle par la détermination des valeurs des tensions aux bornes de la charge avant et après l'insertion du quadripôle :

$$G_I = \left| \frac{Z_G + Z_L}{AZ_L + B + CZ_G Z_L + DZ_G} \right|^2 \quad (I.12)$$

Pour les systèmes microondes, le générateur et la charge sont souvent adaptés à une même impédance  $Z_0$ . Ce qui nous amène à écrire :  $Z_G = Z_L = Z_0$ . L'expression du gain devienne :

$$G_I = \left| \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \right|^2 \quad (I.13)$$

En utilisant les équations de passage de la matrice chaîne [ABCD] à la matrice de répartition [S], on peut déduire que le gain d'insertion est égal au carré du module du coefficient  $S_{21}$  :

$$G_I = |S_{21}|^2 \quad (I.14)$$

Le gain d'insertion d'un quadripôle passif peut être supérieur à 1, lorsque  $Z_L$  n'est pas le complexe conjugué de  $Z_G$  (par exemple, si  $Z_G = 75\Omega$  et  $Z_L = 20\Omega$ ), l'insertion d'un adaptateur d'impédance entre le générateur et la charge augmente la puissance délivrée à la charge

( $P_{LQ} > P_L$ ). Cette « perturbation » peut être évitée par l'introduction de la notion du gain transducique.

#### I.1.4.2. Gain transducique :

Le gain transducique  $G_T$  est le rapport entre la puissance fournie à la charge  $P_{LQ}$  et la puissance maximale disponible délivrée par le générateur  $P_G$ . La puissance maximale délivrée par le générateur est donnée par :

$$P_G = \frac{V_G^2}{4Re\{Z_G\}} \quad (I.15)$$

Le gain transducique est obtenu en fonction des paramètres [ABCD] comme la suite :

$$G_T = \frac{P_{LQ}}{P_G} = \frac{4Re\{Z_G\}Re\{Z_L\}}{|AZ_L+B+CZ_GZ_L+DZ_G|^2} \quad (I.16)$$

Quand  $Z_G$  et  $Z_L$  sont égaux et réelles, le gain d'insertion et le gain transducique sont égaux. L'obtention du gain transducique dans le cas général est compliquée du fait que l'on doit charger le quadripôle par une charge complexe. En contre partie, le gain d'insertion est directement et simplement accessible à partir de l'obtention des systèmes standardisés.

#### I.1.4.3. Fonction de filtrage :

La représentation donnant l'atténuation et la phase du filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle du filtre, c'est la fonction de filtrage. Ce genre de fonction donné par le paramètre  $S_{21}$  se met sous la forme :

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (I.17)$$

Où  $N(p)$  et  $D(p)$  sont deux polynôme de la variable complexe de la fréquence  $p$ . avec :  $p = \sigma + j\omega$ . Pour un système sans pertes  $\sigma = 0$  et  $p = j\omega$ .

-La conception des filtres microondes repose sur sa réponse en amplitude, les pertes d'insertion sont données en dB par :

$$IL = \frac{1}{G_I} = -20\log(|S_{21}|) \quad (I.18)$$

Comme :  $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$  pour un système sans pertes, les pertes par réflexion sont données par :

$$RL = 10\log(1 - |S_{21}|^2) \quad (I.19)$$

La phase des systèmes électroniques est aussi une caractéristique importante, notamment les systèmes larges bandes. En effet la phase de la fonction de filtrage renferme toutes les propriétés de distorsion de phase définie par le retard au niveau de cette phase et le temps de groupe dans la bande passante. Une variation de phase est souvent associée à un décalage temporel du signal. Le retard de phase est donné par :

$$\phi_{21} = \arg(S_{21}) \quad (I.20)$$

Le temps de groupe correspond à la pente de la courbe de phase est :



$$\tau_g = -\frac{d\phi_{21}}{d\omega} \quad (\text{I.21})$$

Le paramètre  $\tau_g$  est souvent appelé « taux de retard », il est utile dans plusieurs chemins (applications) et il représente une mesure à partir du quelle le signal est propagé à travers le filtre microonde.

Généralement, la phase est une fonction non linéaire de la fréquence. Dans certaines applications, une variation importante dans la phase du système est souvent associée à une détérioration de la dispersion du dispositif, ce qui peut entraîner une « désynchronisation » préjudiciable des signaux filtrés.

La fonction du filtrage peut être également reconstruite à partir de la distribution de ses pôles et zéros. Les pôles et les zéros renferment des informations importantes sur la sélectivité, le temps de groupe et la stabilité du filtre. L'étude de la distribution des pôles et des zéros sera expliquée dans le paragraphe suivant.

#### **I.1.4.4. Pôles et zéros :**

La synthèse d'un filtre électronique au moyen d'une fonction de filtrage consiste à placer les pôles et les zéros de la fonction de transfert de manière à obtenir une réponse fréquentielle (passante/ bloquante) aux fréquences souhaitées. Les valeurs de  $p$  qui annulent la fonction de filtrage sont les zéros du filtre tandis que les valeurs de  $p$  pour lesquelles cette même fonction tend vers l'infini ( $\infty$ ) sont les pôles du filtre. Les zéros du numérateur  $N(p)$  et du dénominateur  $D(p)$  sont donc respectivement les zéros et les pôles du filtre.

La position des zéros et pôles définit les propriétés du système à étudier. Leur répartition permet d'établir le lien entre la réponse en amplitude et la réponse en phase. Ils sont représentés dans le plan complexe de la fréquence ou le plan  $p$ . Un système peut avoir une répartition des pôles et des zéros différente pour une même réponse en amplitude. La conception du filtre impose de placer les pôles complexes par paire conjuguée et d'assurer un nombre de pôles égal ou supérieur au nombre de zéros. Les pôles doivent être situés à gauche de l'axe imaginaire afin d'assurer la stabilité du filtre. Dans le cas contraire, l'amplitude et l'énergie des oscillations seront augmentées exponentiellement avec le temps (une condition impossible pour les systèmes passifs). Pratiquement, la sélectivité fréquentielle du pôle diminue lorsque l'on s'éloigne de l'axe imaginaire. Si les zéros d'un filtre stable sont situés à l'intérieur du cercle unitaire, le filtre est alors à minimum de phase. Quand les zéros sont situés en dehors de l'axe imaginaire, ils permettent d'aplatir le temps de groupe et minimiser aussi la distorsion. En pratique, les zéros sont souvent situés sur l'axe imaginaire assurant ainsi une meilleure sélectivité.

#### **I.1.5. Gabarits des filtres microondes :**

La fonction d'atténuation d'un filtre microonde notée souvent  $A(\omega)$  permet de nous donner le comportement de ce filtre. Cette fonction est exprimée en amplitude en décibels (dB) et en phase  $\phi(\omega)$  en degrés (ou en rad).

$$A(\omega) = 20 \log \left( \frac{1}{|H(\omega)|} \right) \quad (\text{I.22})$$

$$\phi(\omega) = \arg\left(\frac{1}{|H(\omega)|}\right) \quad (\text{I.23})$$

L'affaiblissement caractérise la transmission de l'énergie du signal :

- Le domaine de fréquences pour lesquelles  $A(\omega)$  est faible est la bande passante.
- Le domaine de fréquences pour lesquelles  $A(\omega)$  est importante est la bande atténuée.

On définit ainsi le gabarit en atténuation, qui fixe les points suivants :

- ✓ largeur de bande, fréquence de coupure.
- ✓ atténuation.
- ✓ sélectivité, réjection.
- ✓ niveau de signal, pertes d'insertion.
- ✓ phase ou retard induit.
- ✓ impédance, TOS (VSWR).
- ✓ poids, encombrement et coût.

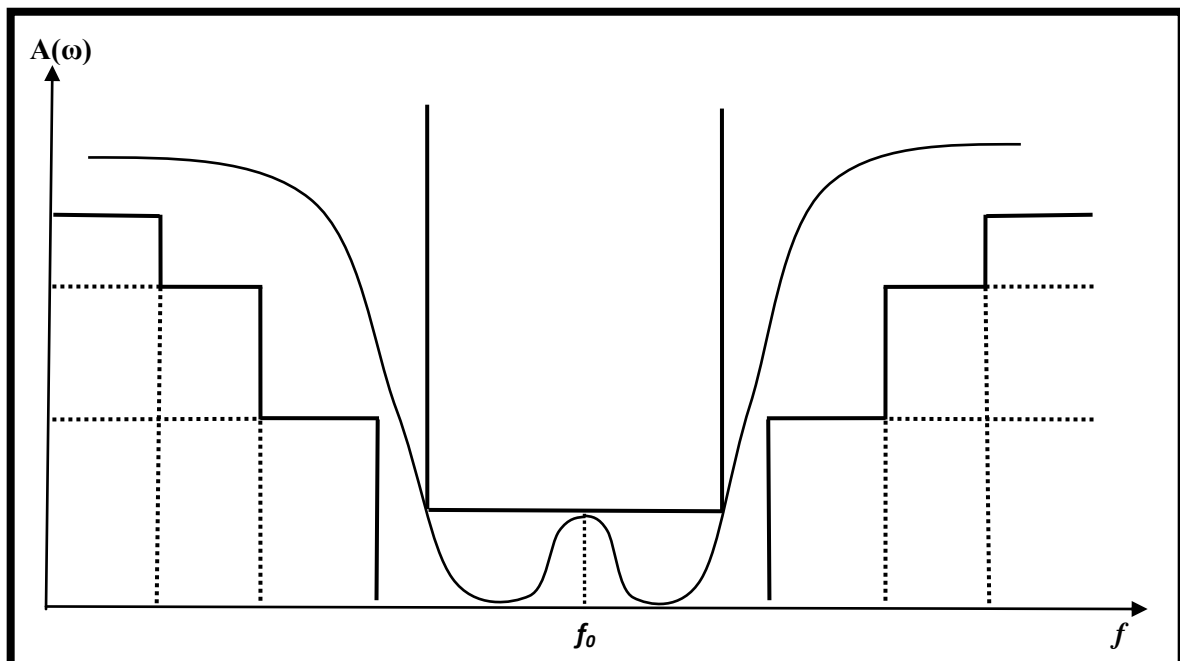


Figure I.9 : Exemple de gabarit d'un filtre passe-bande [5].

On peut expliquer la notion du gabarit pour les filtres idéaux et on prend à titre d'exemple les deux filtres idéaux passe-bas et coupe-bande. La réponse du filtre passe-bas idéal est définie de la manière suivante :

Affaiblissement nul dans la bande passante et infini dans la bande coupée et un déphasage linéaire dans la bande passante.

Le filtre coupe-bande idéal peut être caractérisé de la même manière.

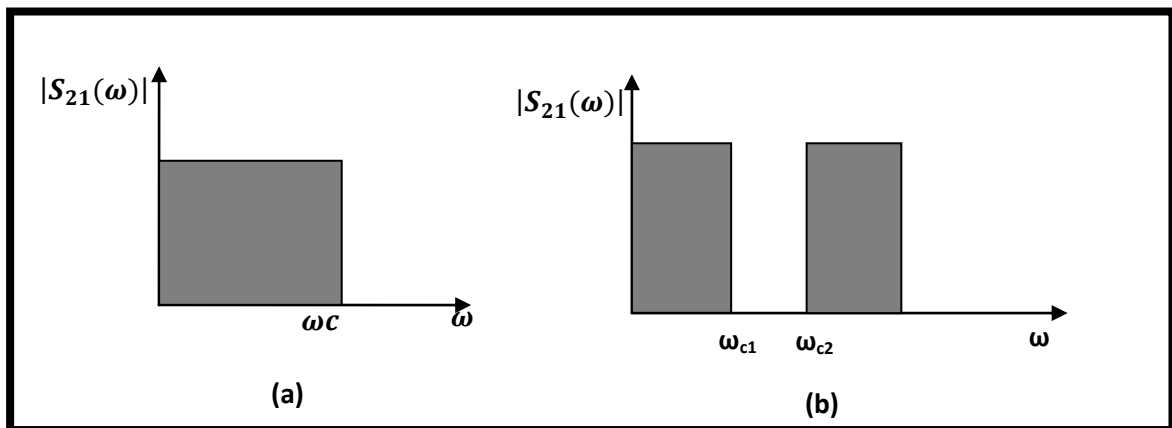


Figure I.10 : gabarits des filtres idéaux :(a) passe-bas, (b) coupe-bande.

Une présentation similaire du paramètre  $|S_{11}(\omega)|$  (coefficient de réflexion) des filtres idéaux peut être établie en prenant par rapport à la figure I.10 la valeur opposée pour chaque bande de fréquence. Pour un filtre passe-bas idéal, les caractéristiques significatives se comportent de la manière suivante :

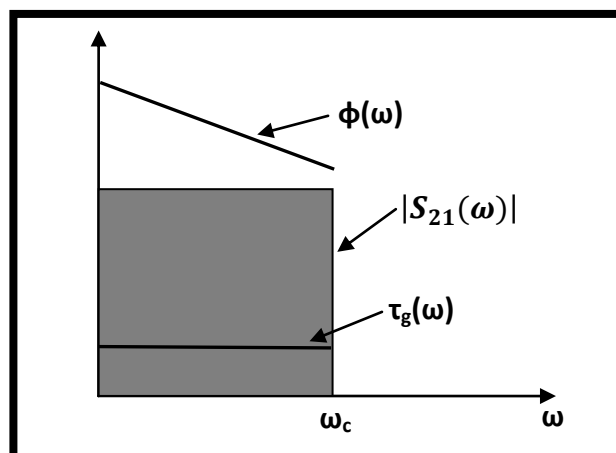


Figure I.11 : Caractéristiques significatives d'un filtre passe-bas idéal.

Dans l'intervalle de fréquences  $[0, \omega_c]$ , les caractéristiques idéales sont :

- l'amplitude  $|S_{21}(\omega)|$  est constante.
- la phase  $\phi_{21}(\omega) = \phi_0 - \omega\tau_g$  (avec  $\tau_g$  constante).

Les gabarits en amplitude des filtres réels sont caractérisés par les bandes de fréquences et par une tolérance sur la valeur du paramètre utilisé en fonction de la fréquence. Les gabarits sont présentés pour le paramètre qui définira la fonction objectif pour l'optimisation.

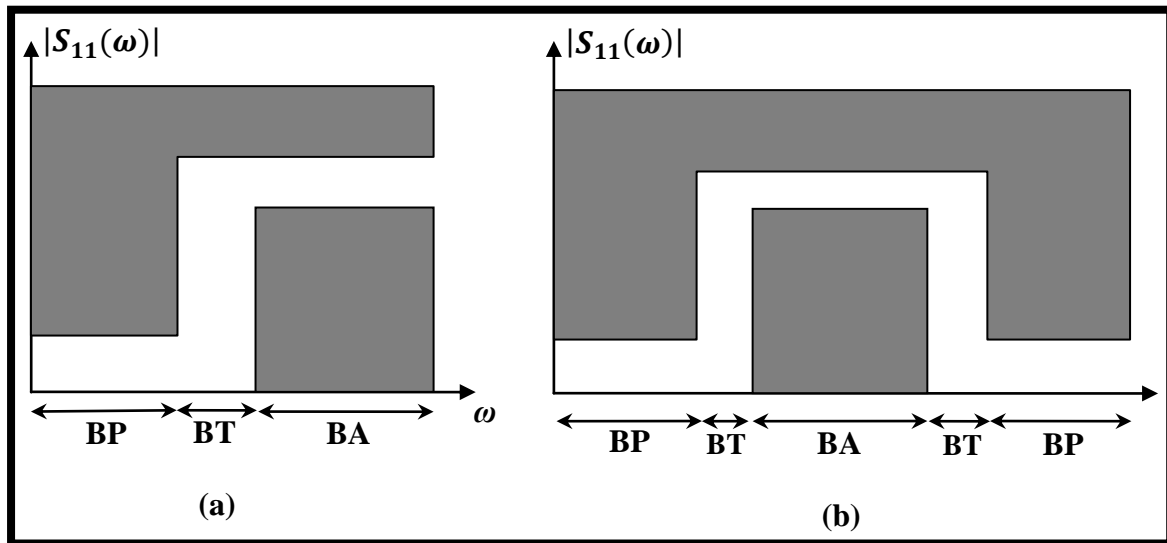


Figure I.12 : Gabarits d'amplitude  $|S_{11}(\omega)|$  d'un  
(a) filtre passe-bas et (b) coupe-bande.

BP : bande passante, BT : bande de transition, BA : bande atténuée.

### I.1.6. Fonctions d'approximation :

Le filtre idéal est irréalisable à cause de l'antagonisme entre l'amplitude et la phase. En effet, la réalisation d'un filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [6]. Il faut donc définir une fonction d'approximation soit en amplitude soit en phase. De plus, en considérant les contraintes importantes imposées sur l'amplitude dans les systèmes actuels en termes de pertes et de réjection, seules les approximations en amplitude sont considérées [7].

Il existe trois approximations principales : Butterworth, Tchebychev et Elliptique. Ces approximations permettent de réaliser tous les types de filtres : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande.

#### I.1.6.1. Approximation de Butterworth :

Cette approximation fournit une réponse en bande passante la plus « plate » possible. Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission :

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (\text{I.24})$$

où  $n$  est l'ordre du filtre et  $\omega_c$  est la pulsation de coupure.

$$S_{21}(dB) = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (\text{I.25})$$

Pour de tels filtres, l'atténuation devient très faible pour  $\omega < \omega_c$  et augmente rapidement dès que  $\omega > \omega_c$ . L'atténuation (en dB) pour cette approximation est définie par :

$$A(\omega)_{dB} = 10 \log_{10} \left[ 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n} \right] \quad (\text{I.26})$$

La réponse de ce type d'approximation pour le filtre passe-bas est illustrée par :

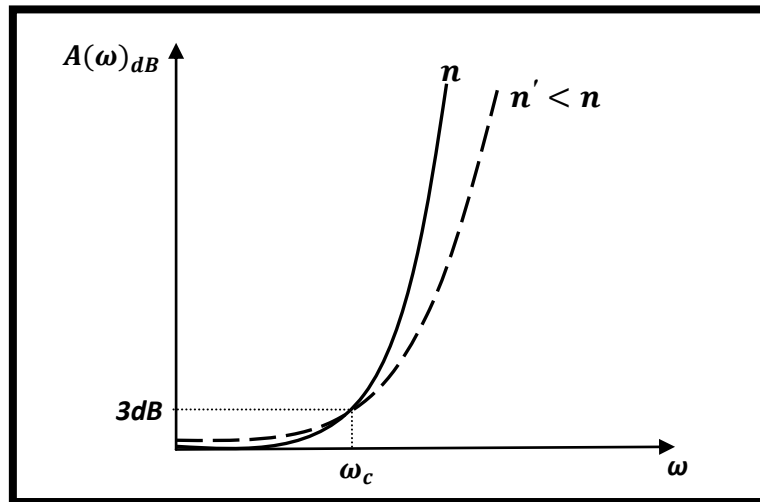


Figure I.13 : Réponse de type Butterworth d'un filtre passe-bas.

### I.1.6.2. Approximation de Tchebychev :

Cette approximation fournit une ondulation en bande passante mais aussi une coupure plus nette par rapport à l'approximation de Butterworth. Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission :

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (\text{I.27})$$

où  $\varepsilon$  représente l'erreur maximale dans la bande passante (ou ondulation) et  $T_n(\omega)$  représente le polynôme de Tchebychev d'ordre  $n$ , tels que :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{r_p}{10}} - 1} \quad (\text{I.28})$$

avec  $r_p$  représente le taux d'ondulation maximale dans la bande passante (ripple).

Le polynôme de Tchebychev est donné en fonction de la fréquence  $\omega$  comme la suite :

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos\left(n \cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right), & \text{pour } \omega \leq \omega_c \\ \cosh\left(n \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right), & \text{pour } \omega \geq \omega_c \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Une telle fonction d'approximation trouve son intérêt dans la possibilité de fixer l'erreur maximale dans la bande passante. De plus, selon le niveau d'erreur toléré dans la bande passante, il est possible d'obtenir des niveaux importants de réjection dans la bande atténuée sans pour autant augmenter l'ordre  $n$  du filtre.

La réponse d'atténuation en amplitude présente des ondulations  $r_p$  jusqu'à  $\omega_c$ .

▪ pour  $\omega \leq \omega_c$ :

$$A(\omega)_{dB} = 10 \log \left[ 1 + \left( 10^{\frac{r_p}{10}} - 1 \right) \cos^2 \left( n \cos^{-1} \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right] \quad (\text{I.30})$$

▪ pour  $\omega \geq \omega_c$ :

$$A(\omega)_{dB} = 10 \log \left[ 1 + \left( 10^{\frac{r_p}{10}} - 1 \right) \cosh^2 \left( n \cosh^{-1} \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right] \quad (I.31)$$

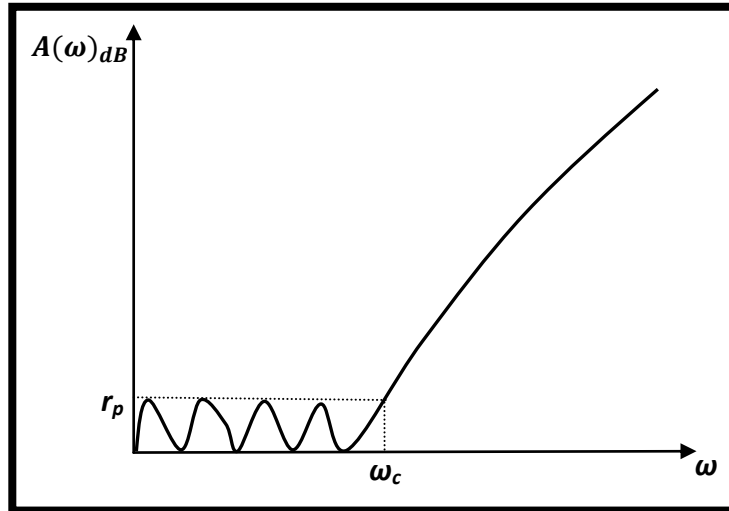


Figure I.14 : Réponse de type Tchebychev d'un filtre passe-bas.

### I.1.6.3. Approximation d'Elliptique :

Les deux approximations de Butterworth et de Tchebychev ont une augmentation monotone d'atténuation dans la bande atténuée ce qui n'est pas adapté aux applications où des atténuations élevées sont requises. L'approximation d'Elliptique se caractérise par une équiorondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée [8,9]. De plus, elle possède des zéros de transmission dans sa réponse électrique qui permettent d'atteindre un bon niveau de sélectivité pour un ordre de filtre restreint. Pour un filtre passe-bas, le coefficient de transmission est donnée par :

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)} \quad (I.32)$$

L'atténuation (en dB) pour cette approximation est définie par :

$$A(\omega)_{dB} = 10 \log_{10} \left[ 1 + \varepsilon^2 C_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad (I.33)$$

où  $\varepsilon$  est un paramètre déterminant l'ondulation dans la bande passante à la pulsation de coupure  $\omega_c$  et  $C_n$  est une fonction elliptique d'ordre  $n$ .

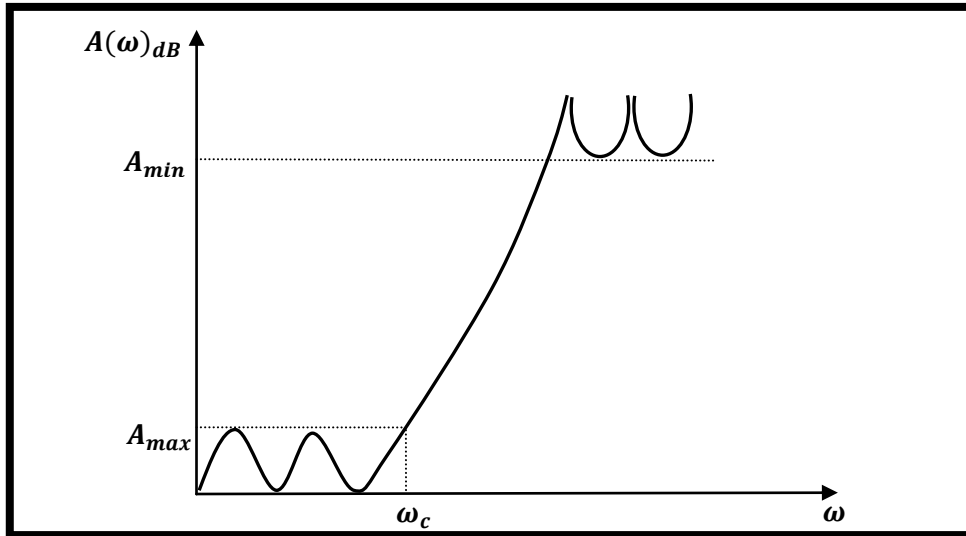


Figure I.15 : Réponse de type Elliptique d'un filtre passe-bas.

Un inconvénient de cette approximation est que les zéros de transmission sont fixés à certaines fréquences. De plus, cette approximation est difficile à synthétiser.

### I.1.7. Structures de base des filtres microondes :

Les filtres passifs comportent des inductances  $L$  et condensateurs  $C$ , ces filtres sont constitués d'un quadripôle (ne comprenant que des éléments  $L-C$ ). Ils nécessitent l'emploi de ces inductances, composants en principe coûteux et encombrants, non réglables de façon industrielle donc dans les productions en série, les filtres ( $L-C$ ) ont été progressivement remplacés par des filtres actifs, au moins dans les domaines des basses et moyennes fréquences, ou par des filtres à éléments distribués lorsque les fréquences augmentent ( $> 100\text{MHz}$ ).

Dans le domaine des hyperfréquences, il est possible de réaliser des filtres ( $L-C$ ) suivant de nombreuses topologies. Le filtre passe-bas représente la structure de base pour la synthèse de la majorité des filtres microondes, ce genre de filtres possède des configurations très simples, ils sont constitués de branches ayant au maximum deux éléments; une inductance  $L$  et un condensateur  $C$ .

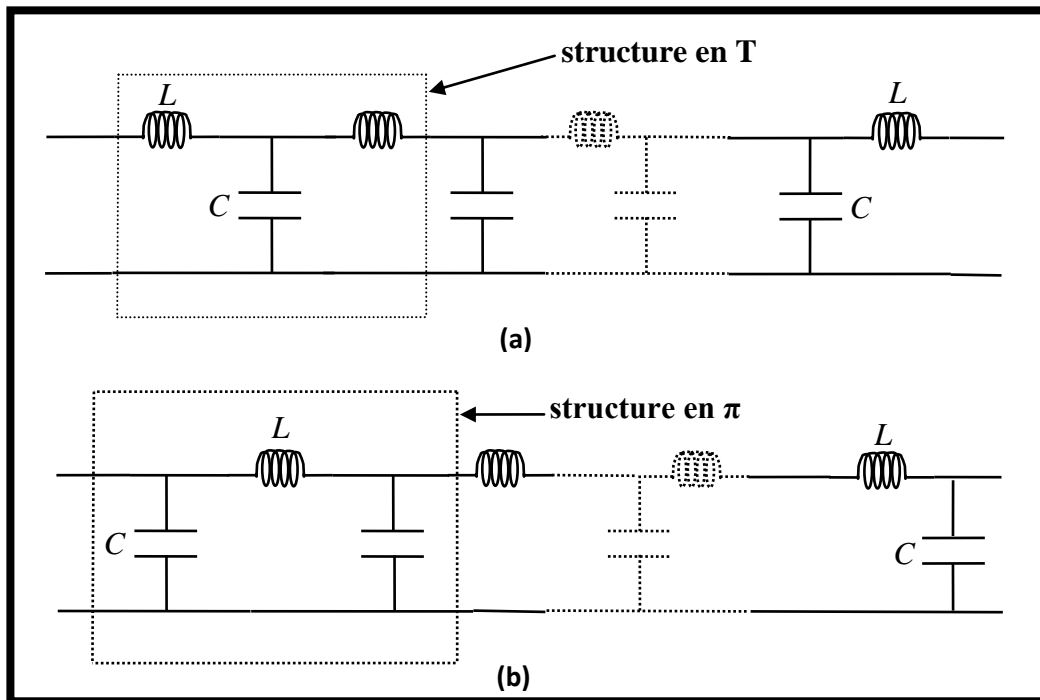
-La première branche est soit une branche série (structure en T) soit une branche parallèle (structure en  $\pi$ ).

-Le filtre a  $n$  branches si sa fonction de transfert est d'ordre  $n$ .

On obtient donc deux schémas type seulement (ces deux schémas pouvant se déduire l'un de l'autre par dualité). La présence de deux éléments ( $L-C$ ) dans une même branche fait apparaître une fréquence de résonance et donc un zéro de transmission dans la fonction de transfert du filtre. Par conséquent, il existe quatre structures de base qui permettent de réaliser tous les filtres passe-bas classiques :

-Polynômiaux, tels que Butterworth ou Tchebychev directs.

-Elliptiques, tels que Cauer, Bessel, ou Tchebychev inverses.

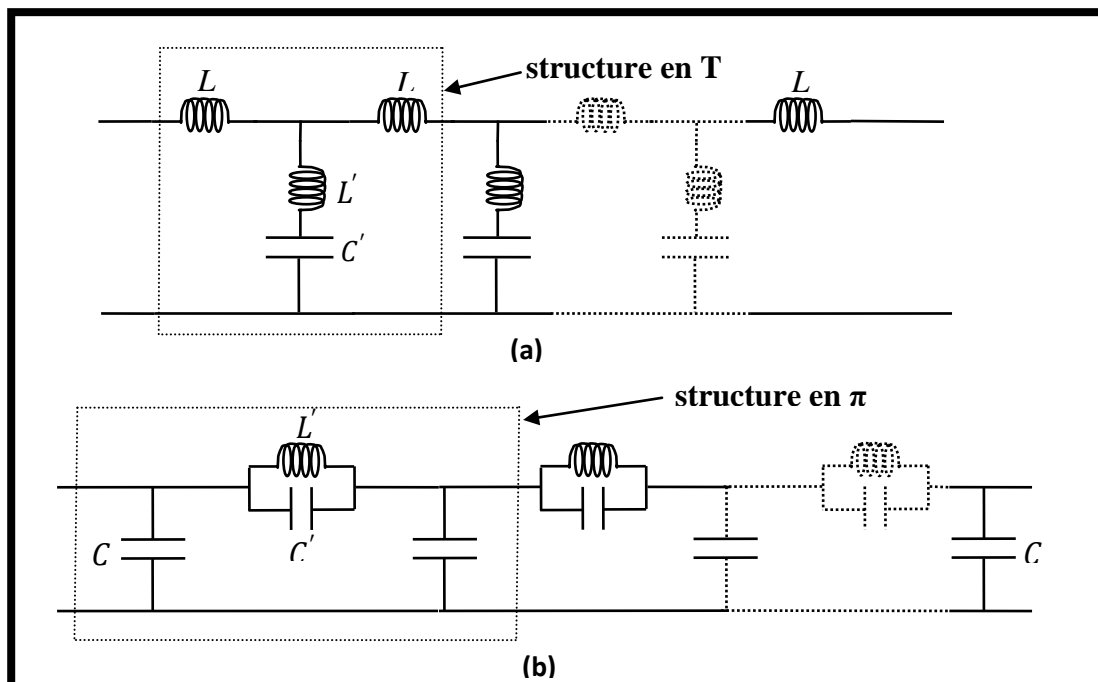


**Figure I.16 : Structures de base pour filtres passe-bas polynômiaux (Butterworth ou Tchebychev direct).**

Pour les filtres Elliptiques les structures de base sont caractérisées par :

- Dans les branches séries, les éléments sont en parallèle.
- Dans les branches parallèles, les éléments sont en série.

Le filtre passe-bas Elliptique est donc structuré selon les cellules (en série et en parallèle) et selon la nature des éléments (en T ou en  $\pi$ ).



**Figure I.17 : Structures de base pour filtres passe-bas Elliptiques (Cauer, Bessel ou Tchebychev inverse).**



Pour tous ces schémas, les filtres en T d'ordre pair se terminent par une branche parallèle et ceux d'ordre impair par une branche série. C'est l'inverse pour les filtres en  $\pi$ .

**I.1.7.1. Prototypes normalisés :**

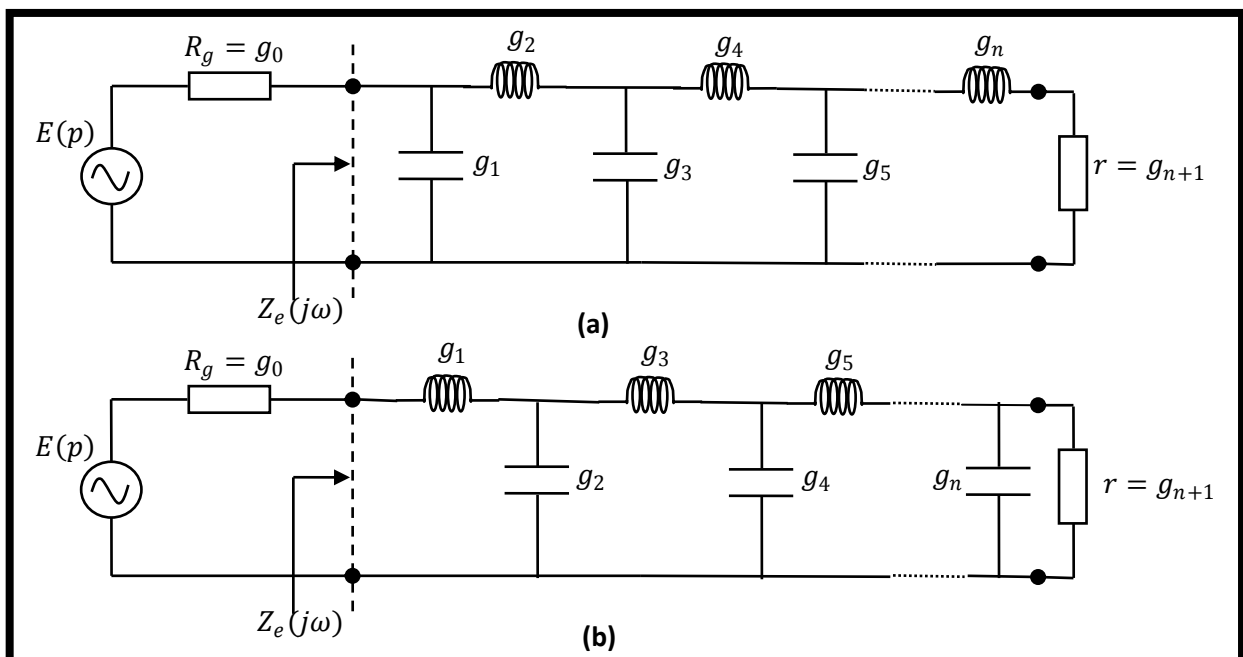
Le prototype normalisé est un réseau (L-C) en échelle, ce réseau comporte des éléments  $g_i$  qui sont tous normalisés. En effet le prototype peut représenter par un quadripôle alimenté par un générateur  $E(p)$  de résistance interne ( $R_g = g_0$ ) et chargé par une charge normalisée ( $r = g_{n+1}$ ).

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  permet de caractériser l'impédance  $Z_e(j\omega)$  vue à l'entrée du quadripôle [10] :

$$Z_e(j\omega) = R_g \frac{1 \pm S_{11}(j\omega)}{1 \mp S_{11}(j\omega)} \tag{I.34}$$

Le degré du numérateur de l'impédance  $Z_e(j\omega)$  pouvant être supérieur ou inférieur à celui du dénominateur. Selon le nombre des éléments  $g_i$  et la nature de ce nombre (pair ou impair) nous distinguons deux configurations possibles.

Les impédances normalisées sont obtenues en normalisant par rapport à l'impédance  $R_g$  du générateur et les pulsations  $\omega$  (fréquences) sont normalisées par rapport à la fréquence de coupure  $\omega_c$ .



**Figure I.18 : Prototypes passe-bas normalisés (a) ordre pair (b) ordre impair.**

En notant que pour le prototype (a) le degré du numérateur est inférieur au degré du dénominateur tandis que pour le prototype (b) est la réciproque. Après dénormalisation des éléments  $g_i$ , les inductances séries sont données par :

$$L_i = \frac{R_0}{\omega_c} g_i \tag{I.35}$$

et les capacités parallèles par :

$$C_i = \frac{1}{R_0} \frac{1}{\omega_c} g_i \quad (I.36)$$

avec :  $R_n = rR_0$ . où  $R_0$  et  $R_n$  sont respectivement l'impédance à l'entrée et à la sortie du filtre. En pratique on considère souvent le cas où  $r=1$ . Le filtre passe-bas peut donc schématiser (le cas où  $n$  est impair par exemple) par la figure suivante :

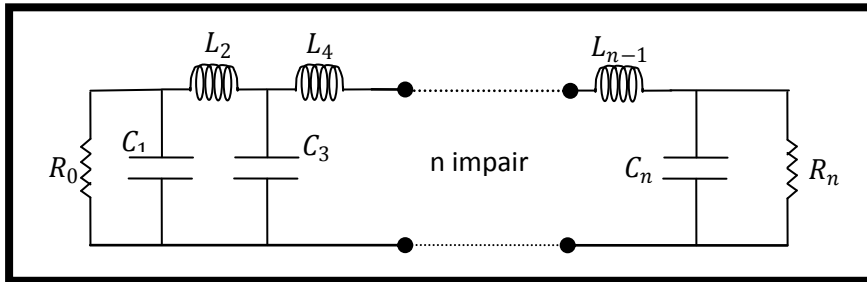


Figure I.19 : Dénormalisation du filtre passe-bas à nombre  $n$  impair.

Le schéma de la figure I.19 présente le modèle en éléments localisés d'un filtre passe-bas aux fréquences basses, les inductances séries ont des impédances faibles et les capacités parallèles ont des impédances élevées, le filtre est donc transparent. Aux fréquences élevées, c'est l'inverse, les inductances génèrent une réjection partielle des signaux appliqués et les capacités court-circuitent le reste.

### I.1.7.2. Calcul des éléments $g_i$ des prototypes normalisés :

Nous cherchons à déterminer les éléments localisés selfiques et capacitifs correspondant au modèle passe-bas (figure I.18, pour un ordre impair). Pour déterminer ces paramètres on se sert d'un prototype (figure I.17 (a)). La détermination des éléments  $g_i$  représente la base de la synthèse des filtres passe-bas.

L'ordre du filtre  $n$  est proposé pour avoir la réjection voulue selon le type de fonction de filtrage choisie. Des abaques [11] facilitent la détermination de la valeur de  $n$ . pour l'approximation de type de Tchebychev, plusieurs abaques sont disponibles selon l'ondulation ( $r_p$ ) souhaitée dans la bande passante.

#### I.1.7.2.1. Eléments $g_i$ du prototype passe-bas de Butterworth :

Les éléments  $g_i$  pour le prototype de Butterworth sont calculés à partir des équations suivantes [11] :

$$\begin{cases} g_0 = 1 \\ g_i = 2 \sin \left[ \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \\ g_{n+1} = 1, \text{ pour tous } n \end{cases}, i = 1, 2, \dots, n \quad (I.37)$$

Le tableau suivant nous donne les  $g_i$  d'un prototype passe-bas d'ordres ( $n=1$  à  $n=10$ )

$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	2.000	1.000									
2	1.414	1.414	1.000								

<b>3</b>	1.000	2.000	1.000	1.000							
<b>4</b>	0.765	1.847	1.847	0.765	1.000						
<b>5</b>	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618	1.000					
<b>6</b>	0.517	1.414	1.931	1.931	1.414	0.517	1.000				
<b>7</b>	0.445	1.247	1.801	2.000	1.801	1.247	0.445	1.000			
<b>8</b>	0.390	1.111	1.662	1.961	1.961	1.662	1.111	0.390	1.000		
<b>9</b>	0.347	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.347	1.000	
<b>10</b>	0.312	0.908	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.908	0.312	1.000

**Tableau I.3 : Eléments  $g_i$  du prototype passe-bas de Butterworth ( $\omega'_c=1$ ).**

**I.1.7.2.2. Eléments  $g_i$  du prototype passe-bas de Tchebychev :**

Les valeurs des éléments  $g_i$  pour ce genre de prototype sont calculées en fonction de l'ondulation dans la bande passante ( $r_p$ ). Ces éléments sont obtenus à partir des équations suivantes [11] :

$$\left\{ \begin{array}{l} g_0 = 1 \end{array} \right. \quad \text{(I.38.a)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \end{array} \right. \quad \text{(I.38.b)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} g_i = \frac{4a_{i-1}a_i}{b_{i-1}g_{i-1}}, \quad i = 1, 2, \dots, n \end{array} \right. \quad \text{(I.38.c)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} g_{n+1} = 1, \text{ pour } n \text{ impair} \\ g_{n+1} = \tanh^2\left(\frac{\beta}{4}\right), \text{ pour } n \text{ pair} \end{array} \right. \quad \text{(I.38.d)}$$

avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_i = \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right], \quad i = 1, 2, \dots, n \end{array} \right. \quad \text{(I.39.a)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} b_i = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{i\pi}{n}\right), \quad i = 1, 2, \dots, n \end{array} \right. \quad \text{(I.39.b)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta = \ln\left(\coth\left(\frac{r_p}{17.37}\right)\right) \end{array} \right. \quad \text{(I.39.c)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \end{array} \right. \quad \text{(I.39.d)}$$

Le tableau suivant nous donne les  $g_i$  du prototype passe-bas de Tchebychev pour la fréquence de coupure normalisée ( $\omega'_c=1$ ) d'ordres ( $n = 1$  à  $n = 10$ ) et pour différentes valeurs des ondulations dans la bande passante ( $r_p$ ) :

•pour  $r_p = 0.1\text{dB}$  :

$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	0.305	1.000									
2	0.843	0.622	1.355								
3	1.031	1.147	1.031	1.000							
4	1.108	1.306	1.770	0.818	1.355						
5	1.146	1.371	1.975	1.371	1.146	1.000					
6	1.168	1.403	2.056	1.517	1.902	0.861	1.355				
7	1.181	1.422	2.096	1.573	2.096	1.422	1.181	1.000			
8	1.189	1.434	2.119	1.601	2.169	1.564	1.944	0.877	1.355		
9	1.195	1.442	2.134	1.616	2.205	1.616	2.134	1.442	1.195	1.000	
10	1.199	1.448	2.144	1.626	2.225	1.641	2.204	1.582	1.962	0.885	1.355

**Tableau I.4 : Eléments  $g_i$  du prototype passe-bas de Tchebychev ( $r_p=0.1\text{dB}$ ).**

•pour  $r_p= 0.5\text{dB}$  :

$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	0.698	1.000									
2	1.402	0.707	1.984								
3	1.596	1.096	1.596	1.000							
4	1.670	1.129	2.366	0.841	1.984						
5	1.705	1.229	2.540	1.229	1.705	1.000					
6	1.725	1.247	2.606	1.313	2.475	0.869	1.987				
7	1.737	1.258	2.638	1.344	2.638	1.258	1.737	1.000			
8	1.745	1.264	2.656	1.359	2.696	1.338	2.509	0.879	1.984		
9	1.750	1.269	2.667	1.367	2.723	1.367	2.667	1.269	1.750	1.000	
10	1.754	1.272	2.675	1.372	2.739	1.380	2.723	1.348	2.523	0.884	1.984

**Tableau I.5 : Eléments  $g_i$  du prototype passe-bas de Tchebychev ( $r_p=0.5\text{dB}$ ).**

### I.1.8. Transformations des filtres microondes :

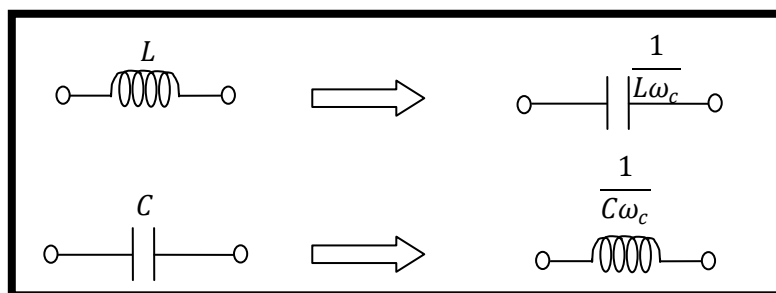
En hyperfréquences, les inductances et les capacités sont de faibles valeurs. Elles sont difficilement réalisables en éléments localisés. En effet, leur longueur physique n'est pas négligeable devant la longueur électrique de l'onde. Nous utilisons alors des éléments

distribués de longueur électrique non nulle. Pour les filtres microondes, la synthèse nécessite les deux genres de transformation, la transformation en fréquence et la transformation des éléments constituant ces filtres.

### I.1.8.1. Transformations fréquentielles :

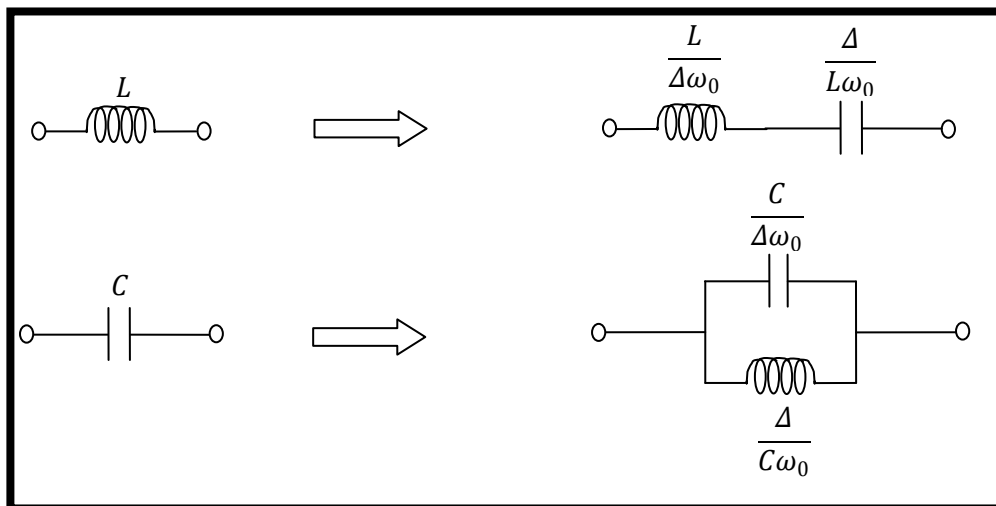
Tous les filtres passe-haut, passe-bande et coupe-bande peuvent être obtenus à partir de filtre passe-bas normalisé via des transformations des fréquences [12]. En effet un filtre passe-bas est constitué de deux éléments : inductance et capacité. Donc, les réseaux (L-C) des filtres (passe-haut, passe-bande et coupe-bande) se déduisent du prototype passe-bas par une simple transformation en fréquence.

#### I.1.8.1.1. Transformation passe-bas à passe-haut :



avec  $\omega_c$  est la pulsation de coupure.

#### I.1.8.1.2. Transformation passe-bas à passe-bande :



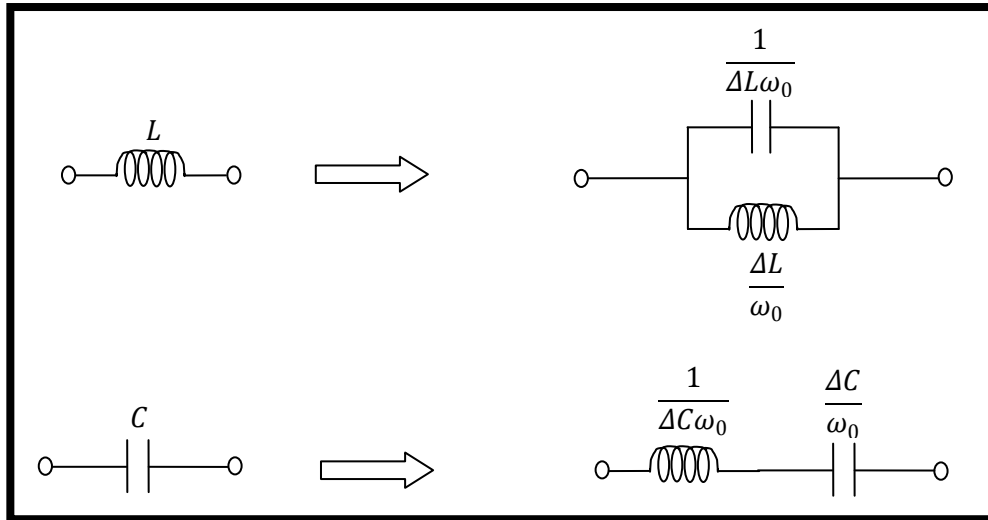
où  $\omega_0$  est la pulsation centrale du filtre passe-bande.

Soit  $\omega_1$  la pulsation de coupure basse et  $\omega_2$  la pulsation de coupure haute.

Alors : 
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$$

et : 
$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \text{la bande passante fractionnelle.}$$

**I.1.8.1.3. Transformation passe-bas à coupe-bande :**



où  $\omega_0$  et  $\Delta$  sont les mêmes que pour la transformation en passe-bande.

**I.1.8.2. Transformation des éléments localisés en éléments distribués :**

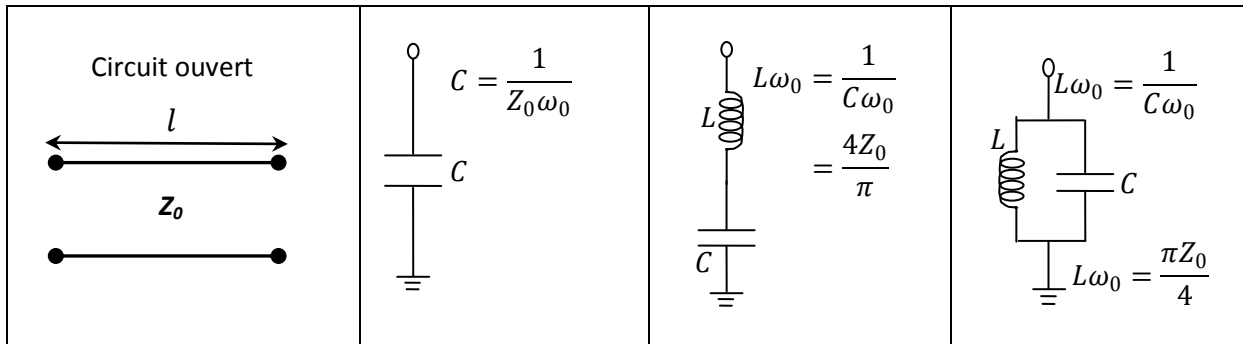
Les filtres en éléments localisés ne peuvent être implantés directement dans le domaine microonde tant les valeurs des composants sont faibles. Il est donc nécessaire de transformer les éléments localisés en leur équivalent en lignes de transmission. Il existe plusieurs méthodes pour transformer les éléments localisés en éléments distribués [11]. Parmi ces méthodes, nous allons présenter les supports de transformation les plus utilisés.

**I.1.8.2.1. Transformations de Richard :**

Ce genre de transformation se base sur la transformation des impédances à l'aide des tronçons de ligne en court-circuit (c-c) ou en circuit ouvert (c-o).

Le tableau ci-dessous présente un résumé des équivalences issues de la transformation de Richard pour les diverses longueurs des tronçons des lignes.

	$l = \frac{\lambda}{8}$	$l = \frac{\lambda}{4}$	$l = \frac{\lambda}{2}$
<p>Court-circuit</p>	<p><math>L = \frac{Z_0}{\omega_0}</math></p>	<p><math>L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0}</math>  <math>L\omega_0 = \frac{\pi Z_0}{2}</math></p>	<p><math>L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0}</math>  <math>= \frac{2Z_0}{\pi}</math></p>



**Tableau I.5 : Circuits équivalents des lignes de transformation en (c-c) et en (c-o).**

### I.1.8.2.1. Identités de Kuroda :

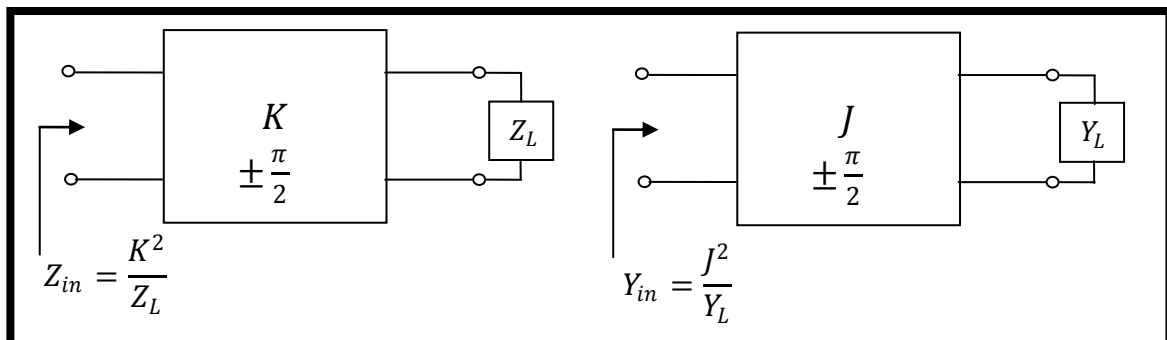
Les identités de Kuroda sont des moyens utiles pour la transformation des lignes distribués. Le principe de ce genre d'identités est d'utiliser des lignes de transmission supplémentaires (élément unitaire) pour faciliter la mise en œuvre des filtres en :

- Séparant les stubs.
- Transformant les stubs séries en stubs parallèles.
- Modifiant les impédances caractéristiques (assurer leur réalisation).

Il existe quatre identités de Kuroda (Voir annexe B).

### I.1.8.2.2. Inverseurs d'impédance K et d'admittance J :

Les inverseurs K et J sont utilisés pour inverser une impédance et une admittance en charge respectivement.



**Figure I.20 : Inverseurs d'impédance et d'admittance.**

Une des formes les plus simples de l'inverseur est l'utilisation d'une ligne quarte d'onde d'impédance caractéristique K (ou J pour un inverseur d'admittance) et un autre type de circuit équivalent à l'inverseur souvent utilisé dans les filtres à résonateurs couplés (filtres à stubs) peuvent être représentés par les figures suivantes.

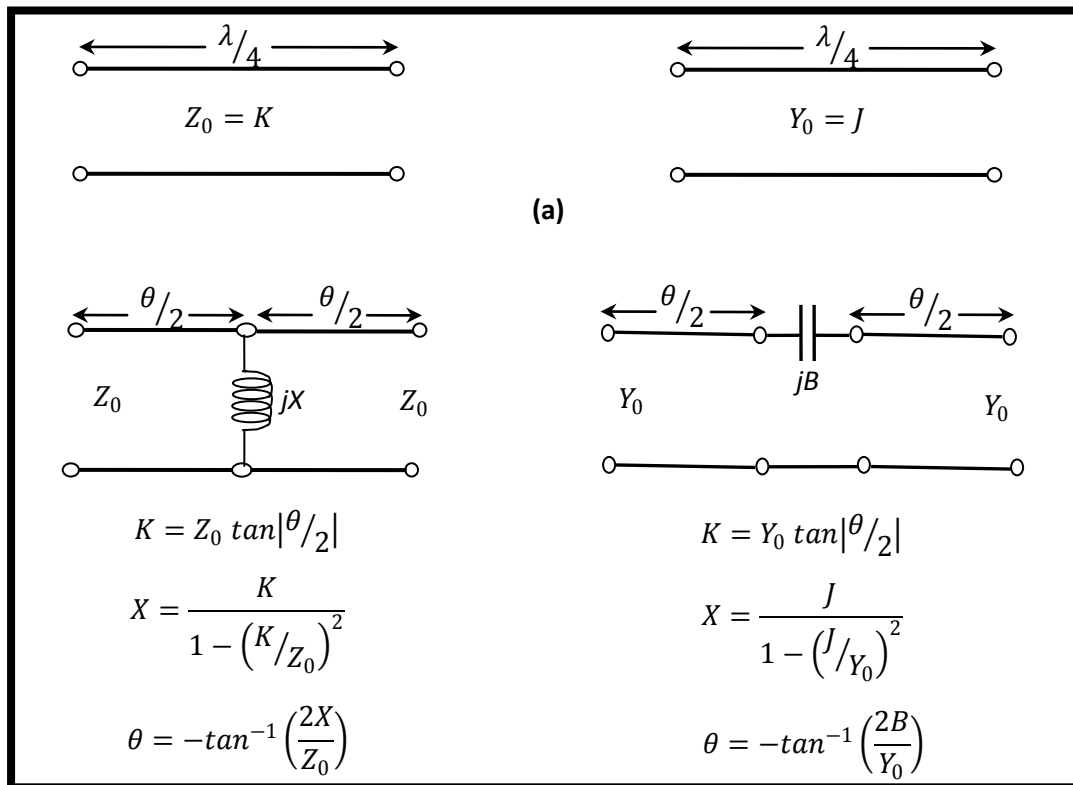


Figure I.21 : Implémentation des inverseurs utilisant : (a) Transformation d'une ligne quarte d'onde, (b) Des lignes de transmission avec des éléments réactifs.

Les inverseurs peuvent être utilisés pour transformer les éléments séries en élément parallèle et inversement. L'intérêt de ces inverseurs est de développer des prototypes de filtres présentant uniquement un seul type de résonateur (série ou parallèle). En effet, une capacité en parallèle peut être assimilée à une inductance en série fermée sur deux côtés par deux inverseurs d'impédance et une inductance en série peut être remplacée par une capacité en parallèle entre deux inverseurs d'admittance [13].

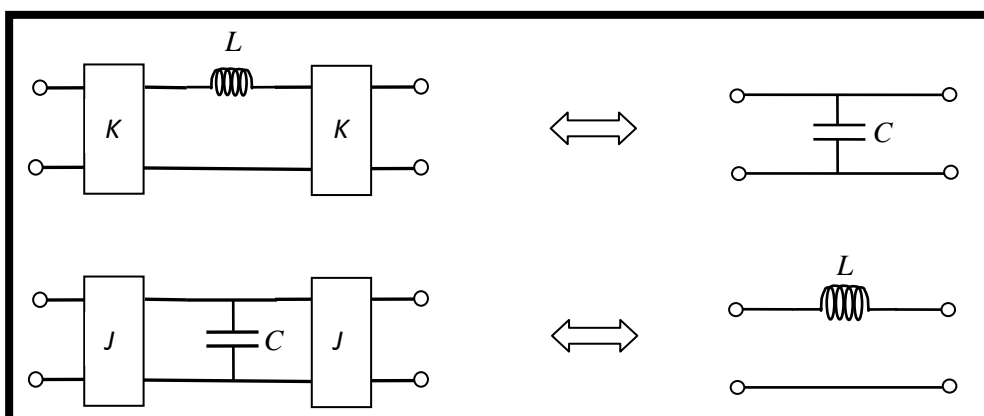


Figure I.22 : Propriétés des inverseurs.



Ces inverseurs sont souvent utilisés dans les filtres microondes à guides d'ondes où ils servent à équilibrer les impédances entre différentes parties du guide ce qui permet de réaliser un guide d'onde simple à dimension unique.

### I.1.9. Technologies des filtres microondes :

Selon les études des filtres microondes et selon ses bandes fréquentielles, on peut effectuer le choix sur la technologie de filtrage convenable. Ainsi, deux principales catégories sont envisagées, la technologie volumique et la technologie planaire. Une synthèse des avantages et des inconvénients de chaque technologie permettra par la suite de choisir la technologie adaptée aux contraintes filtrage.

#### I.1.9.1. Les filtres passifs en technologie volumique :

Les filtres volumiques sont principalement utilisés pour des performances électriques remarquables. Ces filtres peuvent obtenir des réponses présentant de faibles pertes et très sélectives, donc une très grande réjection hors bande. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances ce qui les rends attractifs pour des applications dans les communications spatiales. Les filtres volumiques peuvent être regroupés en différentes familles telles que :

- les filtres à cavités métalliques.
- les filtres en guides d'ondes.
- les filtres à résonateurs diélectriques.

##### I.1.9.1.1. Les filtres à cavités métalliques :

Les filtres à cavités métalliques résonantes sont apparus au début des années 1940. Depuis, ils ont connus une évolution importante permettant de réduire leur poids et d'améliorer leurs performances électriques. Réalisés grâce à deux types de cavités, cylindriques ou parallélépipédiques, ils présentent l'avantage de pouvoir fonctionner sur des modes d'aux ce qui diminue fortement l'encombrement global du filtre. Le filtre à cavité métallique est parfaitement adapté aux fortes puissances mais est aussi sensible à la dispersion de fabrication, si bien que, souvent, des vis de réglage sont utilisées pour ajuster le comportement des champs dans les cavités. Ces vis peuvent également servir à compenser les dérives en température.

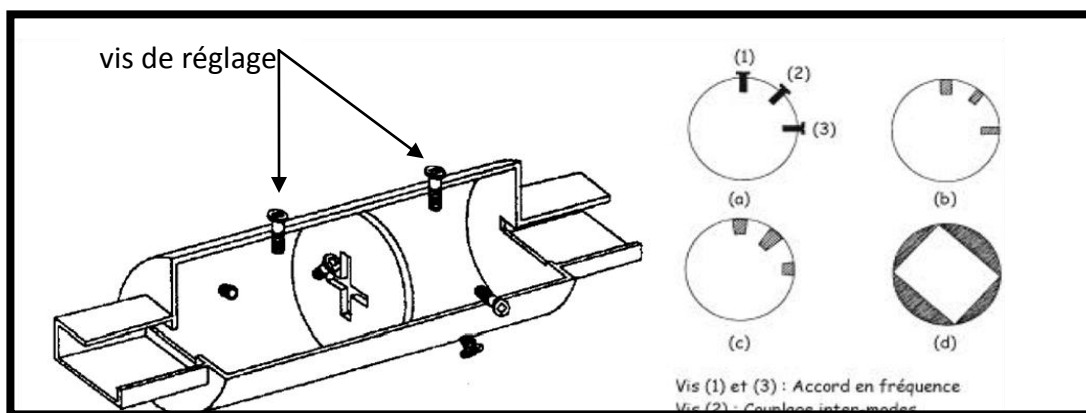


Figure I.23 : (a) Filtre 4 pôles à cavité métallique, conventionnel avec vis de réglage (b) Différents systèmes de couplage inter-mode dans une cavité cylindrique [14].

### I.1.9.1.2. Les filtres en guides d'ondes :

Le filtrage dans les guides d'ondes profite des propriétés de propagation et d'évanescence des modes dans les guides, des portions de guide, passante à la fréquence considérée, sont couplées entre elles par des portions de guide sous coupure (où l'onde ne se propage pas à la fréquence considérée) [15]. Les applications conventionnelles en microonde des filtres en guides d'ondes avec des configurations variées comme les lignes à ailette, les inserts métallisés et les fenêtres inductives font l'objet d'attentions particulières ces dernières années [16,17].

Dans les filtres en guides d'ondes conventionnels, les couplages inter-résonateurs sont purement magnétiques et sont calculés suivant la direction longitudinale. Ainsi, la longueur totale des filtres en guides d'ondes dépend fortement du nombre de pôles du gabarit. L'évolution récente de ces filtres réside dans l'adoption d'une configuration de résonateurs en guides disposés de façon parallèle les uns aux autres et couplés magnétiquement [18] (figure I.24) par des sections de guides dont les longueurs sont de l'ordre de  $(\lambda/4)$  à la fréquence centrale.

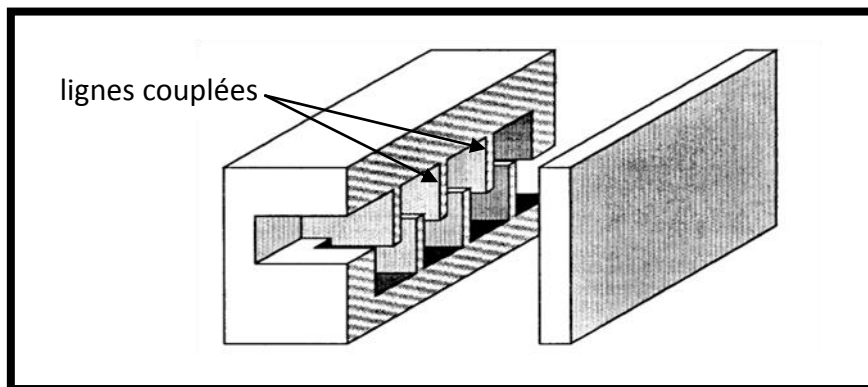


Figure I.24 : Configuration du filtre en guide d'onde à lignes couplées.

### I.1.9.1.3. Les filtres à résonateurs diélectriques :

L'utilisation des filtres à résonateurs diélectriques est apparue à la fin des années 1960. Ils se sont substitués peu à peu aux filtres à cavités métalliques. Ils sont basés sur l'utilisation des résonateurs diélectriques de formes cylindriques [19] et parallélépipédiques [20]. Ce genre de filtres se distingue des précédents par le fait que les cavités sont chargées par des structures de diélectrique. Les modes pouvant s'établir dépendent alors de la permittivité et de la forme de la structure ajoutée et non plus seulement de la forme et des dimensions de la cavité. Les filtres à résonateurs diélectriques permettent d'obtenir des performances proches de celles des cavités mais avec des encombrements moindres [21].

Les résonateurs diélectriques montrent une bonne stabilité thermique, un faible coût de fabrication ainsi qu'un encombrement et un poids moins important que les cavités métalliques résonantes.

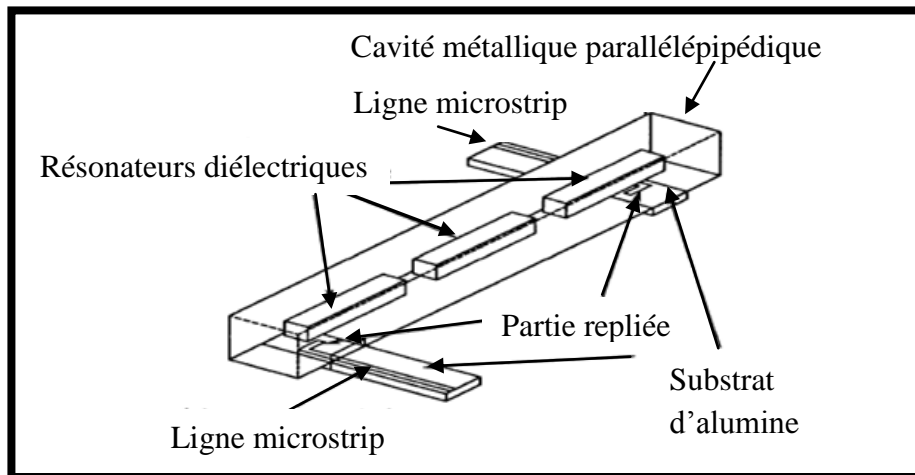


Figure I.25 : Filtre 3 pôles de Tchebychev utilisant des résonateurs diélectriques.

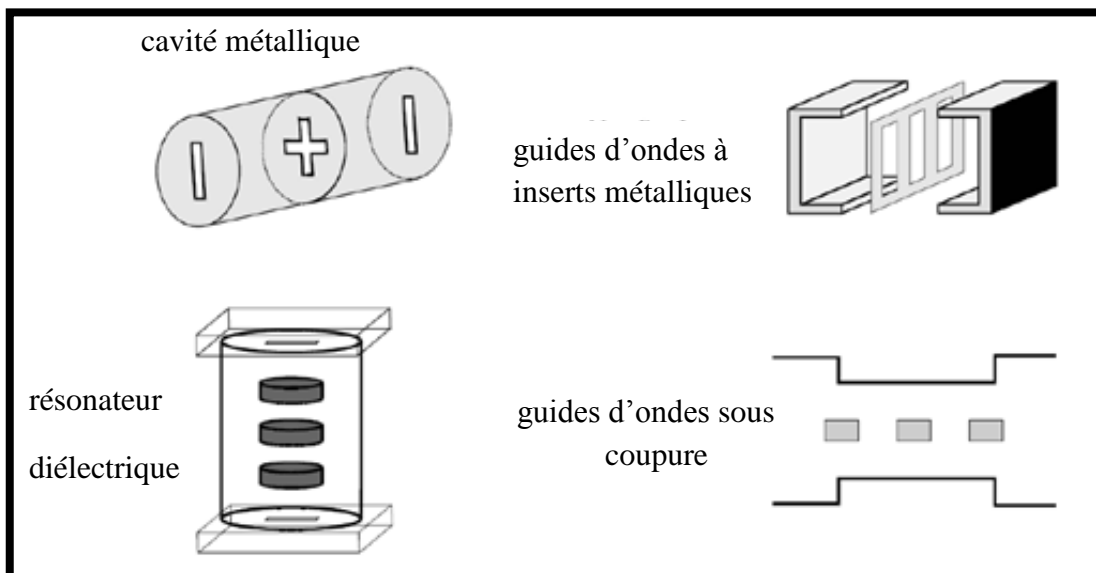


Figure I.26 : Aperçu schématique de quelques résonateurs volumiques [22].

### I.1.9.2. Les filtres planaires :

Depuis de nombreuses années, les filtres planaires ont subi d'important développement tant au niveau topologies adoptés que des méthodes de conception. Le faible encombrement de ces dispositifs, leur parfaite intégration à l'environnement électronique et leur grande reproductibilité, associée à des coûts de production relativement peu élevés, permettant la réalisation complète d'un système microonde en technologie MMIC et hybride. L'inconvénient principal des filtres planaires est la présentation des pertes importantes.

Le choix des matériaux à faibles pertes et la réalisation de filtre sur membrane [23,24] permettent, par exemple, de diminuer les pertes liées aux substrats. La description des filtres planaires selon leurs configurations est privilégiée, pour une même configuration des performances différentes sont atteintes suivant la technologie utilisée, mais pour technologie

il est possible d'évaluer les performances et les possibilités des configurations les unes par rapport aux autres.

#### I.1.9.2.1. Les filtres planaires classiques :

Les nombreuses études réalisées sur les filtres planaires [25,26,27] ont permis le développement d'un nombre important de topologies et de méthodes de conception. Les filtres planaires peuvent classer en trois grandes catégories :

- les filtres à éléments localisés.
- les filtres à résonateurs linéiques.
- les filtres à résonateurs non linéiques (type patch).

##### I.1.9.2.1.1. Les filtres à éléments localisés :

Ces types de filtres correspondent à la transcription directe d'un modèle équivalent basses fréquences microondes. Les inductances pouvant être réalisées sous forme de lignes en spirales et les capacités à l'aide de lignes interdigitées ou de diélectriques séparant la surface métallique.

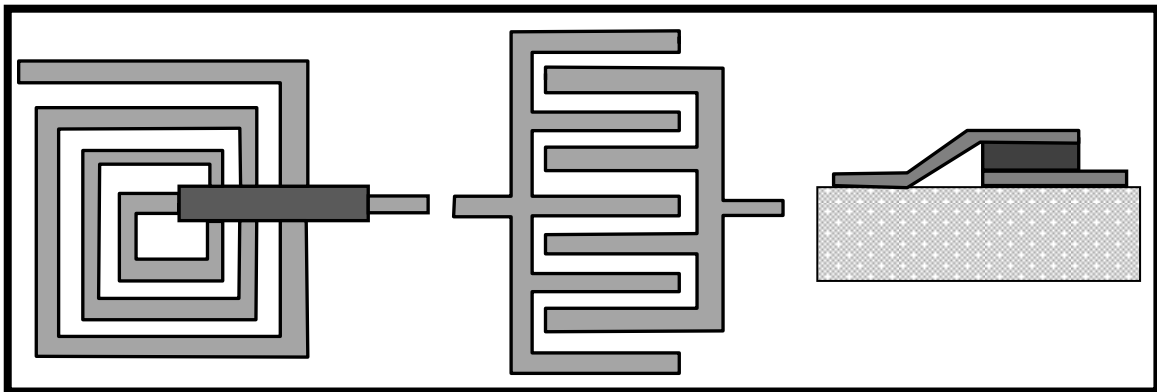


Figure I.27 : Eléments localisés.

Ces filtres sont caractérisés par leur intégration importante (technologie MMIC). Mais les pertes élevées dues aux faibles coefficients de qualité des éléments localisés doivent être compensées par l'intégration d'éléments amplificateurs (principe du filtrage actif [28]).

Ces éléments localisés peuvent être utilisés pour réaliser des filtres passe-bande de 1.5% à 20% de bande passante pour des fréquences comprises entre 1KHz et 5GHz. Pour des applications au filtrage à des fréquences plus élevées, il sera préférable d'utiliser d'autres techniques adaptées aux technologies convenables.

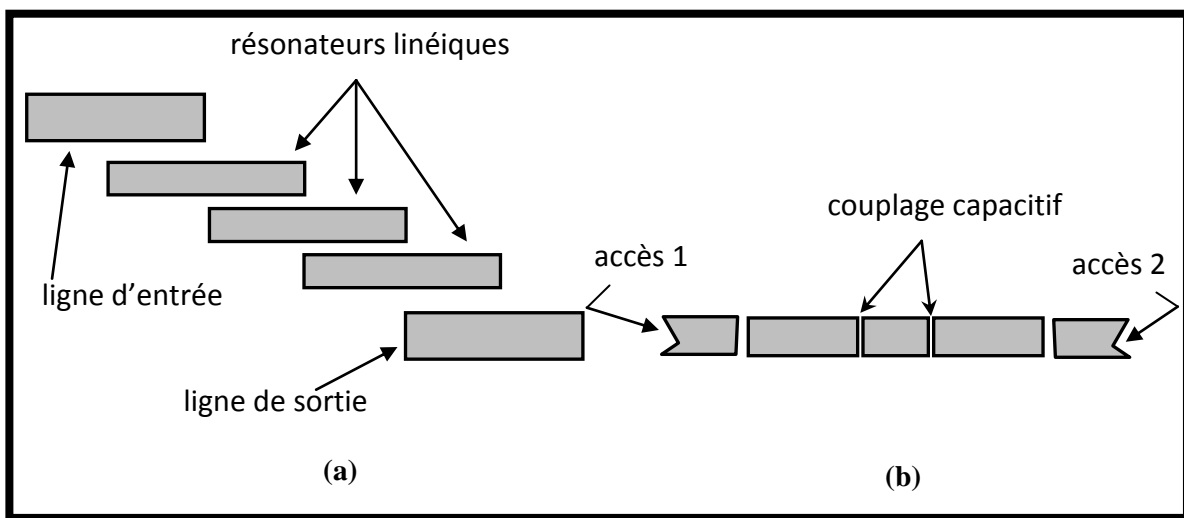
##### I.1.9.2.1.2. Les filtres à résonateurs linéiques :

Ce genre de filtres est composé de tronçons de lignes dont la longueur «  $l$  » est une fraction de la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  ( $l = \lambda_g/2$  ou  $l = \lambda_g/4$ ) pour les modes quasi-TEM. De taille importante aux basses fréquences, ils deviennent très attractifs avec la montée en fréquence des dispositifs.

### I.1.9.2.1.2.a. Les filtres à lignes couplées :

Les filtres à lignes couplées sont basés sur des résonateurs en ligne de longueurs proportionnelles à la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  ( $\lambda_g/2$  ou  $\lambda_g/4$ ) chargés à leurs extrémités par des courts-circuits ou par des circuits ouverts. La réponse globale des filtres est déterminée par le nombre de résonateur constituant ces filtres (ordre du filtre), par les gaps entre les résonateurs (couplage inter-résonateurs), par les gaps avec les lignes (d'entrée/sortie) et par la largeur de la ligne de chaque résonateur.

L'encombrement de ce genre de filtre devient important lorsque l'on augmente le nombre de résonateurs. On peut intercaler plusieurs lignes demi-onde entre l'entrée et la sortie afin d'élargir la bande passante [29]. Le couplage entre les résonateurs peut être distribué ou capacitif. Ces filtres peuvent être réalisés en technologie microruban ou coplanaire.



**Figure I.28 : Filtres à lignes couplée (a) : Filtre passe-bande d'ordre 3(couplage distribué). (b) : Filtre passe-bande d'ordre 3(couplage capacitif).**

### I.1.9.2.1.2.b. Les filtres hairpin en U (ou épingle) :

Ces filtres sont particulièrement intéressants de par leur disposition à réaliser des fonctions pseudo-elliptiques. En effet, il existe plusieurs topologies qui sont réalisables à l'aide de ces résonateurs, comme les topologies repliées [30], couplage entrée/sortie [31], quadruplets [32] et triplets [33]. Les filtres hairpin restent, néanmoins, des filtres à bande étroite ou moyenne et sont, à fonction de filtrage identique, légèrement plus gourmands en surface que les filtres à lignes couplées.

On peut visualiser deux types de filtre hairpin, les filtres standards et les filtres hairpin pseudo-elliptique comme le montre la figure ci-dessous :

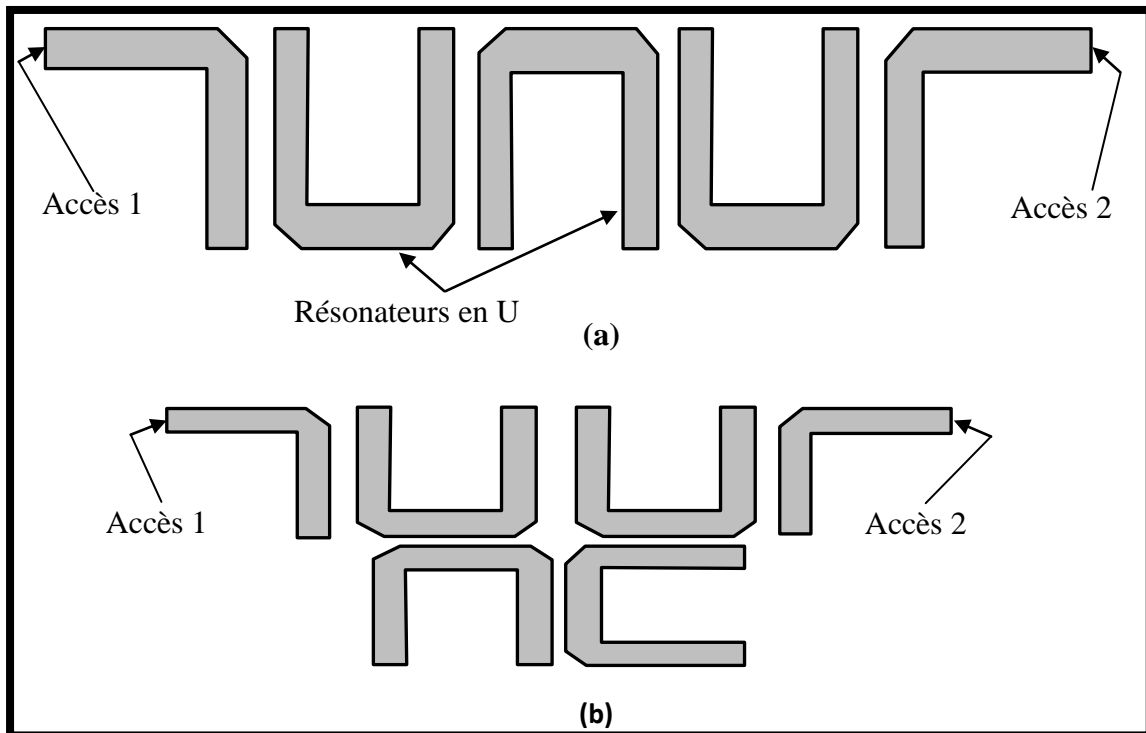


Figure I.29 : Aperçus schématiques de filtres hairpin (a) Standard (b) pseudo-elliptique.

#### I.1.9.2.1.2.c. Les filtres interdigités et pseudo-interdigités :

Les filtres interdigités sont constitués de résonateurs fonctionnant sur un mode quasi-TEM dont l'une des extrémités est chargée par un circuit ouvert, l'autre étant reliée à la masse. Ces filtres sont parfaitement adaptés aux bandes moyennes et larges du fait des forts couplages réalisables entre ses résonateurs. Cependant ce type de filtre n'exclut pas les réalisations bandes étroites.

Les filtres interdigités sont parmi les plus compacts, cependant ce sont aussi les filtres les plus sensibles aux dispersions de fabrication, que ce soient la dispersion sur les vias ou la dispersion sur les gaps.

Les filtres pseudo-interdigités peuvent être rendus agiles en fréquence et en bande passante accordable par insertion de capacité variables. Ceci n'est pas réalisable avec des filtres volumiques où seul un accord mécanique très limité est possible.

Les deux types de filtres indiqués dans ce paragraphe présentent des facteurs de qualité  $Q_0$  à vide très faibles et sont limités en puissance.

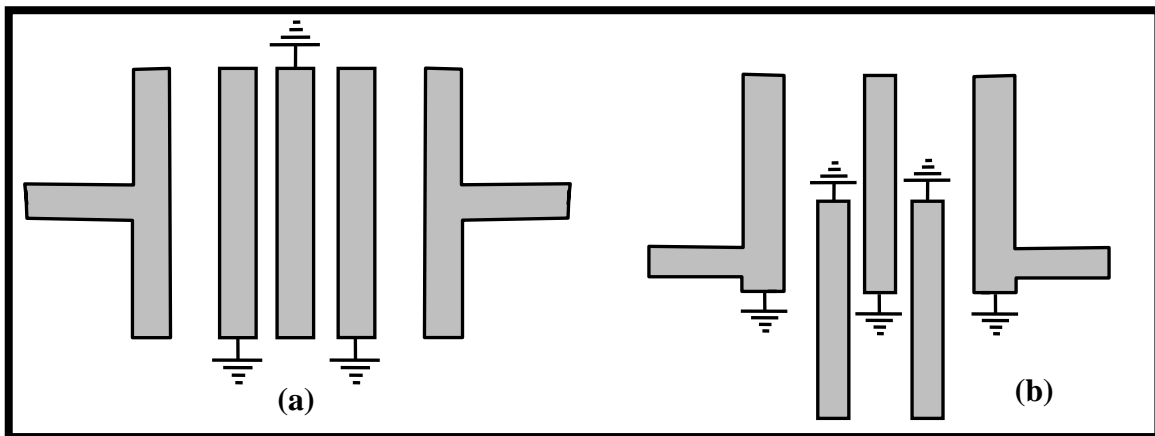


Figure I.30 : (a) Filtre interdigité (b) Filtre pseudo-interdigité.

#### I.1.9.2.1.2.d. Les filtres à stubs :

Les filtres à stubs utilisent des tronçons de ligne (stubs) de longueur  $\lambda_g/2$  ou  $\lambda_g/4$ . La largeur du stub dépend de l'impédance à synthétiser. Cette topologie de filtre permet de concevoir des filtres planaires encore plus compact et plus simple à étudier. De plus, avec l'emploi de la combinaison résonateur en  $\lambda_g/4$  et stub, on s'affranchit des vias métallisés ce qui permet de diminuer les pertes d'insertion [34].

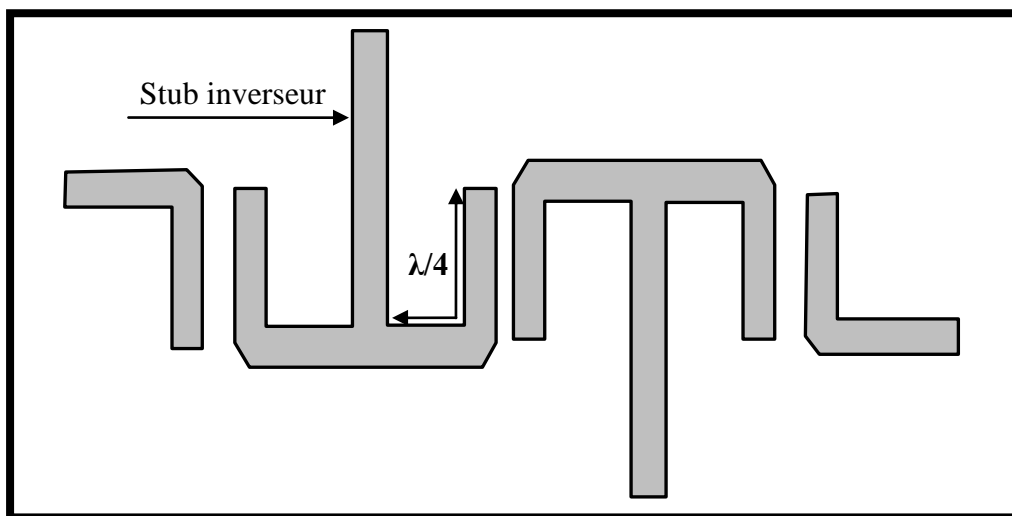
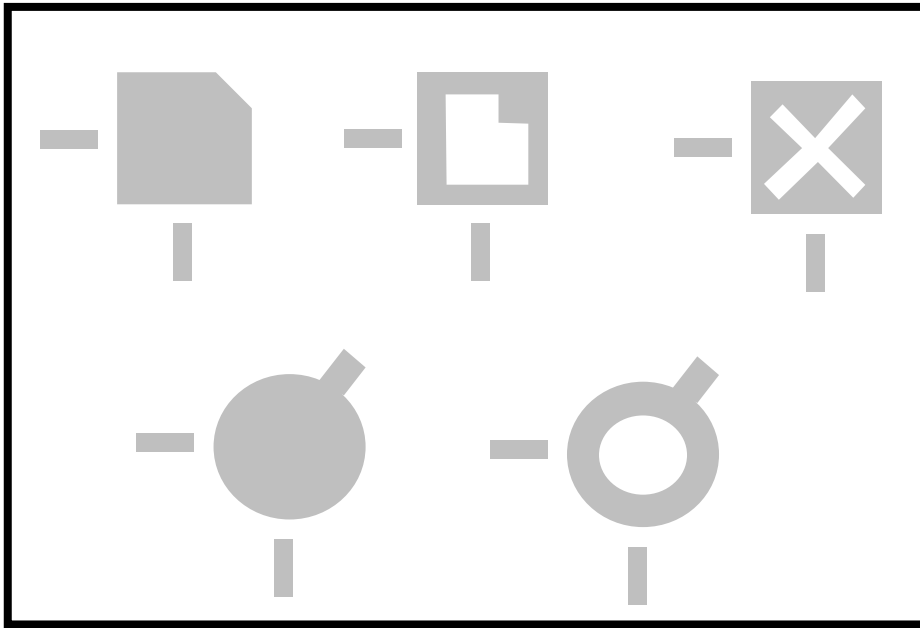


Figure I.31 : Filtre elliptique 4 pôles à stubs.

#### I.1.9.2.1.3. Les filtres à résonateurs non linéiques :

Les filtres à résonateurs non linéiques utilisent des résonateurs patches (surfaiques) de géométries variées (rectangle, triangle, patch circulaire), ces filtres sont très utilisés pour la réalisation d'antennes. Ce genre de filtres trouve des applications dans le domaine de filtrage microonde. L'avantage principal des filtres à résonateurs non linéiques est la présentation de deux modes orthogonaux à la même fréquence. Ils permettent ainsi la conception des filtres à pôles doublés (conception d'un filtre de  $2n$  pôles, seulement pour  $n$  résonateurs).



**Figure I.32 : Résonateurs non linéiques bi-modes.**

Le couplage des modes duaux par des structures géométriques gavées sur les résonateurs non linéiques (rectangle, cercle, croix,...) permet une réduction de la taille du résonateur, ainsi qu'une diminution des pertes par rayonnement.

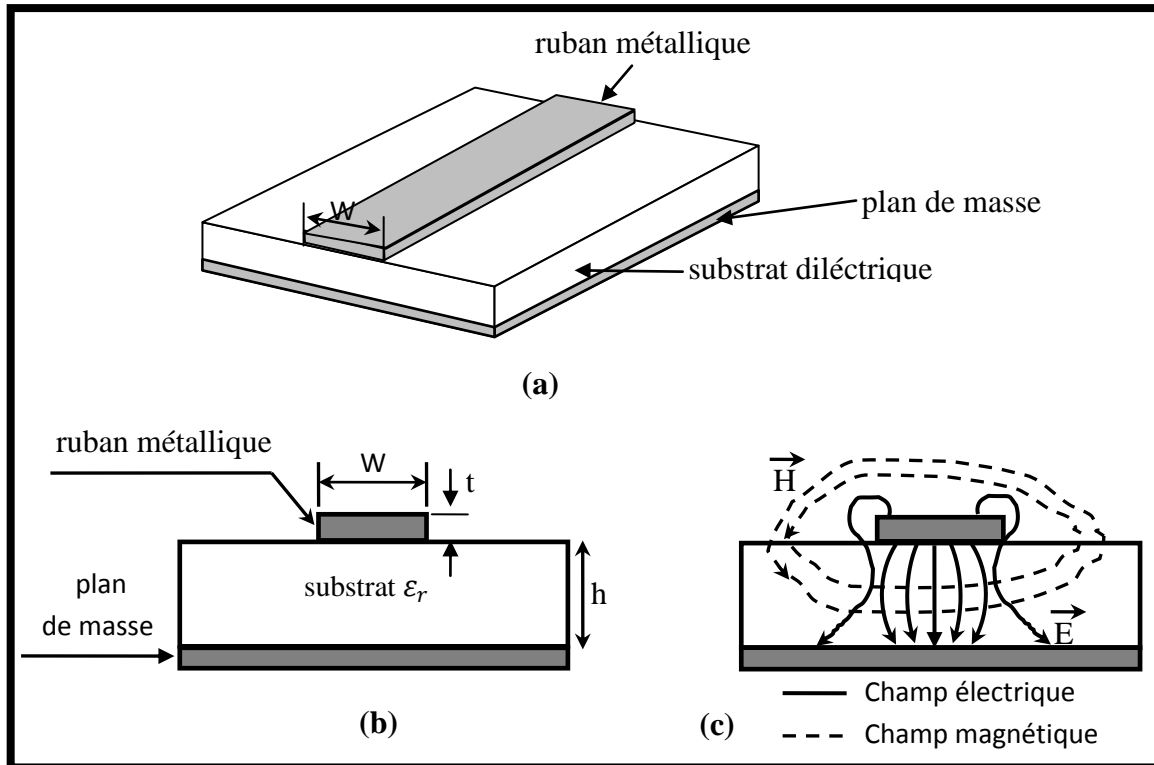
#### **I.1.9.2.2. Les filtres en technologie microruban :**

La technologie microruban occupe une place privilégiée dans la conception des filtres planaires compte tenu de sa simplicité, de sa facilité de fabrication et d'intégration dans les dispositifs microondes.

La ligne microruban (microstrip) est composée d'un conducteur chaud situé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, le plan de masse étant situé sur la face inférieure. La difficulté d'étude de la propagation dans ce genre de lignes provient du fait qu'elle s'effectue à la fois dans le substrat et dans l'air, parce que les lignes de champ entre les deux couches conductrices ne passent pas uniquement dans le diélectrique mais aussi dans l'air. Pour des fréquences faibles, la propagation des ondes est suivant les modes TEM (Transverse Electro-Magnétique). En d'autres termes les champs électriques et magnétiques n'ont pas de composantes suivant la direction de propagation de l'onde. Le mode de propagation n'est pas uniquement TEM mais aussi les modes quasi-TEM (composante longitudinale non nulle).

La ligne microruban réelle se modélise par une ligne fictive où la propagation s'effectuerait dans un milieu homogène, de constante diélectrique  $\epsilon_{eff}$ . A cause du mode de propagation non purement TEM, les caractéristiques de la ligne microruban varient avec la fréquence (dispersion). Il existe plusieurs expressions qui mettent en évidence cette dépendance [35]. On peut simplement retenir que la permittivité effective et l'impédance caractéristique augmentent faiblement avec la fréquence.





**Figure I.33 : Ligne microruban (a) vue d'en haut (b) vue en coupe (c) lignes du champ électromagnétique.**

La ligne microruban comporte un certain nombre d'inconvénient. En effet, si la connexion des composants est en série, la technologie microruban ne pose pas des problèmes. Par contre, dans le cas de connexion en parallèle, la réalisation de court-circuits par retour à la masse (en face arrière) doit se faire à l'aide de trous métallisés. L'influence de tels trous métallisés sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable compte tenu des effets parasites qu'ils génèrent.

### I.1.9.2.3. Les filtres en technologie coplanaire :

En technologie coplanaire, les conducteurs métalliques sont situés sur une même face du substrat et par conséquent le substrat peut n'avoir qu'une seule face métallisée. Dans la ligne de transmission coplanaire le plan de masse et le ruban chaud sont séparés par deux fentes identiques de largeur  $S$ . compte tenu de sa géométrie, la ligne coplanaire possède deux modes fondamentaux dont les lignes de champs électriques et magnétiques sont représentées sur la figure I.35. Le mode pair de la ligne coplanaire est un mode quasi-TE dispersif et le mode impair est un quasi-TEM peu dispersif.

L'analyse intégrale de la ligne coplanaire procure des informations concernant la fréquence de qui en dépend de la vitesse de phase et de l'impédance caractéristique dans le domaine spectral.

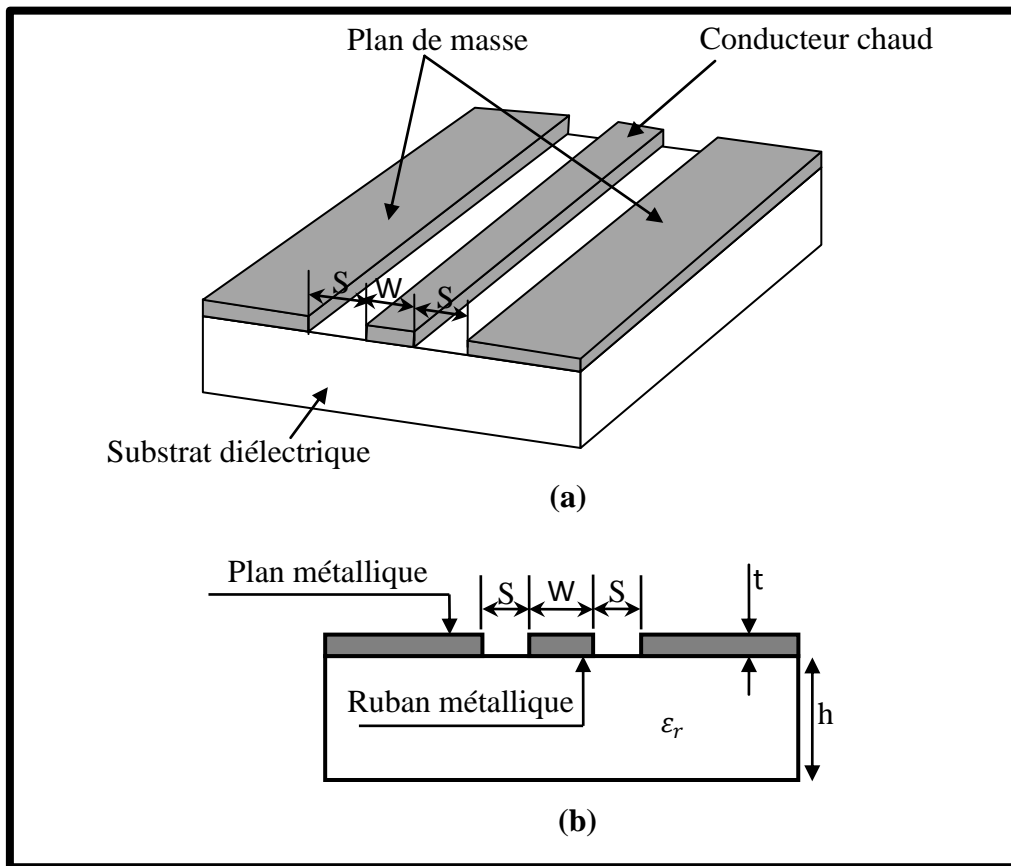


Figure I.34 : Ligne coplanaire (a) vue d'en haut (b) vue en coupe.

Le mode TE est généralement éliminé en reliant par des rubans métalliques les deux plans de masse afin que ces derniers soient aux mêmes potentiels et ainsi éviter la propagation de mode de fente. L'intérêt de cette technologie est qu'elle présente une dispersion moins importante que la technologie microruban.

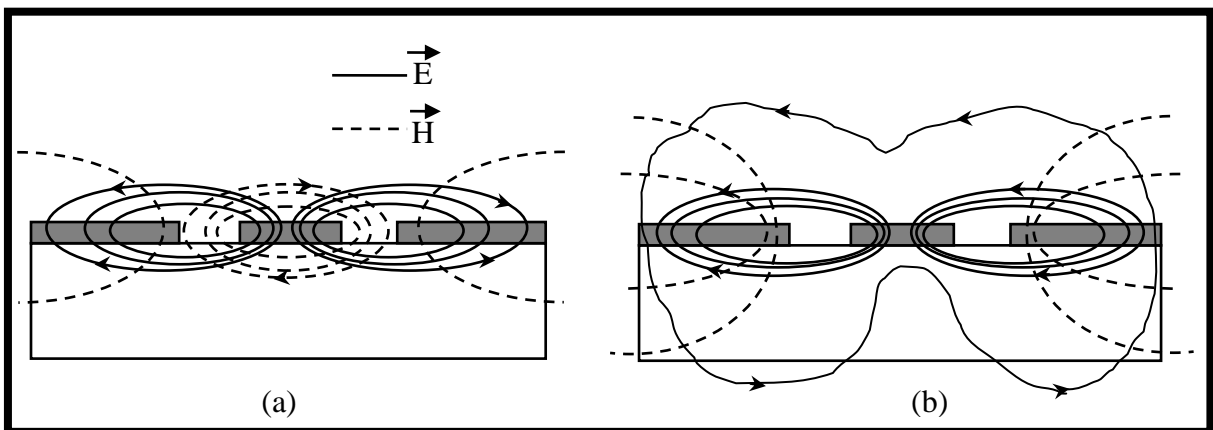
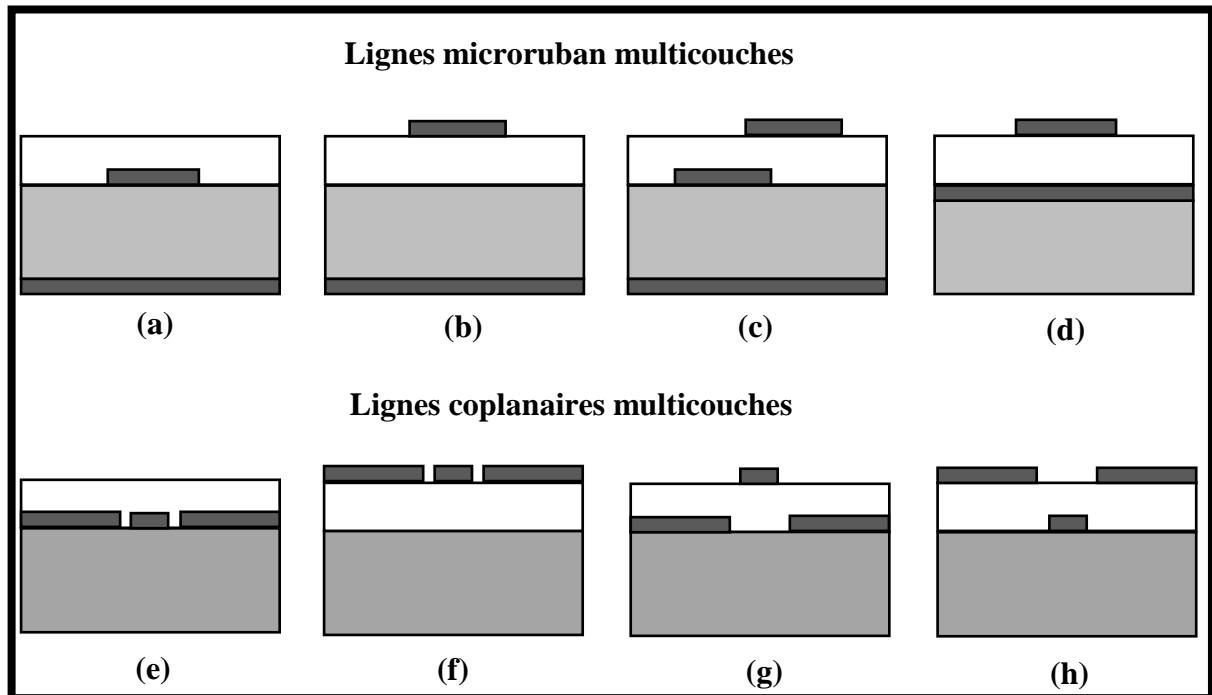


Figure I.35 : Répartition des modes d'une ligne coplanaire.  
(a) mode quasi-TEM, (b) mode TE.

La présence de deux modes est l'un des principaux inconvénients de la technologie coplanaire. Même si l'utilisation conjointe des deux modes n'est pas à négliger, c'est en général le mode impair (quasi-TEM) qui est utilisé à cause de sa modeste dispersion.

#### I.1.9.2.4. Les filtres en technologie multicouche :

La technologie multicouche autrement dite multi-technologies est composée de différents niveaux de conducteurs et de diélectriques superposés et peuvent être utilisées soit en technologie microruban soit en technologie coplanaire.



**Figure I.36 : Technologies multicouches : (a) et (b) microruban multicouche, (c) lignes Couplées a fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Tin Film microstrip), (e) ligne coplanaire enterrée, (f) coplanaire, (g) et (h) coplanaire multi-niveaux [36].**

L'utilisation de cette technologie offre de nombreux avantages par rapport aux technologies planaires classiques :

- La possibilité d'utiliser les différentes couches comme support des différents éléments augmente la compacité des systèmes et de leur efficacité.
- L'utilisation de surcouches diélectriques permet l'égalisation des vitesses de phase entre les modes pairs et impairs des lignes couplées.
- Il est possible d'obtenir des valeurs d'impédance très fortes ou très faibles.
- Il est possible de réaliser des lignes partiellement couplées sur deux niveaux de métallisation différents afin d'atteindre des niveaux de couplage importants.

L'inconvénient principal de cette technologie est la complexité du processus technologique par rapport aux technologies planaires classiques.

## **I.2. Etat de l'art sur les métamatériaux :**

### **I.2.1. Introduction :**

Le développement d'applications plus performantes dans les technologies de l'information et des télécommunications s'appuie en grande partie sur notre capacité à comprendre et à contrôler la réponse électromagnétique des matériaux qui constituent les dispositifs. Dans ce contexte, la dernière décennie a été marquée par l'émergence d'une nouvelle classe de matériaux, qui permettent d'élargir considérablement notre maîtrise des phénomènes électromagnétique dans la matière et qui apparaissent comme des candidats prometteurs pour des applications technologiques, notamment dans les fréquences optiques et les hyperfréquences.

Cette deuxième partie de ce chapitre portera sur les métamatériaux, plus précisément nous allons présenter ce type de matériaux à l'aide des définitions physiques et de la théorie fondamentale. Ensuite nous allons présenter les propriétés des métamatériaux en optique et en microonde.

### **I.2.2. Présentation des métamatériaux :**

#### **I.2.2.1. Définitions :**

Les métamatériaux sont des structures artificielles ou composites pseudo-homogène possédant des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature. Ces propriétés effectives peuvent prendre des valeurs non usuelles en comparaison des matériaux homogènes (classiques). La propriété particulière qui a fait la renommée des « métamatériaux » est la possibilité d'avoir une permittivité et une perméabilité simultanément négatives [37], ce qui conduit aux propriétés les plus inattendues tel un indice de réfraction négatif [38].

Les métamatériaux tirent leurs propriétés de la structure géométrique de leurs inclusions ce qui permet de faire leur ingénierie dans une large gamme fréquentielle peut aller jusqu'aux dizaines de THz. Ce genre de matériaux présente une structuration (cellule de base constituant le matériau) très petite devant la longueur d'onde guidée. Il est admis que la limite d'homogénéité est fixée à des tailles inférieures à  $\lambda_g/4$ .

En optique et en électromagnétique, les métamatériaux présentent des nouvelles propriétés susceptibles d'exciter les chercheurs, le point le plus intéressant dans la plus part des recherche c'est l'existence d'un indice de réfraction négatif ( $n < 0$ ).

#### **I.2.2.2. Littérature et vocabulaire des métamatériaux :**

Le terme « métamatériaux » est un nom composé par le préfixe « méta » et le mot « matériaux ». Alors que « méta » est un préfixe grec signifiant « au-delà » ou « niveau au-dessus », comme dans métaphysique ou métalogue. Donc les métamatériaux sont des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels.

Comme les métamatériaux présentent des structures qui ont montré un comportement inhabituel, les chercheurs les ont nommés « métamatériaux ». Cependant, beaucoup de chercheurs préfèrent éviter cette appellation, donc plusieurs synonymes de « métamatériaux » existent dans la littérature pour désigner ces structures. Elles se résument comme suit :

- Matériaux main gauche (MMG) ou (left-handed materials LHM) : ce terme souligne une parmi les propriétés fondamentales des métamatériaux, qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- Matériaux doublement négatif (double négative materials) : cette appellation mentionne les signes de la permittivité et la perméabilité du matériau. Ce terme ne peut pas donc être utilisé hors contexte.
- Matériaux à indice de réfraction négatif (negative refractive index materials) : ce terme décrit les matériaux 2D et 3D. Par contre, il ne peut être utilisé pour les matériaux 1D.
- Matériaux à onde inversée (backward wave materials) : ce terme souligne une autre propriété des métamatériaux, mais ne donne pas de réelle information sur la définition de ces structures car les ondes réfléchies peuvent être également visibles dans des structures classiques.
- Matériaux de Veselago (Veselago medium) : cette appellation ne donne aucune propriété physique du matériau mais elle rend hommage au scientifique considéré comme le père des métamatériaux.
- Matériaux à vitesse de phase négative (negative phase velocity medium) : ce terme est très peu utilisé par les scientifiques.

### I.2.3. Historique et théorie fondamentale des métamatériaux :

Les premières études de la propagation des ondes dans les structures périodiques remontent à la fin du dix-neuvième siècle, quand, en 1898, Jagadis Chunder Bose mena la première expérience sur des matériaux chiraux dans le domaine microonde [39]. Il a utilisé des fibres synthétiques torsadées pour faire tourner la polarisation des ondes électromagnétiques produites par un liquide comme une solution de sucre. En 1904-1905 H. Lamb et C. Pocklington ont précisé que certains systèmes mécaniques basés sur des chaînes chargées peuvent avoir une opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe [40,41]. En 1914, Lindman a étudié des milieux artificiels chiraux constitués par un ensemble de petits fils en spirales orientés aléatoirement dans le milieu principal [42]. Il faudra attendre les années trente pour qu'une théorie moderne des semi-conducteurs ravive l'intérêt pour les matériaux à bande d'énergie interdite. La réfraction négative a été étudiée pour la première fois en 1944 par L.I. Mandelshtam. Le premier schéma de principe de la réfraction négative a été publié en 1950.

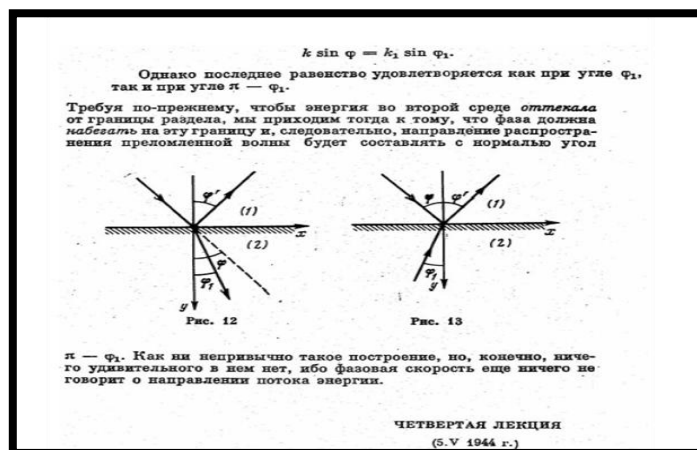


Figure I.37 : Le premier schéma de principe de la réfraction négative [43].

En 1951, Malyuzhinets a présenté des exemples théoriques de lignes artificielles périodiques infinies 1D supportant des ondes « arrière », ces lignes étaient composées de capacités séries connectées à des inductances en parallèles [44]. En 1957, Sivukhin a étudié le lien entre la négativité de la permittivité et de la perméabilité avec la réfraction négative [45]. Un article publié en 1959 par Pafomov [46] a traité avec plus de détails l'effet Doppler et la radiation de Vavilov Cerenkov dans les milieux à permittivité et perméabilité négatives.

La fin des années soixante marque le réel commencement de l'étude moderne des structures artificielles périodiques. Outre l'introduction théorique en 1967 des métamatériaux et de leur comportement exotique par le physicien russe Victor Georgievich Veselago [47], les premières surfaces sélectives en fréquence voient le jour. Ces dernières tirent leur nom de leur comportement électromagnétique.

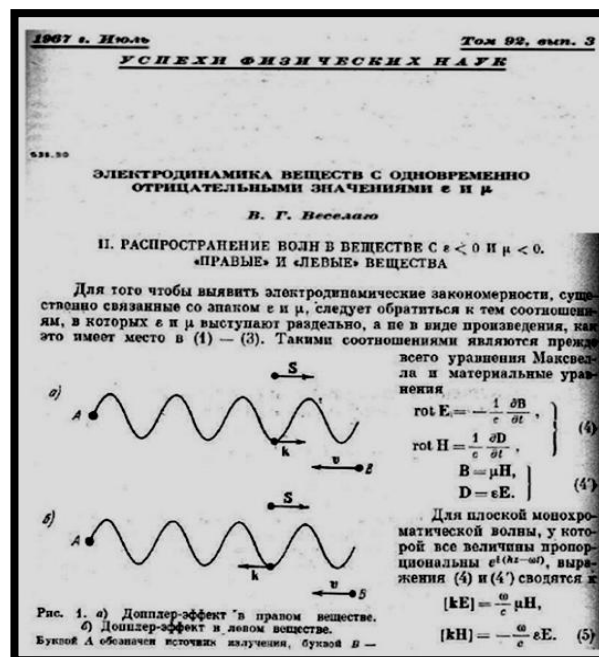


Figure I.38 : Principe de propagation main gauche issu du physicien V.G. Veselago [47].

Jusque là, toutes les publications présentées n'étaient que des travaux théoriques, les bases théoriques des métamatériaux sont connues mais aucun métamatériau n'avait pu être réalisé. Dans les années soixante les anneaux (boucles) magnétiques résonants ont été étudiés par S. Schelkunoff [48], ces structures ont continué à être utilisées et développées dans les années 80 et 90. En 1999, John Pendry [49] a présenté un anneau résonant double, cet anneau est considéré comme étant l'élément de base du premier métamatériau réalisé. La première réalisation effective d'un matériau avec des paramètres négatifs a été faite par R.A. Schelby [50]. Les composantes de cette réalisation sont connues depuis longtemps, mais aucune tentative de les combiner n'a été faite.

A partir de l'an 2000 jusqu'à aujourd'hui le nombre de journaux et conférences qui traitent ce sujet est augmenté exponentiellement comme le montre la figure suivante.

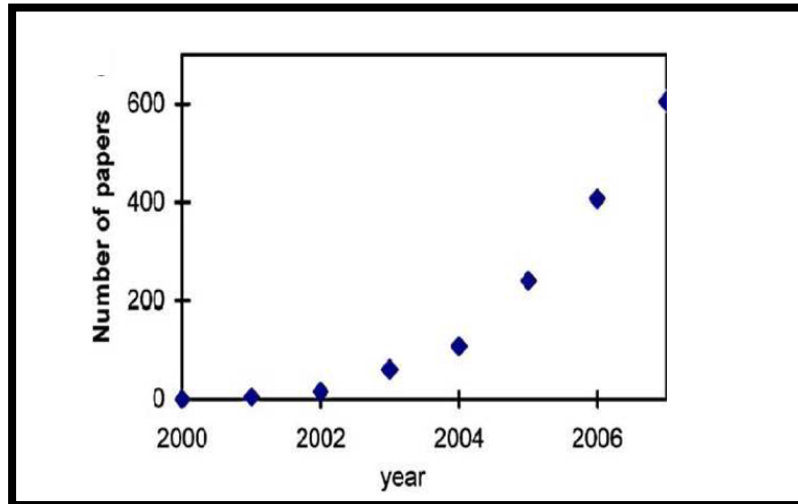


Figure I. 39 : Le nombre de publications annuelles dans le domaine des métamatériaux [50].

Ces dernières années, des nouveaux concepts concernant la synthèse et les techniques de réalisation ont permis la construction de structures et de matériaux composés qui génèrent des fonctions et des réponses connues du matériau.

### I.2.3.1. Approche de Veselago :

Une analyse de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu possédant simultanément une permittivité ( $\epsilon_{eff}$ ) et une perméabilité ( $\mu_{eff}$ ) effectives négatives a été faite à l'origine par le physicien russe Victor Veselago [47]. Dans son article paru à l'origine en U.R.S.S en 1967 puis traduit en anglais en 1968, il évoque la possibilité de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu linéaire, homogène et isotrope ( $l, h, i$ ) et possédant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. Ces matériaux ont été qualifiés comme Main Gauche (MG) ou (*Left-Handed Materials LHM*) par la suite. Ce terme vient du fait que le champ électrique  $\vec{E}$ , le champ magnétique  $\vec{H}$  et le vecteur d'onde  $\vec{k}$  forment un trièdre indirecte caractérisé par la règle de la main gauche (figure I.40).

Veselago utilise la matrice  $G$  formée par les cosinus directeurs des vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  et attribue une fonction principale à son déterminant  $d$ . Les cosinus directeurs de  $\vec{E}, \vec{H}$  et  $\vec{k}$  sont respectivement notés par  $\alpha_i, \beta_i$  et  $\gamma_i$ .

$$G = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & \gamma_3 \end{pmatrix} \quad (I.40)$$

À partir du déterminant  $d$ , on peut savoir ce que le milieu est caractérisé par la règle de la main droite ou de la main gauche.

- En effet, si  $d = +1$ , le triplet de vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  est direct, donc le milieu est dit « milieu main droite ».

- Par contre, si  $d = -1$ , le triplet de vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  est indirect, donc le milieu est dit « milieu main gauche ».

Le trièdre indirect peut être facilement vérifié en écrivant les équations de Maxwell pour une onde plane.

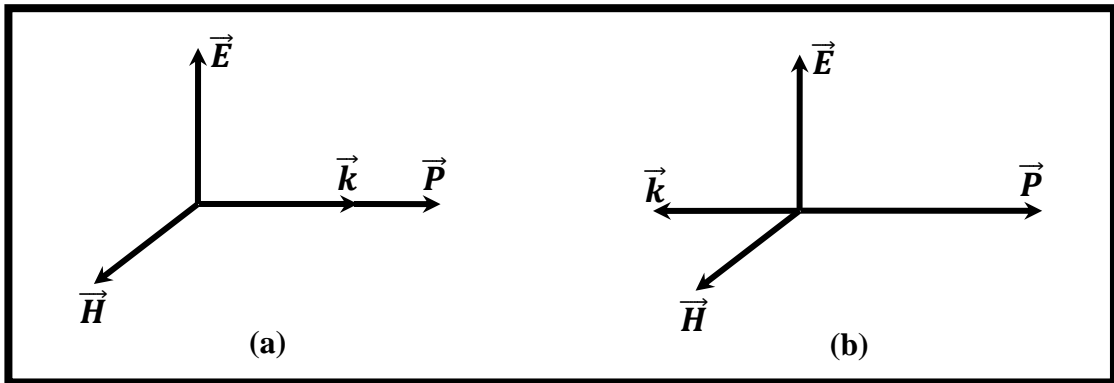


Figure I.40 : Représentation d'une onde plane pour un milieu  
(a) « main droite » (b) « main gauche ».

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (\text{I.41})$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{I.42})$$

Veselago avait ainsi mise en avant les propriétés physiques d'un milieu « main gauche » :

- Le vecteur de Poynting,  $\vec{P}$  donné par l'égalité :  $\vec{P} = \frac{1}{2} (\vec{E} \times \vec{H}^*)$  se trouve opposé à la direction du vecteur d'onde  $\vec{k}$ .
- La vitesse de phase  $v_\varphi$  et la vitesse de groupe  $v_g$  d'une onde électromagnétique sont dans deux directions opposées.

Ces différentes propriétés donnent naissance à des phénomènes physiques nouveaux, décrits par Veselago. Il avait prédit que ce type de milieu posséderait des propriétés uniques (optiques et électromagnétiques).

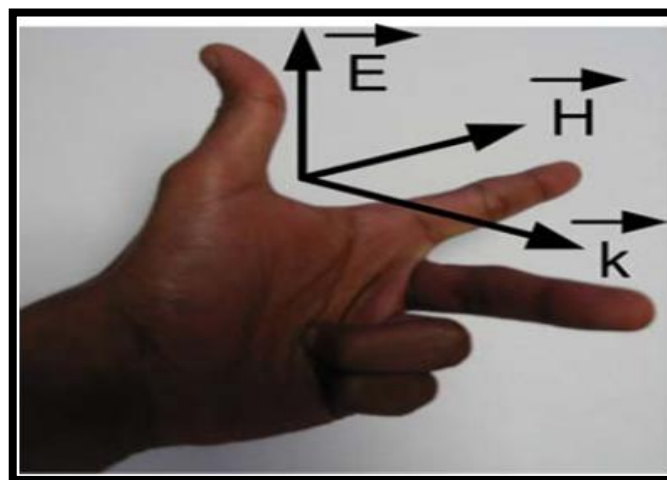


Figure I.41 : Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.



Veselago [47] avait aussi insisté sur le fait que la permittivité et la perméabilité du matériau main gauche devaient dépendre de la fréquence du champ électromagnétique, sinon la densité d'énergie électromagnétique donnée par :

$$W = \frac{1}{2\pi} \int \left[ \frac{\partial(\omega\varepsilon)}{\partial\omega} |\vec{E}|^2 + \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} |\vec{H}|^2 \right] d\omega \quad (\text{I.43})$$

Serait négative. Dans l'équation (I.43) la permittivité et la perméabilité sont négatives, ses parties imaginaires sont différentes de zéro dans le matériau main gauche. Ainsi, les pertes d'insertion sont inévitables dans ce type de matériau. Théoriquement, le calcul des pertes est assez difficile et conduit à la conclusion que les matériaux main gauche ne sont pas transparents [51], mais les expériences ont confirmé que les pertes dans une structure main gauche pouvaient être aussi faibles que dans un matériau conventionnel d'indice de réfraction positif [52].

### I.2.3.2. Nouvelle classification des métamatériaux:

La classification des métamatériaux est basée sur les différentes valeurs de la permittivité  $\varepsilon$  et la perméabilité  $\mu$ , donc sur l'indice de réfraction  $n$  et de la constante de phase  $\beta$ , définies par :

$$n^2 = \varepsilon\mu \quad (\text{I.44})$$

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \quad (\text{I.45})$$

Selon les différentes configurations possibles du couple  $(\varepsilon, \mu)$ , on peut situer ou classer les métamatériaux comme le montre la figure suivante :

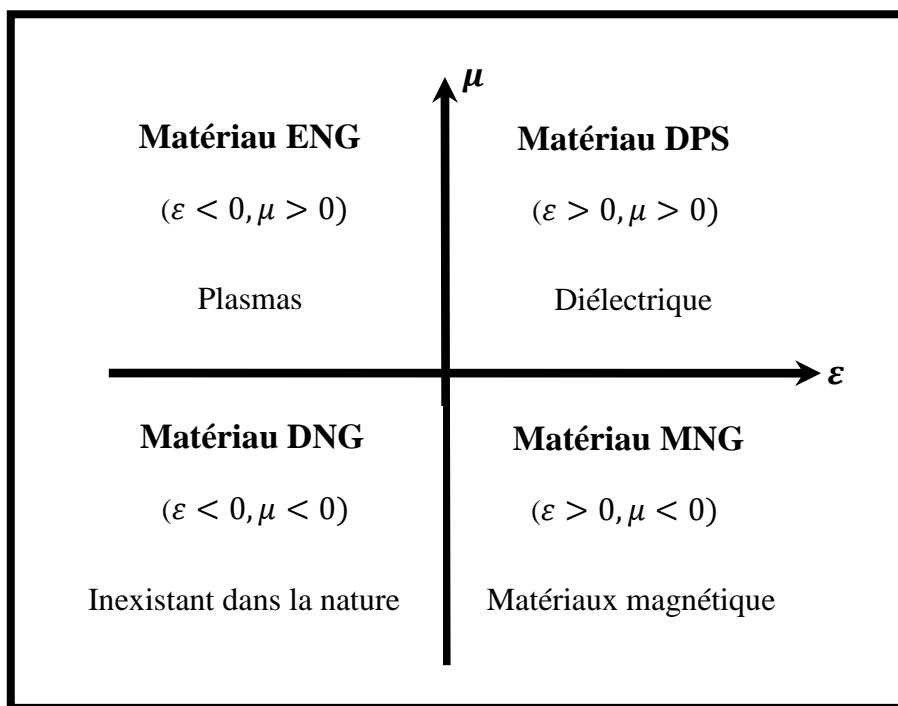


Figure I.42 : La nouvelle classification des matériaux en fonction de leur  $\varepsilon$  et  $\mu$ .

Les configurations du couple  $(\epsilon, \mu)$  sont définies par des couples de signes suivants :  $(+,+)$ ,  $(+,-)$ ,  $(-,+)$ ,  $(-,-)$  qui correspondent aux cas  $(\epsilon > 0, \mu > 0)$ ,  $(\epsilon > 0, \mu < 0)$ ,  $(\epsilon < 0, \mu > 0)$  et  $(\epsilon < 0, \mu < 0)$  respectivement.

A partir de ces couples de signes pour  $\epsilon$  et  $\mu$ , on peut définir des zones (régions) qui peuvent nommer les différents milieux.

- Dans la zone  $(+,+)$  où les milieux sont doublement positifs (DPS), les matériaux sont classiques et dits matériaux main droite ou (Right-Handed Materials, RHM), c'est le cas par exemple des matériaux diélectriques isotropes ( $n > 0$ ).

- Dans la zone  $(+,-)$  où les milieux (MNG) possèdent une perméabilité négative ( $\mu < 0$ ), les matériaux dits matériaux magnétiques, c'est le cas par exemple des ferrites et de la structure réalisée par J. Pendry [49], dans ce genre de structures la transmission de lumière n'est pas possible où l'indice de réfraction  $n$  et la constante de phase  $\beta$  sont purement imaginaires et aussi la puissance électromagnétique active est nulle et la puissance réactive est suivant la direction de propagation  $\vec{k}$ . La propriété ( $\mu < 0$ ) due aux fortes interactions magnétiques dans ces matériaux.

- Dans la zone  $(-,+)$  où les milieux (ENG) possèdent une permittivité négative ( $\epsilon < 0$ ), les matériaux prévoient des régions au dessous de la fréquence plasmas. Pour  $n$ ,  $\beta$  et les diverses puissances les conditions restent les mêmes que pour les milieux (MNG).

- Dans la zone  $(-,-)$  où les milieux sont doublement négatifs (DNG), on souligne les « métamatériaux », autrement dits matériaux main gauche (Left-Handed Materials, LHM), dans cette zone, on trouve ( $n < 0$  et  $\beta > 0$ ) et le trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  suit la règle de la main gauche.

Les trois premières zones de matériaux (DPS, ENG, MNG) peuvent être trouvées dans la nature, tandis que les milieux doublement négatifs (DNG) sont inexistant dans la nature mais physiquement ils sont réalisables.

#### **I.2.4. Propriétés des métamatériaux :**

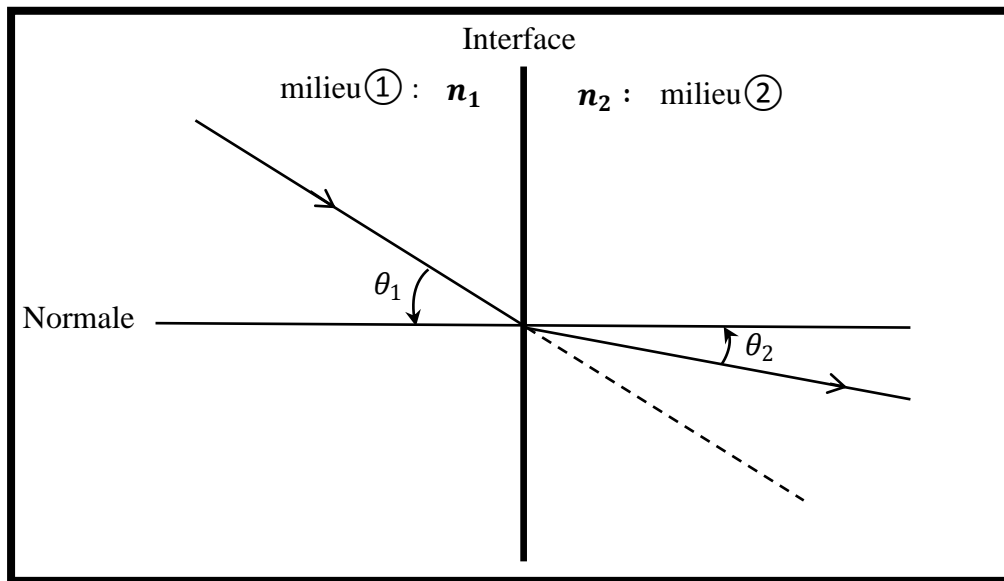
Les propriétés des métamatériaux donnent naissance à des phénomènes physiques nouveaux, ces propriétés peuvent être classées en deux catégories, les propriétés optiques et les propriétés microondes.

##### **I.2.4.1. Propriétés optiques :**

###### **I.2.4.1.1. Inversion de la loi de Snell-Descartes :**

Un rayon lumineux voyage normalement en ligne droite à une vitesse constante qui dépend du milieu. La lumière voyage généralement moins vite dans un matériau que dans le vide ou l'air. Cela s'explique par le fait que la matière est composée d'un agencement d'atomes qui interagissent avec les champs électriques et magnétiques de la lumière. L'interaction entre la lumière et les atomes ralentit quelque peu la propagation de la lumière. On peut mentionner les cas du verre, comme exemple où la lumière voyage 30% moins rapidement que dans l'air.

Lorsque la lumière traverse l'interface entre deux milieux qui ont des vitesses de propagation différentes, la lumière subit un changement brusque de trajectoire. Ce phénomène, appelé réfraction, est régi par la loi de Snell comme le montre la figure suivante.



**Figure I.43 : Réfraction de la lumière dans un matériau conventionnel.**

L'indice de réfraction  $n$  est le rapport entre la vitesse de la lumière dans un milieu défini et celle dans le vide. On écrit :

$$n = \frac{c_0}{v} \quad (\text{I.46})$$

où :  $c_0$ ,  $v$  sont les vitesses de la lumière dans le vide et dans le milieu considéré respectivement.

L'indice de réfraction dépend de la structure physique d'un tel milieu, il est calculé théoriquement à partir des équations de Maxwell ( $n^2 = \epsilon\mu$ ). La permittivité  $\epsilon$  est indicative de la force d'interaction entre le champ électrique et les dipôles électriques des atomes, tandis que la perméabilité  $\mu$  est reliée à la force d'interaction entre le champ magnétique et les dipôles magnétiques. Pour les matériaux conventionnels,  $\epsilon$  et  $\mu$  prennent des valeurs plus grandes ou égales à 1, ce qui nous amène à dire que  $n$  est habituellement plus grand que 1. Donc la lumière est plus lente dans un matériau que dans le vide. Par contre, lorsque les deux paramètres ( $\epsilon$ ,  $\mu$ ) sont tous les deux négatifs, il faut pour des raisons mathématiques et techniques que l'indice de réfraction  $n$  prenne une valeur négative, c'est le cas des métamatériaux où ( $n < 0$ ).

Par la loi de Snell, comme conséquence nous obtenons un angle de réfraction négatif, cette réfraction par l'angle  $\theta_2$  ne peut pas traverser la normale illustrée dans la figure suivante.

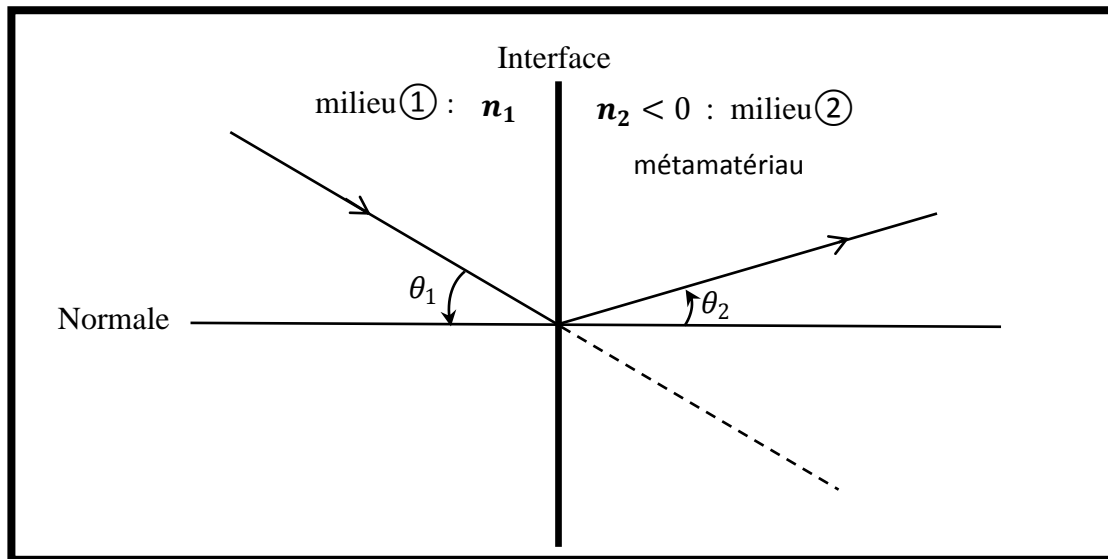


Figure I.44 : Réfraction dans un milieu d'indice de réfraction négatif (métamatériau).

La loi de Snell-Descartes relie les indices de réfraction des deux milieux où il se propage les ondes électromagnétiques. Lorsque l'onde incidente tombe d'une façon inclinée sur un milieu « main gauche », le rayon transmis se trouve du même côté de la normale que le rayon incident. On écrit la loi :

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (\text{I.47})$$

On peut résumer l'incidence, la réflexion et la transmission selon la nature des milieux à partir du schéma ci-dessous :

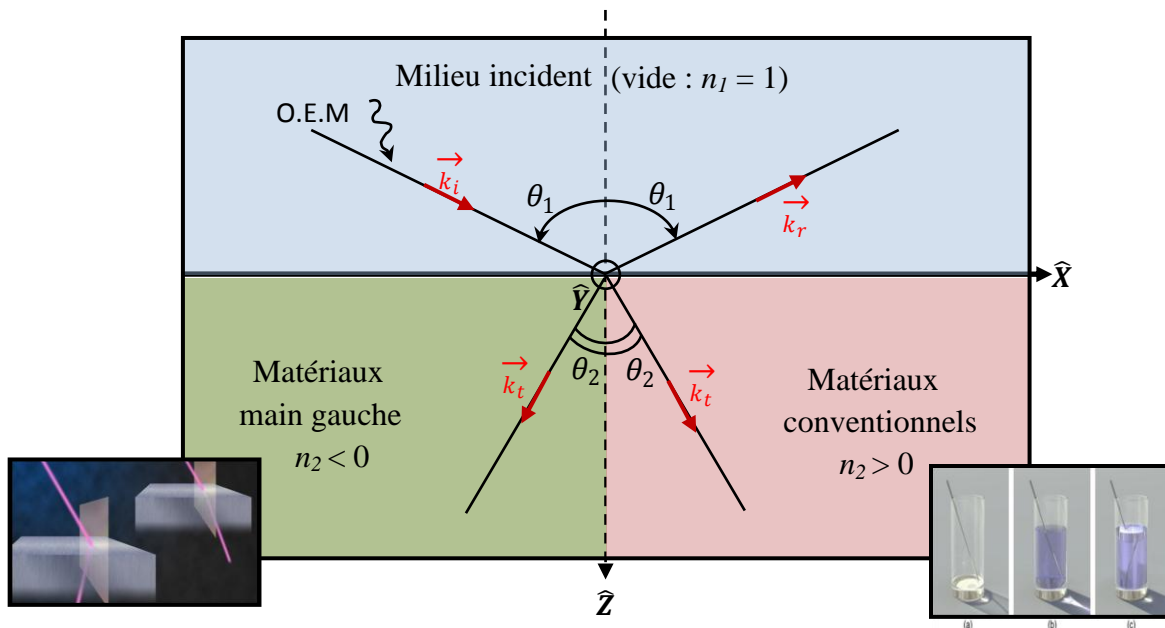
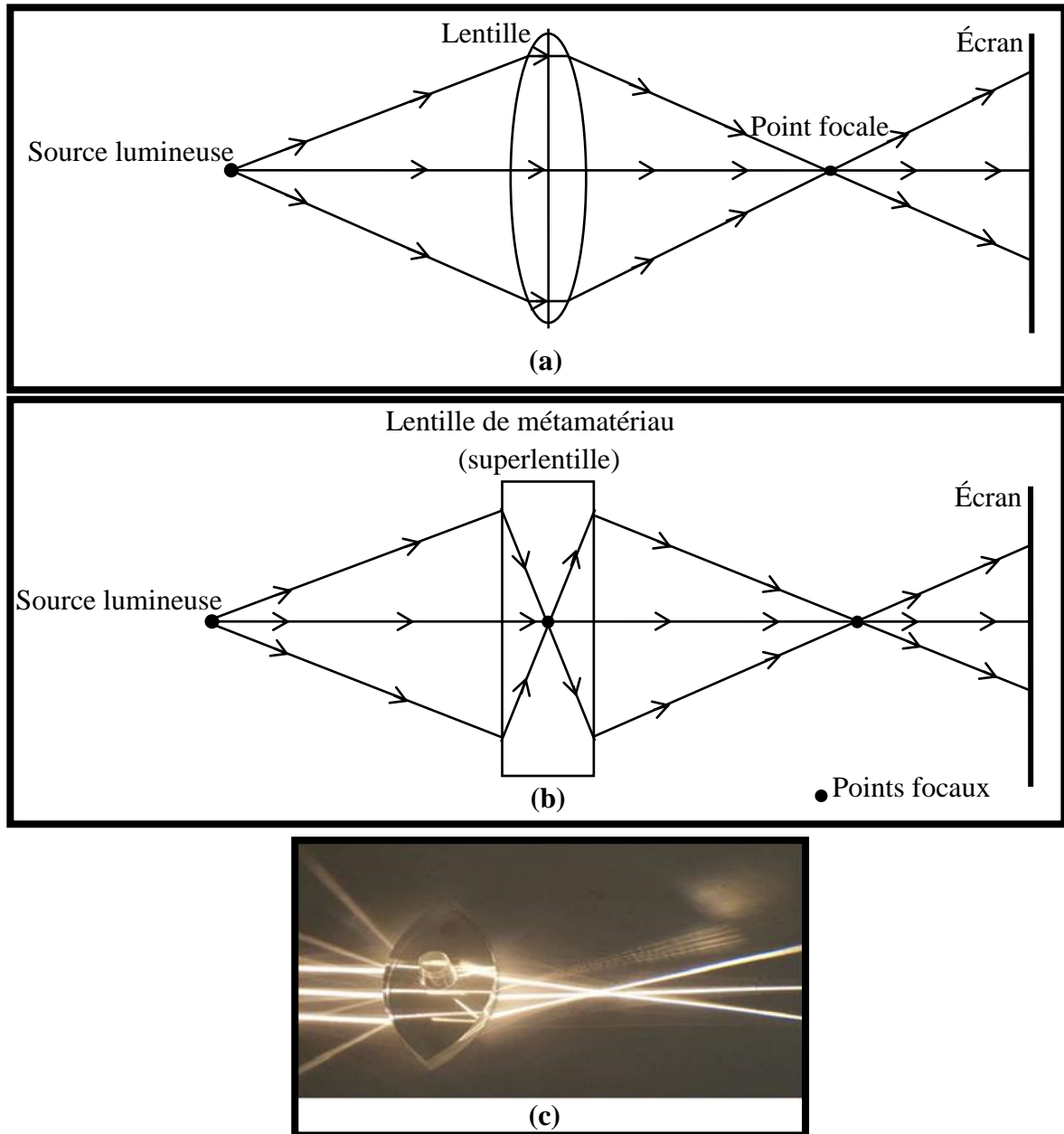


Figure I.45 : Réflexion et transmission d'une onde plane.

### I.2.4.1.2. Lentille parfaite :

Une des applications les plus spectaculaires des métamatériaux est la « superlentille ». Une lentille ordinaire focalise un faisceau lumineux incident en un seul point, le point focal, et permet ainsi de reproduire l'image d'une source de lumière sur un écran (figure I.46.a). La focalisation est possible grâce à la réfraction du faisceau sur la forme courbe de lentille.



**Figure I.46 : Focalisation avec (a) une lentille ordinaire, (b) une superlentille (c) exemple de superlentille.**

Une lentille faite à partir d'un métamatériau pourrait prendre une forme plane et comme l'indice de réfraction est négatif, les rayons dévient vers l'intérieur. Si la lentille est suffisamment épaisse, un point focal se forme au milieu de celle-ci. Ce point focal interne n'a pas de grande utilité, mais un autre point focal se forme aussi à l'extérieur. On appelle

« superlentille » ce dispositif car son pouvoir de résolution dépasse largement la résolution d'une lentille ordinaire. La superlentille plane élimine totalement les aberrations sphériques de l'image que produit une lentille ordinaire.

La propriété la plus étonnante d'une superlentille est qu'elle peut atteindre une résolution plus grande que celle limitée par la limite de diffraction classique. Cette limite implique qu'il est impossible d'imager clairement une source lumineuse (passive ou active) qui est beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée. La partie de l'onde contenant l'information nécessaire pour obtenir cette résolution se dissipe très rapidement. Par contre, une superlentille amplifie ces parties de l'onde, permettant d'imager une source lumineuse beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée.

La figure I.47 montre un exemple de cette différence entre une lentille classique et une superlentille, faite par l'université de Berkeley [53]. Les chercheurs ont réussi à imager clairement le mot « NANO » écrit avec une épaisseur de ligne d'environ dix fois plus petite que la longueur d'onde de la lumière utilisée. Nous voyons qu'avec la lentille classique, nous obtenons une image plus floue qu'avec la superlentille.

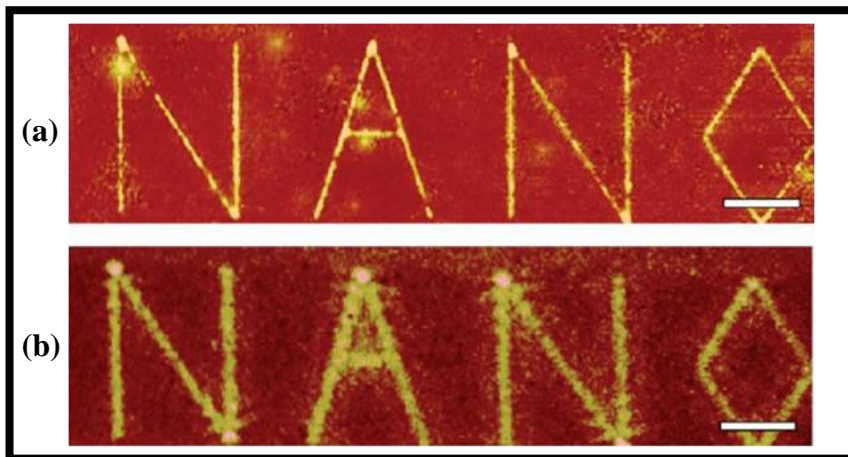


Figure I.47 : Image produite avec une (a) superlentille, (b) lentille ordinaire.

#### I.2.4.1.3. Invisibilité des objets (principe de cloaking) :

Récemment, le sujet de l'invisibilité des objets est devenu populaire grâce aux travaux de J. Pendry [54] et U. Lenhard [55]. En effet, dans [55], il a été montré qu'il était possible de réaliser une sorte de cape d'invisibilité à l'aide des matériaux main gauche (LHM). Le principe est d'utiliser les (LHM) pour contrôler la lumière autour de l'objet à cacher de telle sorte que l'onde lumineuse après l'objet soit comme si elle n'avait pas traversé aurait ce dernier. Le défi est de réussir à faire un système large bande et surtout à faible perte afin d'obtenir une invisibilité sans effet de flou.

Dans le domaine des microondes, voire masquer entièrement un objet au rayonnement électromagnétique est une application récemment réalisée avec succès à l'aide des cylindres d'invisibilité (figure I.48.a), l'onde électromagnétique est complètement déviée avec le cylindre, qui occulte donc ce qu'il entoure.

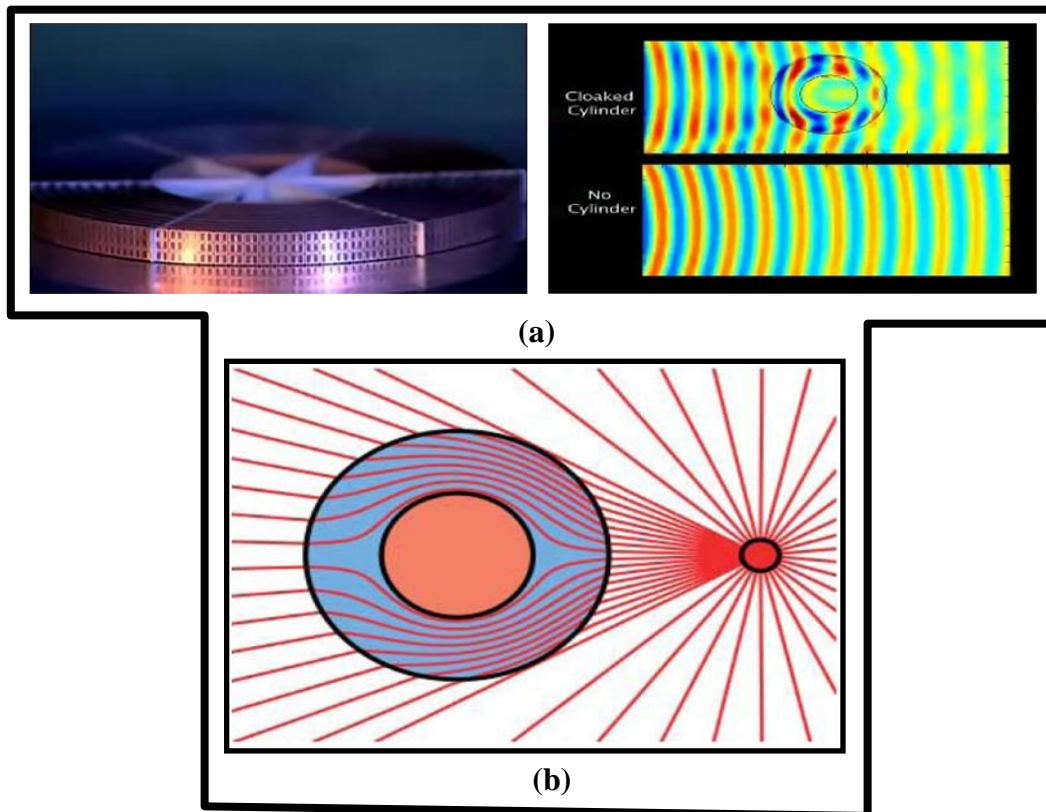


Figure I.48 : (a) cylindre d'invisibilité, (b) principe de cloaking.

#### I.2.4.1.4. Amplification des ondes évanescentes :

Dans le cas d'une réflexion totale de la lumière, toute l'énergie incidente se trouve réfléchie vers le premier milieu et on peut constater l'existence d'une perturbation électromagnétique dans le second milieu où il est possible de détecter une onde. À cause de sa structure particulière qui lui impose de ne se propager qu'au voisinage immédiat de la surface de séparation des deux milieux, cette onde est dite « évanescente ».

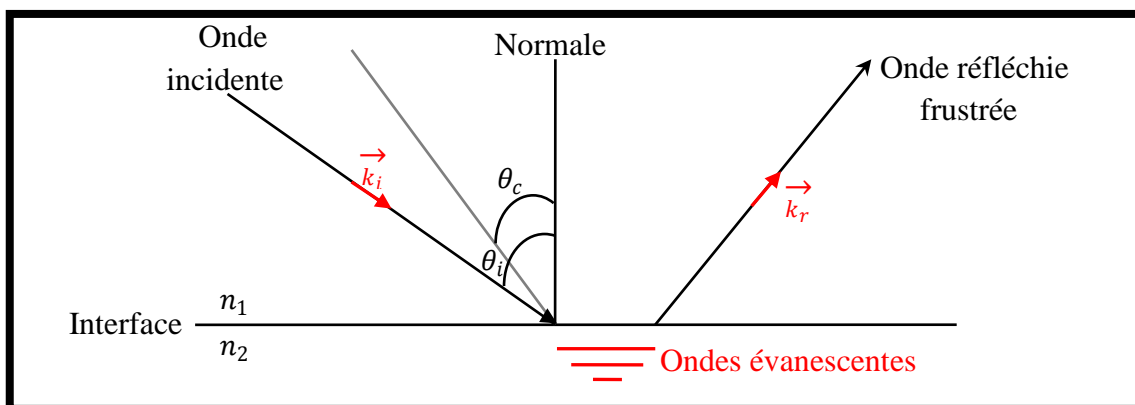


Figure I.49 : Phénomène de réflexion totale frustrée.

### I.2.4.2. Propriétés microondes :

#### I.2.4.2.1. Propriétés électromagnétiques inhabituelles :

L'étude des ondes électromagnétiques se diffère d'un milieu de l'autre selon les caractéristiques physiques de ces milieux. Pour les métamatériaux, l'onde électromagnétique connue de nouvelles caractéristiques telles que la direction de propagation, le vecteur de Poynting et les vitesses de phase et de groupe.

#### • Vecteur d'onde et vecteur de Poynting :

Dans le cas d'une onde électromagnétique plane, les équations de Maxwell ont été réduites en équation de d'Alembert suivante :

$$\left(\nabla^2 - \frac{n^2}{c_0^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right) \psi = 0 \quad (\text{I.48})$$

où :  $n$  est l'indice de réfraction,  $C_0$  est la vitesse de la lumière,  $\nabla^2$  est l'opérateur Laplacien et  $\psi$  représente la fonction variable du milieu et du temps (soit  $\vec{E}$  soit  $\vec{H}$ ).

Les équations de Maxwell du premier ordre sont données par :

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (\text{I.49})$$

$$\nabla \times \vec{H} = +j\omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{I.50})$$

Les champs électrique et magnétique sont donnés sous la forme harmonique comme la suite :

$$\begin{cases} \vec{E} = \vec{E}_0 \exp[j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})] \\ \vec{H} = \vec{H}_0 \exp[j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})] \end{cases} \quad (\text{I.51})$$

Les équations (I.49) et (I.50) peuvent réduire en :

$$\vec{k} \times \vec{E} = +\omega\mu\vec{H} \quad (\text{I.52})$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{I.53})$$

Par conséquent, pour le couple ( $\varepsilon$ ,  $\mu$ ) positif, le trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  est direct. Cependant si ce couple est négatif, les équations (I.52) et (I.53) peuvent être réécrites comme suis :

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega|\mu|\vec{H} \quad (\text{I.54})$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = +\omega|\varepsilon|\vec{E} \quad (\text{I.55})$$

Donc le trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  est indirect, la direction du temps-flux d'énergie moyenne est déterminée par la partie réelle du vecteur de Poynting, qui n'est pas affecté par le changement de signe de  $\varepsilon$  et  $\mu$  simultanément. Ainsi les vecteurs  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{P}$  forment un trièdre direct dans les milieux main gauche (LHM) et seule la phase est inversée. La chose qui change par rapport aux matériaux classiques c'est la direction du vecteur de propagation  $\vec{k}$ .

où :

$$|\vec{k}| = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \quad (\text{I.56})$$



▪ **Vitesse de phase et vitesse de groupe :**

Dans les matériaux classiques (RHM), les vitesses de phase et de groupe ont le même sens. Pour un milieu dispersif la permittivité et la perméabilité sont indépendantes de la fréquence, on peut écrire alors :

$$\begin{cases} \varepsilon = \frac{\partial(\omega\varepsilon)}{\partial\omega} \\ \mu = \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} \end{cases} \quad (\text{I.57})$$

Si on dérive (I.56) par rapport à la fréquence, on obtient :

$$\frac{\partial k^2}{\partial\omega} = 2k \frac{\partial k}{\partial\omega} = \frac{2\omega}{v_\varphi v_g} \quad (\text{I.58})$$

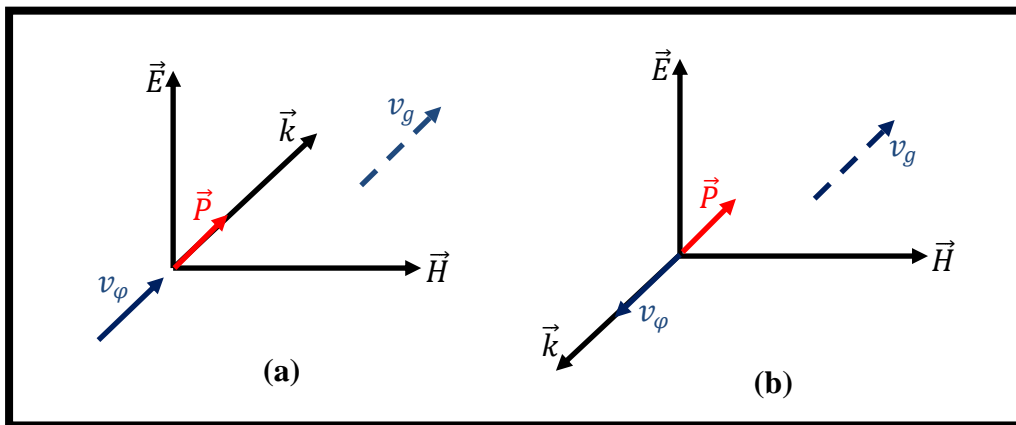
où : la vitesse de phase est  $v_\varphi = \frac{\omega}{k}$  et la vitesse de groupe est  $v_g = \frac{\partial\omega}{\partial k}$ .  
on peut écrire :

$$\frac{\partial k^2}{\partial\omega} = 2\omega\varepsilon\mu = \omega\varepsilon\mu + \omega\mu\varepsilon = \omega\varepsilon \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} + \omega\mu \frac{\partial(\omega\varepsilon)}{\partial\omega} \quad (\text{I.59})$$

Pour avoir une densité d'énergie positive on admet :  $\frac{\partial(\omega\varepsilon)}{\partial\omega}$  et  $\frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega}$  sont deux quantités positives, donc on peut dire que pour les matériaux (LHM) on a :

$$\frac{2\omega}{v_\varphi v_g} < 0 \quad (\text{I.60})$$

Ce qui nous amène à dire que ( $v_\varphi v_g < 0$ ) et donc les deux vitesses de phase ainsi que de groupe ont deux sens différents.



**Figure I.50 : Vitesse de phase et vitesse de groupe dans un milieu  
(a) RHM, (b) LHM**

### I.2.4.2.2. Inversion de l'effet Doppler :

Soit une source S émet des bips sonores à intervalles de temps régulier et soit un récepteur R qui se situe sur une trajectoire rectiligne de la source, le son se propage le long de cette trajectoire avec la vitesse  $v_s$ . Pour un récepteur fixe, l'étude de l'effet Doppler se diffère selon la position de la source (S s'approche ou s'éloigne de R).

Dans le cas des métamatériaux l'effet Doppler est inversé. En effet, si l'émetteur fournit une fréquence  $\omega_0$  et le détecteur possède une vitesse  $v$ , le récepteur aura la fréquence  $\omega$  qui est définie en fonction de l'énergie  $u$  par la loi suivante :

$$\omega = \omega_0 \left(1 - p \frac{v}{u}\right) \quad (\text{I.61})$$

où la constante  $p$  dépend essentiellement de la nature du milieu où il se propage l'onde sonore. Pour les métamatériaux,  $p = -1$  et pour les milieux (RHM),  $p = +1$ .

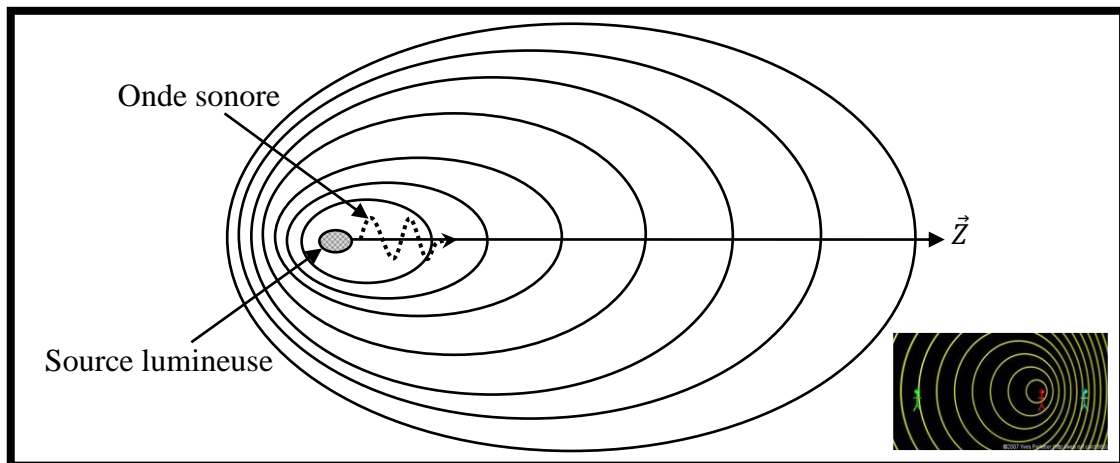


Figure I.51 : Effet Doppler.

### I.2.4.2.3. Inversion du rayonnement de Tcherenkov :

Si on jette un caillou dans l'eau, les perturbations de l'eau se propagent en formant des cercles concentriques autour du point d'impact du caillou. Si une source en mouvement perturbe la surface de l'eau en différents points avec une vitesse plus vite que la célérité des ondes à la surface de l'eau, un sillage en forme de V apparaîtra. Ce phénomène trouve son équivalent dans le domaine des ondes électromagnétiques, ils ont lui donné le nom d'effet Cerenkov.

L'effet Cerenkov inverse peut être produit quand une particule chargée traverse un métamatériau à l'aide d'une vitesse supérieure à la vitesse de la lumière, cette particule rayonne à partir d'un cône de lumière qui est dirigé vers l'arrière. On peut calculer l'angle  $\theta$  dite « angle de Cerenkov » par :

$$\cos \theta = \frac{c_0}{nv} = \sin \phi \quad (\text{I.60})$$

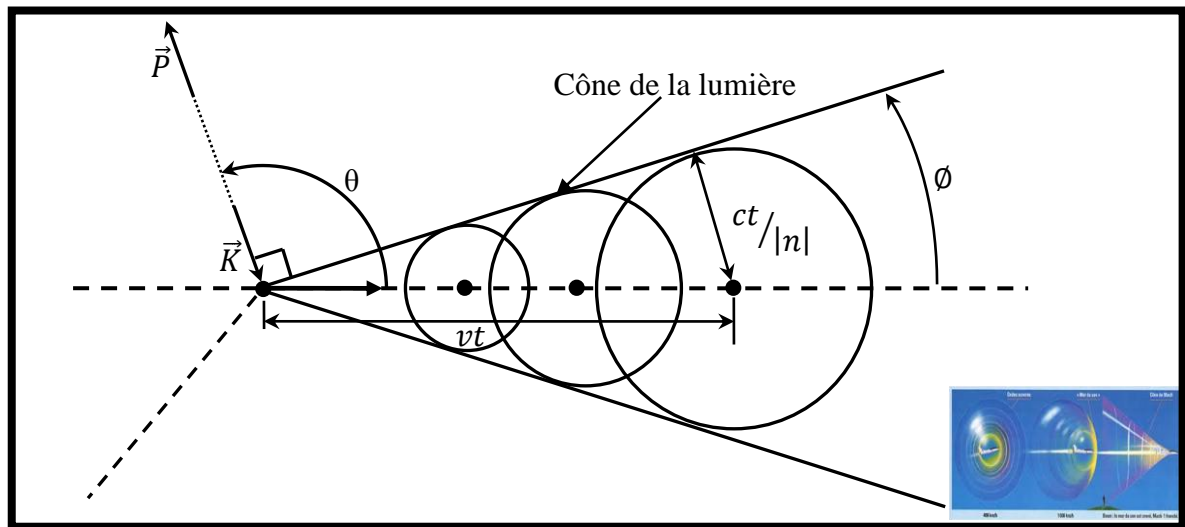


Figure I.52 : Inversion d'effet Cerenkov.

### I.3. Conclusion :

Ce premier chapitre nous a permis en premier temps de rappeler les diverses technologies de conception et de réalisation des filtres microondes. Une parmi ces technologies sera notée et utilisée pour une combinaison convenable avec les métamatériaux. Ces derniers qui sont représentés à partir de ses propriétés électromagnétiques, notamment le signe de la permittivité et la perméabilité et donc de l'indice de réfraction. Des structures à activités électriques et magnétiques seront étudiées et simulées le long du chapitre prochain pour justifier les caractéristiques et le comportement électromagnétique des métamatériaux.

# Chapitre 2

## Caractéristiques électromagnétiques des résonateurs métamatériaux

# 2

## Caractéristiques électromagnétiques des résonateurs métamatériaux.

**D**ans ce chapitre nous allons présenter une étude détaillée sur les caractéristiques électromagnétiques des résonateurs métamatériaux. Une caractérisation des résonateurs à activité électrique et magnétique sera obtenue à l'aide des résultats de simulation de ces résonateurs sous le simulateur HFSS.

## II.1. Introduction :

Chaque matériau est caractérisé par un jeu de paramètres qui sont la permittivité et la perméabilité ( $\epsilon$ ,  $\mu$ ), ces paramètres peuvent donner la réponse électrique et magnétique respectivement de ce matériau. Cependant, il est à noter que de manière générale, ces paramètres sont dépendants de la fréquence, et ainsi, leurs dénomination et caractéristiques (matériau magnétique, conducteur, diélectrique, etc. ...) dépendent fortement de la gamme de fréquence considérée.

Pendry put relier en 1998 les grandeurs d'un plasma aux dimensions de tiges métalliques très fines [56]. Il semblait dès lors possible d'abaisser la fréquence plasma aux fréquences microondes, et obtenir une structure à permittivité négative dans cette gamme de fréquences. Une année plus tard [49], son équipe de recherche introduit un rouleau suisse (swiss roll) dont la géométrie en spirale permet la réalisation d'un matériau à perméabilité négative, d'où la naissance d'un nouveau type de résonateurs qui est le Résonateur en Anneau Fendu (RAF), (ou Split-Ring Resonator, SRR). Le (RAF) est initialement substitué au rouleau suisse afin d'en limiter l'absorption, va devenir la structure phare dans le monde des métamatériaux. Les (RAF) résonnent à des longueurs d'onde largement supérieures à son diamètre (dimensions du résonateur faibles par rapport à la longueur d'onde) et concentrent une très grande énergie électrique au niveau de la fente. Les (RAF) possèdent des propriétés coupe-bande et une perméabilité négative dans une bande étroite de fréquences autour de sa résonance. Une association périodique des tiges métalliques rectilignes et des (RAF) va créer par la suite une structure à indice de réfraction négatif. Les caractéristiques électriques et magnétiques de ce genre de structures représentent l'objectif principal de ce chapitre tel que l'obtention et l'étude des coefficients de transmission et de réflexion.

## II.2. Permittivité et perméabilité artificielles :

Les propriétés électromagnétiques hyperfréquences des composites métal-diélectriques découlent principalement de deux caractéristiques :

- Le contraste diélectrique existant entre les permittivités du diélectrique (faibles et réelles) et celles du métal (très fortes et imaginaires), qui créent de très fortes hétérogénéités.
- La création de courant induit dans les inclusions métalliques par l'onde hyperfréquence.

En hyperfréquence, ces composites permettent de réaliser des fonctions permittivités et perméabilités effectives qui n'existent pas dans la nature sous forme de matériaux bruts. Cependant, ils sont fortement hétérogènes. Les dimensions des inclusions envisagées sont telles que l'on se place toujours en dessous du seuil de la diffraction. La longueur d'onde doit être d'un ordre de magnitude plus grande que les dimensions de la structure du composite ( $l \leq \lambda/10$ ). Les composites sont alors considérés comme des matériaux bruts ayant une permittivité et une perméabilité effectives. Pour les traiter comme les autres matériaux, on procède à une homogénéisation [57] du milieu.

Des travaux fondateurs dans le domaine d'homogénéisation sont très utiles, notamment pour déterminer les permittivités et les perméabilités effectives ( $\epsilon_{eff}$ ,  $\mu_{eff}$ ). Considérons par exemple, un empilement lamellaire de couches de métal et de diélectrique isotropes.

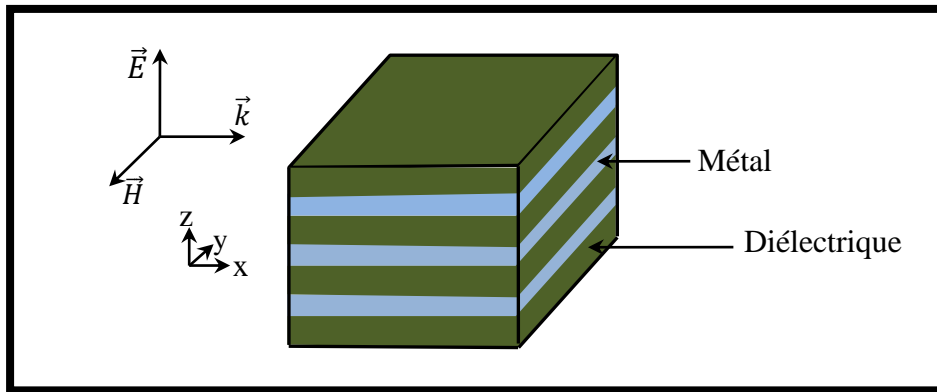


Figure II.1 : Composite lamellaire métal-diélectrique.

Selon sa géométrie, cet empilement est fortement anisotrope. Les paramètres effectifs de ce composite sont tensoriels. On souligne les deux polarisations principales où le champ électrique  $\vec{E}$  incident soit parallèle soit perpendiculaire aux lamelles. On désigne les paramètres effectifs d'après la polarisation du champ électrique pour la permittivité et celle du champ magnétique pour la perméabilité. Notons par exemple  $\varepsilon_{//}$  la permittivité du composite pour un champ électrique incident parallèle aux couches. En négligeons l'influence d'un constituant sur l'autre, les lois de Wiener [58] s'écrivent :

- Lorsque le champ électrique est parallèle et le champ magnétique est perpendiculaire aux lamelles :

$$\begin{cases} \varepsilon_{//} = q\varepsilon_d + (1 - q)\varepsilon_m \\ \frac{1}{\mu_{\perp}} = \frac{q}{\mu_d} + \frac{(1-q)}{\mu_m} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

- Lorsque le champ électrique est perpendiculaire et le champ magnétique est parallèle aux lamelles :

$$\begin{cases} \frac{1}{\varepsilon_{\perp}} = \frac{q}{\varepsilon_d} + \frac{(1-q)}{\varepsilon_m} \\ \mu_{//} = q\mu_d + (1 - q)\mu_m \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où :  $q$  représente le taux de charge en matière diélectrique,  $(\varepsilon_d, \varepsilon_m)$  représentent la permittivité du diélectrique et du métal respectivement et  $(\mu_d, \mu_m)$  représentent la perméabilité du diélectrique et du métal respectivement. Ces lois peuvent également se généraliser à des composites dont les constituants sont anisotropes.

Le concept de perméabilité artificielle date des années 80. Récemment, J. Pendry [56] a popularisé cette notion. Cependant, il est très difficile, voir impossible, de concevoir des composites qui ne présentent que de la permittivité artificielle ou que de la perméabilité artificielle. Ces deux notions sont liées car, dans le meilleur des cas, on obtient un composite principalement diélectrique ou principalement magnétique dans une seule direction et pour certaine polarisation. C'est pourquoi, les paramètres  $\varepsilon_{eff}$  et  $\mu_{eff}$  sont étudiées simultanément.

Pour pouvoir parler de permittivité et de perméabilité effective, il faut se situer en dessous du seuil de diffraction. Certains composites comme les cristaux photoniques sont des composites pour lesquels le formalisme de permittivité et de perméabilité effective n'a pas de sens. Les composites à indices de réfraction négatifs se situent précisément à la frontière entre les composites artificiels homogènes et les cristaux photoniques.

En hyperfréquences, deux grandes voies de recherche ont été empruntées jusqu'à présent pour créer des composites artificiels. La première voie s'attache à créer des dipôles électriques et magnétiques artificiels. Les composites obtenus de cette manière sont nommés « composites à inclusions dipolaires résonantes ». Leur fonctionnement repose sur le phénomène de la résonance électromagnétique des inclusions qui créent une polarisation artificielle. La dimension des inclusions métallique est liée est donc liée à la longueur d'onde incidente. Parmi ces composites, on peut citer les chiraux et les résonateurs magnétiques (Swiss Roll Resonator). La seconde voie imagine des composites dont le fonctionnement ne repose pas sur la résonance dipolaire. La polarisation artificielle provient alors de la géométrie et de la profondeur de pénétration de l'onde dans la partie métallique des composites, ces derniers sont souvent appelés « composites à inclusions non résonantes ». Parmi ces composites on peut citer les réseaux de fils parallèles qui sont le siège d'une résonance de plasmon. Les inclusions peuvent avoir une forme variable, les plus fréquentes ont des formes, pour des raisons technologiques, sphériques, tubulaires ou filaires [59].

### II.2.1. Permittivité négative :

Dans le domaine infrarouge et optique du spectre électromagnétique, des permittivités négatives sont observées pour les métaux alcalins. Ce comportement est dû à la masse et à la charge de l'électron et est à l'origine de la physique riche et intéressante que l'on peut trouver dans les systèmes métalliques à très hautes fréquences. L'inconvénient avec ces matériaux est que dans le régime optique et microonde, les pertes résistives dans les métaux deviennent dominantes. Cependant, des matériaux artificiels se comportant comme des milieux effectifs et possédant une permittivité négative ont été réalisés. L'avantage de ces milieux artificiels est que les pertes résistives peuvent être contrôlées. Ce type de matériau est plus connu sous le nom de « plasma artificiel ».

La force de Coulomb et la masse finie de l'électron se combinent pour donner au plasma idéal une dispersion de la permittivité suivant la relation :

$$\varepsilon_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (\text{II.3})$$

où  $\omega_p$  représente la fréquence plasma, elle est donnée par :

$$\omega_p^2 = \frac{\rho e^2}{\varepsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.4})$$

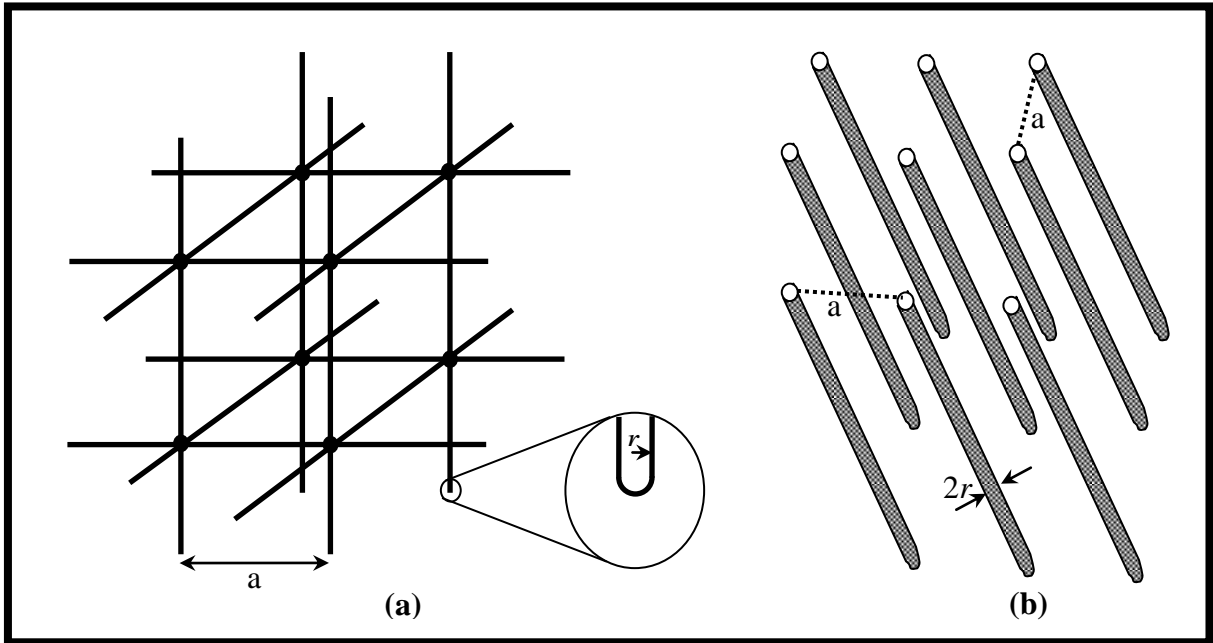
avec :  $(\rho, e, m_{eff})$  représentent respectivement la densité, la charge et la masse effective de l'électron.

Vu que la charge spécifique de l'électron est très grande ( $e/m_{eff} = -1.76 \times 10^{11} \text{CKg}^{-1}$ ), la fréquence de plasma des métaux se situent



typiquement dans le domaine ultraviolet du spectre. Afin d'abaisser cette fréquence, des particules plus lourdes et ayant une densité de charge  $\rho$  plus faible sont exigées.

Une telle structure, se comportant comme un plasma de faible densité a été introduite par J. Pendry [60] est représentée sur la figure (II.2.a). Cette structure se compose d'une matrice carrée des fils métalliques parallèles infiniment minces et longs.



**Figure II.2 : (a) structure périodique 3-D de tiges métalliques [60]  
(b) structure en tige tubulaire équivalente.**

J. Pendry a démontré comment il arrivait à abaisser la fréquence  $\omega_p$  avec la structure configurée dans la figure II.2.a. Il a supposé qu'il y ait un déplacement d'électrons dans les tiges selon uniquement un des trois axes. Donc, seules les tiges dirigées selon cet axe sont actives et produisent une densité effective d'électrons ( $\rho_{eff}$ ), plus faible. Cette densité effective est définie comme l'aire occupée par les tiges actives. On peut écrire alors :

$$\rho_{eff} = \rho\pi \left(\frac{r}{a}\right)^2 \quad (II.5)$$

La relation (II.5) permettant de calculer la fréquence de plasma de la structure tridimensionnelle (3-D) qui a été démontrée dans [60].

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi}{\ln\left(\frac{a}{r}\right)} \left(\frac{C_0}{a}\right)^2 \quad (II.6)$$

avec  $C_0$  est la vitesse de la lumière dans le vide,  $a$  est la périodicité du réseau de tiges et  $r$  représente le rayon de chaque tige.

On peut remarquer que la fréquence plasma dépend essentiellement des paramètres géométriques de la structure, donc on peut ajuster la permittivité effective d'une telle

structure à partir des grandeurs  $a$  et  $r$ . Donc, la permittivité effective soit négative ( $\epsilon_{eff} < 0$ ) pour toutes les fréquences ( $\omega < \omega_p$ ).

Dans le contexte des métamatériaux, l'étude des structures est effectuée dans le domaine fréquentiels en dessous de la fréquence de plasma. Dans ce domaine fréquentiel, la permittivité effective est donnée par la relation suivante :

$$\epsilon_{eff}(f) = 1 - \frac{f_p^2}{f(f+i\xi)} \quad (\text{II.7})$$

où  $\xi$  est le facteur d'amortissement qui traduit la dissipation de l'énergie dans le système, ce facteur est donné par :

$$\xi = \frac{2\epsilon_0 a^2 f_p^2}{\sigma r^2} \quad (\text{II.8})$$

avec  $\sigma$  représente la conductivité du métal des tiges.

La relation (II.7) montre que la permittivité effective est une grandeur complexe qui possède une partie réelle et une partie imaginaire, d'où les deux notions  $Re\{\epsilon_{eff}\}$  et  $Im\{\epsilon_{eff}\}$ . La permittivité effective peut être représentée selon (II.3) par :

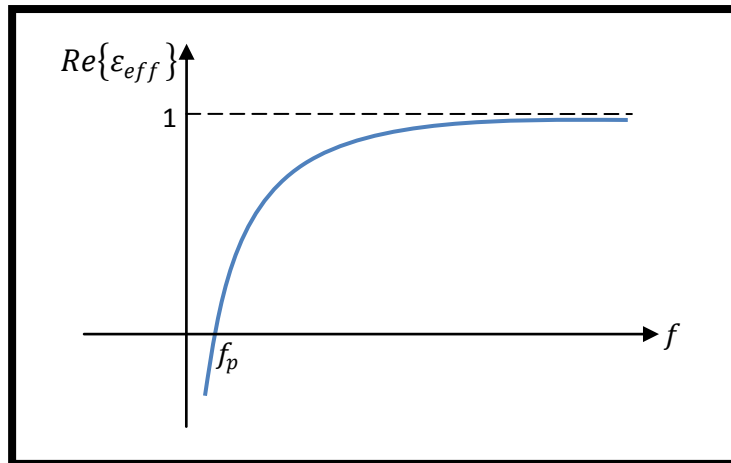


Figure II.3 : Variation de  $\epsilon_{eff}$  dans le domaine fréquentiel.

### II.2.2. Perméabilité négative :

Si on considère un matériau magnétique, on observe qu'il se comporte comme un ensemble de dipôles magnétiques. Ses propriétés magnétiques s'étendent sur une large bande de fréquence. Les ferrites par exemple, peuvent présenter une perméabilité constante sur plusieurs centaines de MHz. Ces dipôles magnétiques trouvent leur origine au niveau atomique dans les moments magnétiques engendrés par les charges en mouvement. Cependant, les matériaux magnétiques bruts ont également leurs limites, notamment fréquentielles, au delà de quelques GHz, il n'existe plus aucun magnétisme naturel exploitable en hyperfréquence sur une large bande.

Le magnétisme artificiel propose d'assouplir ce problème, la possibilité de créer des milieux non-magnétiques avec des réponses magnétiques est alors très intéressante. Cette

possibilité est devenue une réalité en 1999 quand J. Pendry [61] introduisit la structure appelée « rouleau suisse » ou (swiss-roll).

### II.2.2.1. Rouleau suisse :

Le rouleau suisse est une structure artificielle métallique qui a une résonance magnétique sans la présence de composant magnétique. Chaque rouleau suisse individuel est composé d'un cylindre de rayon  $r$  sur lequel est enroulée une spirale conductrice isolée de  $N$  trous. L'espacement entre deux trous consécutifs est noté par  $d$ . Donc, il n'existe pas de contact électrique entre les couches. Quand un champ magnétique alternatif est appliqué selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur, la capacité va créer alors le circuit résonant et fait circuler le courant.

Une condition nécessaire étant respectée ( $\lambda \gg r$ ), par conséquent une capacité créée est grande et une résonance dans le domaine radiofréquences (centaines de MHz). Le milieu constitué d'un réseau de rouleaux suisses pouvait donc être considéré comme un milieu homogène.

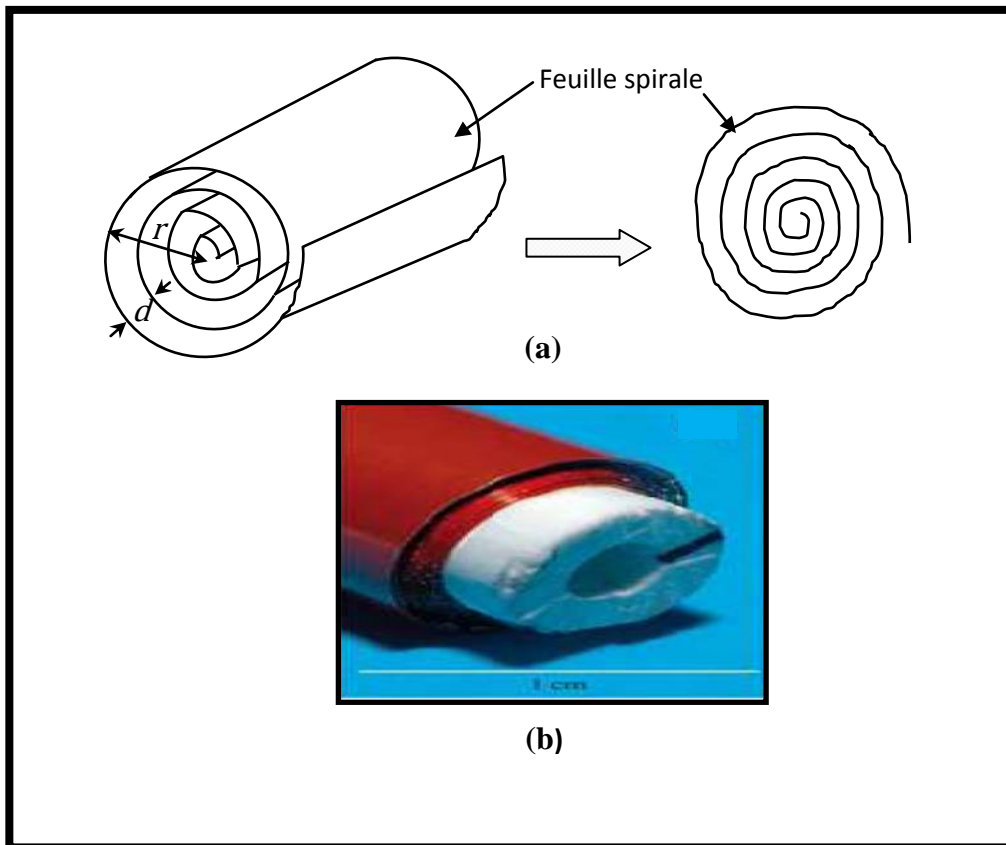


Figure II. 4 : Structure rouleau suisse  
(a) structure introduite par Pendry (b) exemple réalisé.

La relation permettant de calculer la perméabilité effective est [61] :

$$\mu_{eff} = \frac{F}{1 - \left[ \frac{dC_0^2}{2\pi^2 r^3 (N-1)\omega^2} - i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0 (N-1)} \right]} \quad (\text{II.9})$$

La feuille spirale a une conductivité  $\sigma$  et l'isolant entre les couches conductrices a une permittivité  $\epsilon$ . Le facteur  $F$  représente le taux de remplissage de matériau qui est magnétiquement actif.

La perméabilité effective peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\Gamma\omega} \quad (\text{II.10})$$

avec :  $\omega_0$  représente la fréquence de résonance, elle est donnée par :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{dC_0^2}{2\pi^2 r^3 (N-1)}} \quad (\text{II.11})$$

et  $\Gamma$  représente l'amortissement de résonance, elle est donnée par :

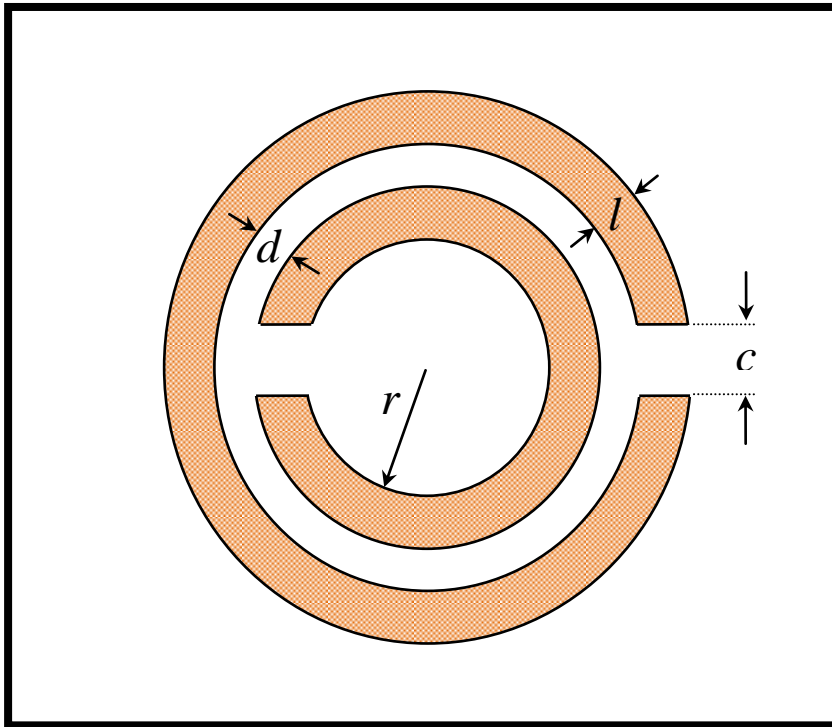
$$\Gamma = \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0 (N-1)} \quad (\text{II.12})$$

La structure rouleau suisse résonne seulement quand le champ magnétique est appliqué selon l'axe du rouleau et pas dans les autres directions. De plus, pour les ondes transverses incidentes sur un réseau de ces structures où le champ électrique est parallèle aux cylindres, une absorption est observée. De ce fait, des comportements anisotropes indésirables peuvent être obtenus.

### II.2.2.2. Résonateur en Anneau Fendu :

Afin de limiter l'absorption de la structure rouleau suisse, l'équipe de recherche de J. Pendry a proposé une autre structure basée sur les anneaux fendus, souvent appelée « Résonateur en Anneau Fendu » (RAF) ou en anglais (Split Ring Resonator, « SRR »). Le (RAF) peut être considéré comme étant une structure en circuit imprimé qui possède une perméabilité artificielle. En périodisant la structure selon les directions de l'espace ( $x, y, z$ ), Pendry obtient alors un milieu artificiel isotrope.

La structure de base étudiée par Pendry est de type circulaire, possédant deux anneaux dont le deuxième anneau est fendu à l'opposé du premier (figure II. 5), ce qui annule partiellement la polarisabilité magnéto-électrique de la structure. Selon la géométrie des anneaux fendus, on peut avoir aussi le (RAF) carré où les deux anneaux ont une forme carrée.



**Figure II.5 : Résonateur en anneau fendu (RAF) circulaire introduit par J. Pendry.**

où :  $r$  représente le rayon du (RAF),  $l$  est la largeur de l'anneau interne,  $c$  est la largeur de la coupure des deux anneaux et  $d$  représente l'espacement entre ces anneaux.

À la différence du magnétisme naturel, les résonateurs en anneaux fendus ne se comportent pas comme des dipôles dès les basses fréquences, car ils ne sont pas spontanément parcourus par un courant. Pour qu'un dipôle magnétique existe, il faut qu'un courant circule dans l'anneau. Un couplage optimal avec l'onde électromagnétique incidente permet à ce courant de varier dans le temps de manière uniforme sur toute la géométrie de l'anneau. Dans ces conditions, l'anneau entre en résonance et il existe une perméabilité artificielle.

Le (RAF) résonne à une fréquence où la longueur d'onde du vide est largement supérieure à son diamètre. Une propriété intéressante du (RAF) est son pouvoir à concentrer de l'énergie électrostatique du champ incident dans les régions où est créée la capacité permettant au courant de circuler.

D'autres types de structures présentant une perméabilité négative ont par la suite été proposés dans la littérature. Afin de régler le problème d'anisotropie du (RAF), une équipe suisse a introduit un motif bi-dimensionnel appelé « Résonateur en Anneau Fendu croisé » (RAF<sub>c</sub>) ou (Crossed Split Ring Resonator, CSRR). Cette structure est constituée de deux (RAF) de mêmes dimensions, perpendiculaires l'un à l'autre. Ce motif accroît donc l'isotropie dans deux directions de l'espace. En effet, la structure est polarisée avec un champ se propageant dans le plan  $x\hat{o}y$  (angle d'incidence  $\varphi$ ).

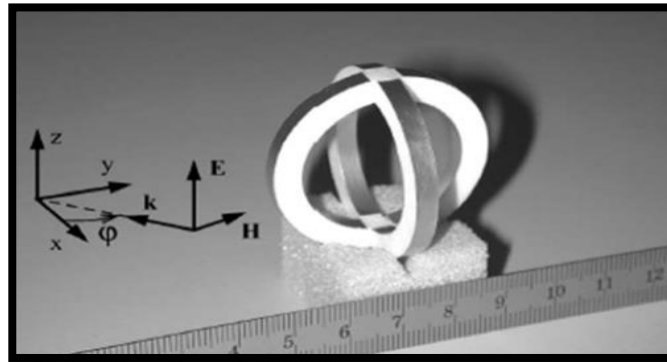


Figure II.6 : Motif bi-dimensionnel proposé par Balmain [62].

D'autres types de structures présentant une perméabilité négative ont aussi été proposés par J. Baena [63]. En reliant les deux anneaux formant le (RAF) dans un premier temps, J. Baena a conçu un résonateur en spirale (figure II.7.a). Il a ensuite rajouté un troisième anneau qui aussi relié aux deux autres déjà reliés entre eux (figure II.7.b). Ces deux motifs conservent le comportement fréquentiel que le (RAF) de Pendry, tout en ayant l'avantage de diminuer fortement la fréquence de résonance car la capacité équivalente du résonateur est augmentée.

La fréquence de résonance du résonateur en anneau fendu circulaire en spirale (RAFSp) peut relier à celle du (RAF) classique de Pendry par la relation suivante :

$$f_{rés}(RAF) = 2f_{rés}(RAFSp) \quad (II.13)$$

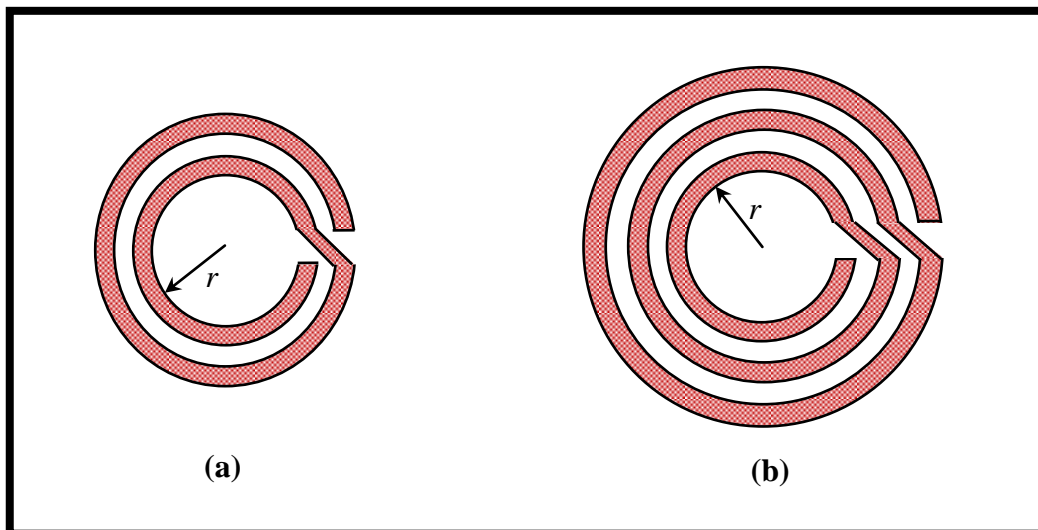


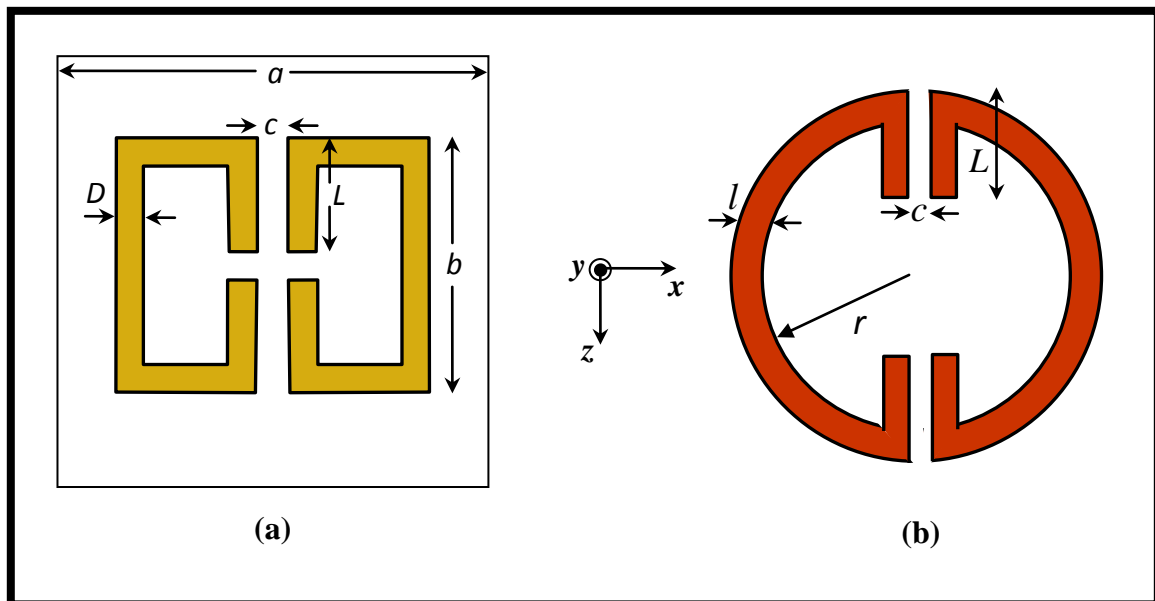
Figure II. 7 : Résonateurs en anneaux fendus en spirale proposés par J. Baena.

Des résonateurs à activité magnétique en forme de « C » ont été aussi introduits par O'Brien [64] afin d'avoir des fréquences de résonance de l'ordre de dizaines de térahertz (THz). L'auteur a pris en compte les contributions de la masse effective des électrons et l'absorption de l'énergie qui peuvent avoir des conséquences négatives sur la réponse

électromagnétique. En effet, lorsqu'on va réduire les différentes dimensions du résonateur pour établir une fréquence de résonance élevée, des effets inductifs apparaissent et peuvent créer un effet de saturation pour la fréquence de résonance. Cette saturation est expliquée par le fait que plusieurs résonances seront tellement proches que l'on ne pourra plus distinguer la fréquence de chacune d'entre elles. Une autre conséquence des dimensions fortement réduites est la diminution du libre parcours moyen des électrons dans le métal formant le résonateur. Ceci se traduit en un effet de surface accentué qui contribue à augmenter le niveau d'absorption dans le motif par rapport à son support diélectrique. Concernant l'excitation des résonateurs en « C », le champ électrique est dirigé selon l'axe des  $x$ , le champ magnétique est dirigé selon l'axe des  $y$  et la direction de propagation est selon l'axe des  $z$ .

La structure d'O'Brien peut prendre la forme « C » selon deux configurations possibles, la première est sous forme carrée (figure II.8.a), tandis que la seconde est sous la forme circulaire (figure II.8.b).

Généralement, les dimensions de ce type de résonateurs sont de l'ordre de quelques nanomètres (nm), mais on peut faire une étude de ces résonateurs dans la bande X de fréquence, ce qui signifie une périodicité et un diamètre de l'ordre de quelques millimètres. On note que ce genre de structure est très intéressant lors de la réalisation des dispositifs microondes à base des métamatériaux.



**Figure II.8 : Résonateurs en anneaux fendus en « C » de type (a) carré, (b) circulaire.**

### II.2.3. Permittivité et perméabilité simultanément négative :

Il existe des motifs de résonateurs qui peuvent représenter une permittivité ( $\epsilon$ ) et une perméabilité ( $\mu$ ) simultanément négative. Le premier motif est en forme de «  $\Omega$  », il a été introduit par Simovski [65]. Ce type de résonateurs contient à la fois un anneau et deux

bras conducteurs (figure II.9.a). Un autre type de motif a été introduit par la suite [66] et présentant une permittivité et perméabilité simultanément négative, ce motif est en forme de « S » (figure II.9.b). Ces motifs combinent à la fois un dipôle magnétique par le biais de l'anneau et un dipôle électrique par le biais des bras. L'avantage souligné par ce genre de motif est la facilité de la conception d'une structure périodique qui peut être polarisée selon deux directions.

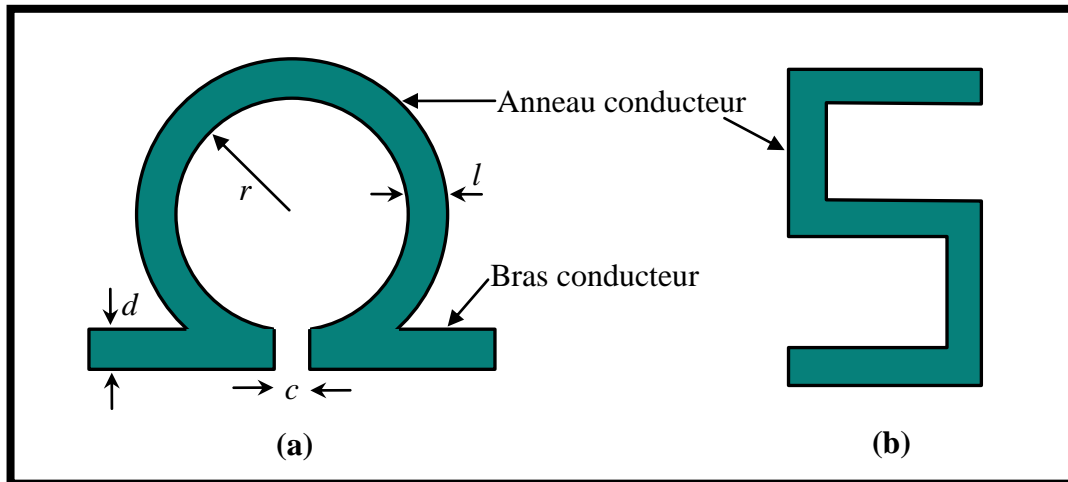


Figure II.9 : Motifs de résonateurs présentant ( $\epsilon < 0$  et  $\mu < 0$ ) en forme de :  
(a) «  $\Omega$  », (b) « S ».

### II.3. Processus d'homogénéisation :

Une manière simple d'obtenir des caractéristiques macroscopiques d'un matériau hétérogène est d'appliquer un processus de moyenne. La masse volumique d'un mélange hétérogène est ainsi calculée en divisant la masse par le volume. On peut aussi remonter à cette masse volumique à la moyenne des densités, pondérées par les fractions volumiques, des divers matériaux homogènes mélangés. L'approche est bien plus complexe quand il s'agit de calculer les paramètres électromagnétiques équivalents d'une structure, car ce qui invite à une telle démarche est avant tout la connaissance des interactions du champ électromagnétique avec le matériau équivalent. Cette démarche nommée souvent « homogénéisation », qui n'est en aucun cas une simple prise de moyenne, consiste alors à trouver les paramètres électromagnétiques uniformes équivalents tout en conservant une propagation cohérente des ondes électromagnétiques.

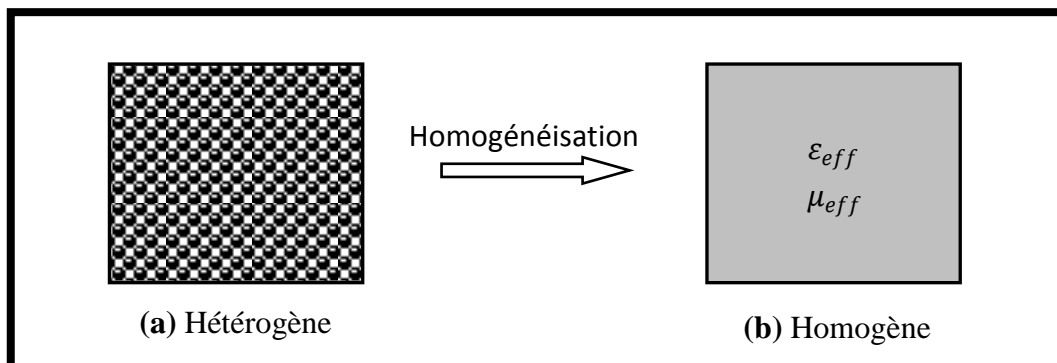


Figure II.10 : Processus d'homogénéisation d'un matériau hétérogène.



Le fait de considérer un matériau hétérogène comme homogène ne peut être valide que lorsque la longueur de l'onde incidente est « très grande » devant la taille des inhomogénéités. L'onde électromagnétique ne peut alors distinguer les détails d'une structure, bien que leur influence demeure notable sur sa propagation.

#### II.4. Extraction des paramètres effectifs d'une structure métamatériau :

Soit une structure périodique de période transverse ( $P_T$ ) et d'épaisseur ( $d$ ), la procédure d'homogénéisation de cette structure respecte une condition nécessaire qui impose que seul le mode fondamental doit se propager dans la structure périodique et dans le milieu équivalent. Donc on obtient l'équivalent de cette structure qui sera une structure homogène de paramètres effectifs ( $\epsilon_{eff}, \mu_{eff}$ ).

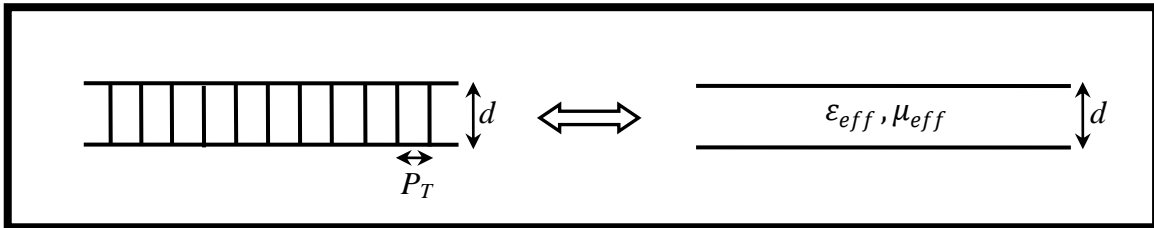


Figure II.11 : Application d'équivalence sur la structure périodique.

Le problème de transmission-réflexion se traduit par une méthode d'inversion qui consiste à calculer les paramètres effectifs ( $\epsilon_{eff}, \mu_{eff}$ ) à partir des coefficients de transmission et de réflexion ( $t, r$ ). Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétiques à travers un matériau homogène d'épaisseur  $d$  peuvent être exprimés en fonction de l'indice de réfraction  $n$  et en fonction de l'impédance  $Z$  de ce matériau, selon les relations suivantes [67] :

$$t^{-1} = \left[ \cos(nkd) - \frac{i}{2} \left( Z + \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd) \right] \quad (\text{II.14})$$

$$\frac{r}{t} = -\frac{i}{2} \left( Z - \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd) \quad (\text{II.15})$$

où  $k$  représente le vecteur d'onde plane incidente dans le vide.

Donc à partir du couple ( $t, r$ ) on peut obtenir les expressions du couple ( $n, Z$ ). Alors on peut tirer facilement la permittivité  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$  à partir des deux relations suivantes :

$$\begin{cases} n = \sqrt{\epsilon\mu} \\ Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Donc on peut écrire les expressions de ( $\epsilon, \mu$ ) en fonction de ( $n, Z$ ) comme la suite :

$$\begin{cases} \epsilon = \frac{n}{Z} \\ \mu = nZ \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Le système d'équations (II.17) permet de caractériser un tel matériau d'une façon directe, à partir des deux coefficients de transmission et de réflexion ( $t, r$ ). On peut remarquer que

les deux paramètres  $(\epsilon, \mu)$  sont des fonctions complexes dispersives, ils dépendent de la fréquence et doivent satisfaire la condition de la causalité. Généralement, il n'est pas possible d'attribuer une impédance  $Z$  à un matériau non-continu, sauf dans le cas où la longueur d'onde dans le matériau est largement supérieure aux dimensions des éléments constituant le milieu (condition vérifiée pour le cas des résonateurs métamatériaux électriques et magnétiques).

À partir des deux relations (II.14) et (II.15), on peut remarquer que les deux paramètres  $n$  et  $Z$  ont des parties réelles et imaginaires, on écrit alors :

$$\begin{cases} n = n' + in'' \\ Z = Z' + iZ'' \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{cases} n' = \text{Re}\{n\}, n'' = \text{Im}\{n\} \\ Z' = \text{Re}\{Z\}, Z'' = \text{Im}\{Z\} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Finalement, on peut écrire pour l'indice de réfraction :

$$n' = \pm \text{Re} \left\{ \frac{\cos^{-1} \left( \frac{1}{2t} [1 - (r^2 - t^2)] \right)}{kd} \right\} \quad (\text{II.20})$$

$$n'' = \pm \text{Im} \left\{ \frac{\cos^{-1} \left( \frac{1}{2t} [1 - (r^2 - t^2)] \right)}{kd} \right\} \quad (\text{II.21})$$

Pour l'impédance  $Z$ , on écrit :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+r^2)-t^2}{(1-r^2)-t^2}} \quad (\text{II.22})$$

L'ambiguïté sur les signes des côtés droits des équations est vite évitée si on tient compte des deux propriétés existant dans le cas des métamatériaux, la première est que les milieux supposés passifs et la seconde est la décroissance de l'amplitude de l'onde électromagnétique à l'intérieur de telles structures. Ces propriétés nous amène à écrire :

$$\begin{cases} n'' > 0 \\ Z' > 0 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

## II.5. Simulation des résonateurs métamatériaux :

L'analyse des résonateurs métamatériaux est basée sur la détermination des coefficients de transmission et de réflexion. En effet, la caractérisation de ces résonateurs demande en premier temps la forme de variation pour la permittivité et la perméabilité effective. Comme nous l'avons indiqué précédemment, le savoir des deux coefficients  $(r, t)$ , nous permet de déduire le comportement de tels résonateurs. Durant notre travail, nous allons utiliser un support de calcul (simulation) convenable à ce genre de structure qui est le logiciel **HFSS** (**H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulator).

La raison pour laquelle nous avons utilisé le logiciel HFSS, c'est que ce genre de simulateur est très efficace pour caractériser le comportement électromagnétique des

structures microondes (finies ou infinies), notamment les structures périodiques, qui est le facteur principal dans notre analyse des résonateurs métamatériaux. On note que le HFSS utilise la méthode des éléments finis durant toutes ses opérations effectuées. Pour nos études, nous allons respecter les critères de ce logiciel (type de solution, construction des structures en 3-D, excitation des ports et surtout les conditions aux limites) pour aboutir aux résultats convenables. Un guide d'utilisation du HFSS peut expliquer en (annexe D).

### II.5.1. Analyse des résonateurs à activités électriques :

Dans la section (§ II.2.1), nous avons cité les relations nécessaires pour la caractérisation du réseau périodique de tiges métallique introduit par Pendry. Dans cette section, ces réseaux de tiges seront simulés sous HFSS, puis analysés pour avoir leur comportement électromagnétique. L'objectif principal de cette simulation est l'évolution de la fréquence plasma ( $f_p$ ) et la variation de la permittivité effective ( $\epsilon_{eff}$ ) en fonction de cette fréquence.

La méthode utilisée pour avoir le paramètre effectif ( $\epsilon_{eff}$ ) est la méthode d'homogénéisation indiquée précédemment. Lors de la simulation, nous allons introduire tous les paramètres qui ont une influence sur notre étude tels que les paramètres géométriques de la structure et les paramètres électromagnétiques. Les paramètres géométriques de chaque structure étudiée sont la largeur des tiges ( $r$ ) et la périodicité ( $a$ ) des réseaux de ces tiges, tandis que les paramètres électromagnétiques sont obtenus en fonction de la polarisation de la structure, c'est-à-dire en fonction du trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ .

Selon ses longueurs, on distingue deux types de tiges métalliques, les tiges métalliques continus et les tiges discontinus. Pour le premier type, les tiges sont infiniment longues et pour le second type les tiges peuvent avoir des longueurs finies.

Durant notre simulation, en polarisant les structures de telle sorte que le trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$  respecte l'orientation de la base  $(x, y, z)$ , donc on peut dire que les tiges métalliques sont orientées suivant la direction des  $x$  et le réseau des tiges sera infini selon l'orientation du champ magnétique  $\vec{H}$  et selon la direction de propagation de l'onde électromagnétique (réseaux infinis selon les direction  $y$  et  $z$ ).

#### II.5.1.1. Réseaux de tiges continues :

Pour la simulation sous HFSS, en désignant qu'une cellule unitaire comporte une seule tige métallique. Donc la simulation se faite pour un réseau infini selon l'axe des  $y$  mais pour l'axe des  $z$  on a seulement une rangée de tiges. En passant aux paramètres géométriques, la largeur de tige et la période du réseau sont choisies de manière à obtenir les fréquences plasmas dans une bande de fréquences de l'ordre de quelques GHz (modélisation de Pendry dans la bande fréquentielle X), une boîte de rayonnement sera utiliser pour protéger la structure. Il nous reste que les conditions aux limites appliquées sur cette boîte, qui sont supposées selon le type de polarisation de la structure (dans notre cas : les murs électriques sont sur les deux faces normales à l'axe des  $x$  et les murs magnétiques sont sur les deux faces normales à l'axe des  $y$ ). La figure suivante montre le comportement géométrique de notre cellule unitaire.

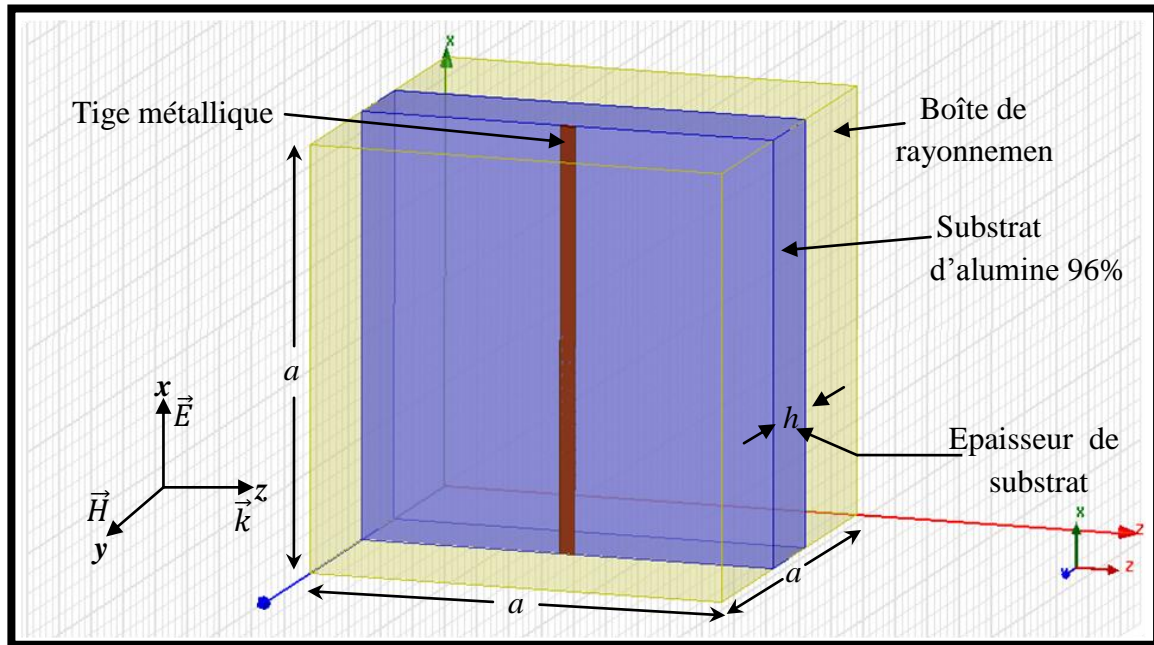


Figure II.12 : Cellule unitaire de tige métallique continue.

Les caractéristiques physiques du substrat sont : substrat en alumine 96% de permittivité relative ( $\epsilon_r = 9.4$ ), de pertes tangentielles de l'ordre de 0.006 et d'épaisseur ( $h = 1\text{mm}$ ). On note que ce substrat est utilisé pour la simulation de toutes les autres structures, concernant ce chapitre.

- Pour une tige de caractéristiques suivantes :
  - Une piste en cuivre de largeur ( $2r = 0.15\text{mm}$ ) et d'épaisseur infiniment petit ( $t = 5\mu\text{m}$ ).
  - Une même longueur que la longueur de la boîte de rayonnement ( $a = 4.2\text{ mm}$ ).
- Pour une périodicité fixe qui a la même longueur que la longueur de la boîte de rayonnement ( $a = 4.2\text{mm}$ ).

On peut visualiser le comportement de la cellule unitaire de tige métallique par les deux coefficients de réflexion et de transmission sur la figure suivante :

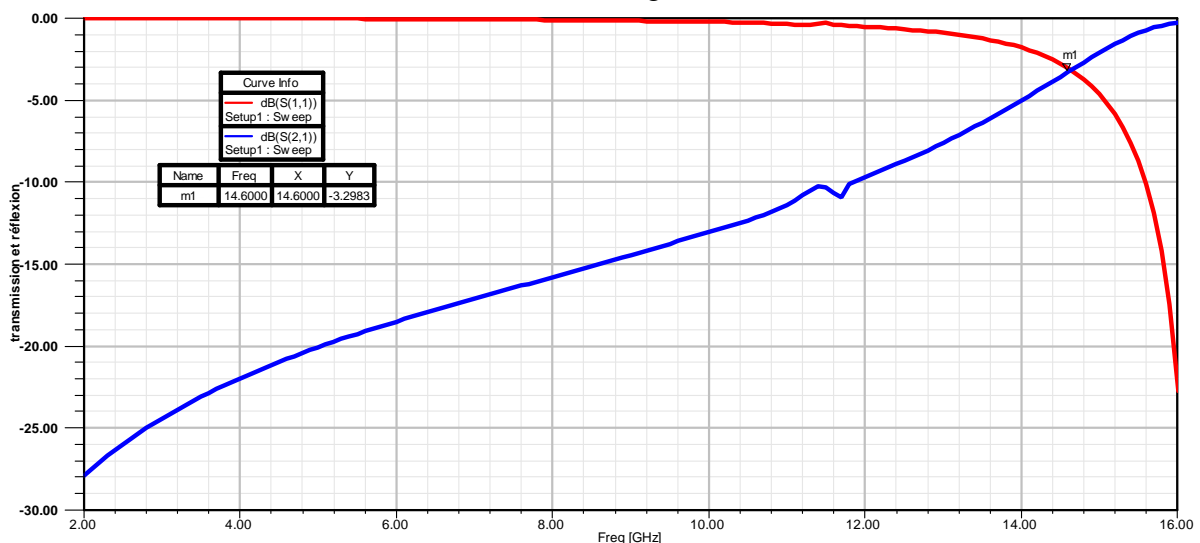
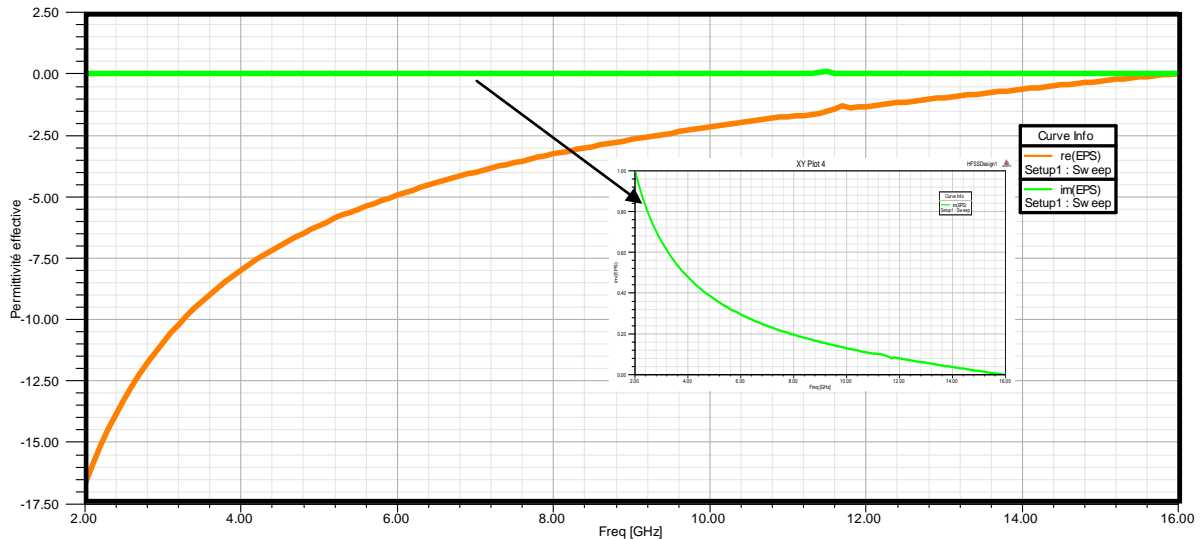


Figure II.13 : Transmission et réflexion de la cellule unitaire de tige continue.

Sur la figure II.13, nous observons la fréquence de plasma (fréquence de coupure) qui vaut ( $f_p=14.6$  GHz) pour une transmission de type passe-haut de l'ordre de  $-3.29$ dB. On peut noter qu'il y a une réjection totale des signaux en dessous de  $f_p$  et une zone de transparence en dessus de  $f_p$ .

En passant à l'extraction de la permittivité effective ( $\epsilon_{eff}$ ), à l'aide de la méthode d'homogénéisation on peut obtenir la figure suivante :



**Figure II.14 : Permittivité effective de la tige métallique continue.**

Nous remarquons que la partie réelle de la permittivité effective  $\text{Re}(\epsilon_{eff})$  est négative dans toute la bande fréquentielle en dessous de la fréquence de plasma, mais la partie imaginaire  $\text{Im}(\epsilon_{eff})$  est positive en tous points de cette gamme fréquentielle.

### II.5.1.2. Réseau de tiges discontinues :

Dans ce type de réseaux, les tiges métalliques ont des longueurs finies, en conservant les mêmes paramètres électromagnétiques que pour la structure précédente (même polarisation). On note que le réseau reste toujours infini selon les deux directions  $x$  et  $y$ . Nous choisissons une longueur de la tige de telle sorte qu'on peut avoir des réponses dans les bandes fréquentielles convenables et nous gardons la même largeur de la tige précédente.

- Le réseau peut avoir donc, les caractéristiques géométriques suivantes :

- Une piste en cuivre de largeur ( $2r = 0.15$ mm) et d'épaisseur infiniment petit ( $t = 5\mu\text{m}$ ).
- La longueur de la tige choisie est ( $a = 3.5$ mm).

La structure peut se représentée par la figure suivante :

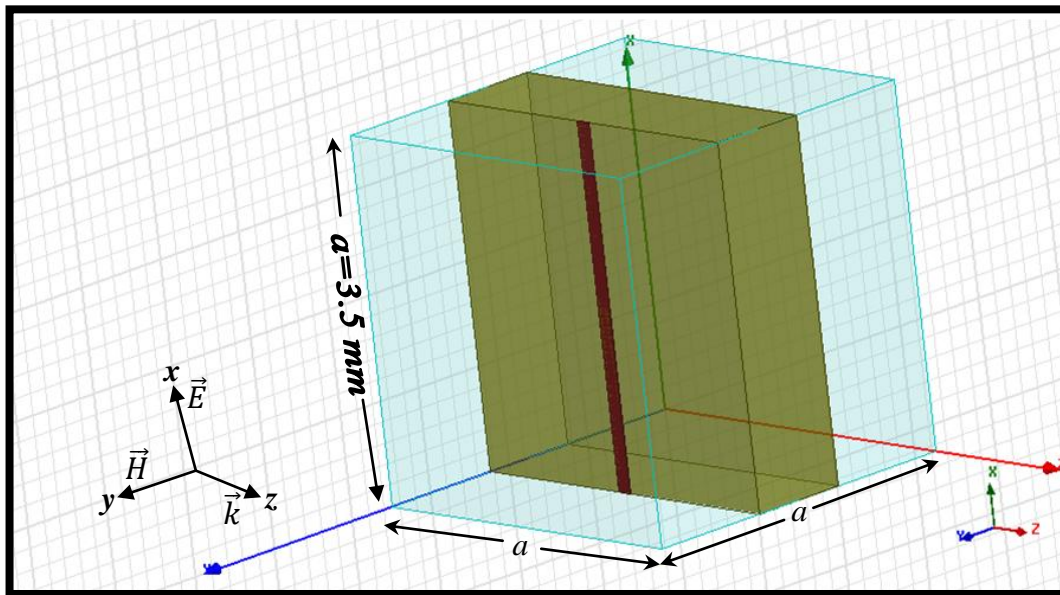


Figure II.15 : Cellule unitaire de tige métallique discontinue.

Pour les mêmes caractéristiques physiques du substrat que la structure précédente (tige continue) et pour les mêmes conditions aux limites de notre structure, le simulateur HFSS permet de nous donner les deux coefficients de transmission et de réflexion représentés par la figure suivante :

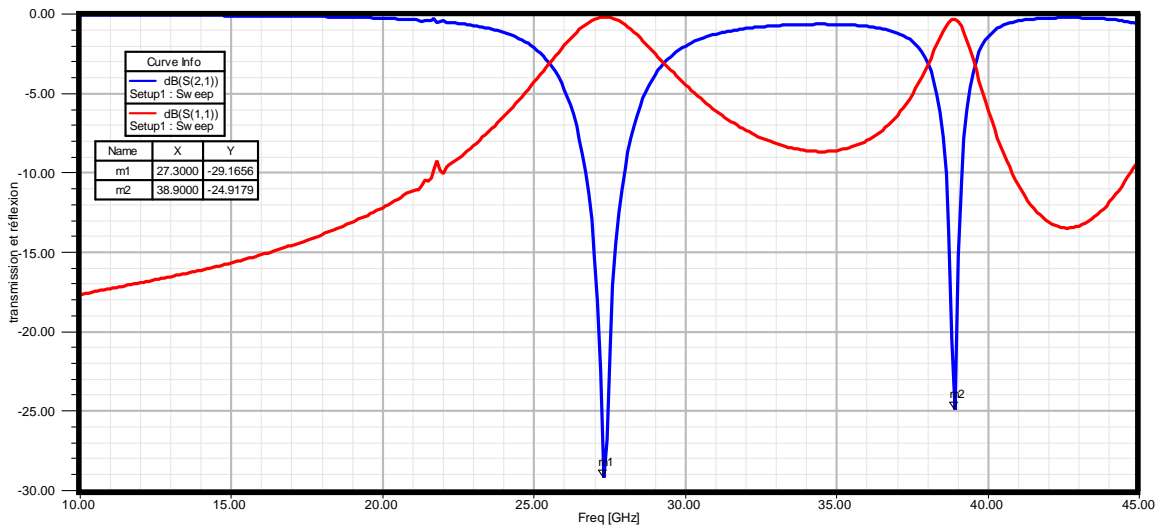


Figure II.16 : Transmission et réflexion de la tige discontinue.

Sur la figure II.16, nous remarquons que le comportement du réseau de tiges métalliques discontinues est de type coupe bande. Ce réseau possède deux résonances pour les deux fréquences  $f_1 = 27.3$  GHz et  $f_2 = 38.9$  GHz qui ont les deux valeurs de transmission -29.16 dB et -24.91 dB respectivement.

Le paramètre effectif ( $\epsilon_{eff}$ ) est représenté par la figure suivante:

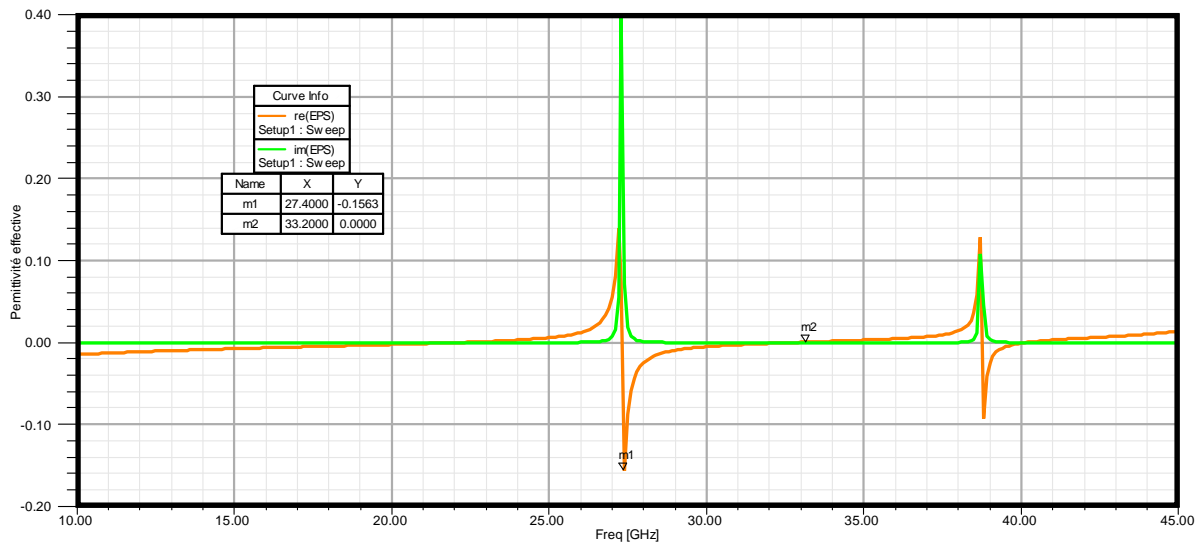


Figure II.17 : Permittivité effective de la tige métallique discontinue.

À partir de la figure II.27, on peut remarquer que cette structure de tiges discontinues est usuelle seulement sur la gamme fréquentielle [27.4 – 33.2] GHz, parce que sur cette gamme on a la partie réelle de la permittivité est négative ( $\text{Re}\{\epsilon_{eff}\} < 0$ ). pour diminuer la fréquence de plasma on peut jouer sur les paramètres géométrique du réseau de tiges métalliques.

### II.5.1.3. Périodicité du réseau de tiges métalliques :

Dans cette section nous allons montrer l'influence de la périodicité sur les réponses des réseaux de tiges métalliques. Pour cette raison, nous allons varier la période de la cellule unitaire ( $a$ ) et nous allons ajouter aussi une deuxième rangée selon la direction de propagation. Pour la simulation de la structure globale, nous avons gardé les mêmes propriétés électromagnétiques (polarisation selon l'axe  $x$  et mêmes orientations des murs électriques et magnétiques) et aussi les mêmes caractéristiques physiques du substrat. Le réseau de quatre tiges métalliques peut représenter par la figure ci-dessous :

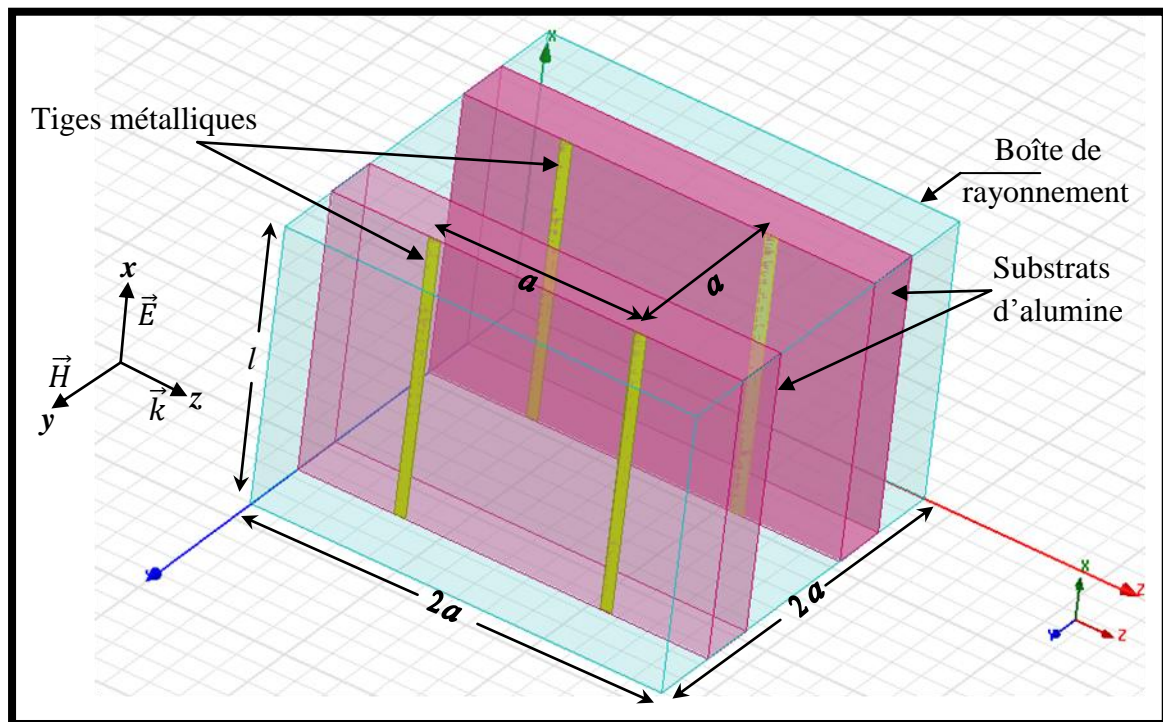


Figure II.18 : Réseau de quatre tiges métallique.

Pour les caractéristiques suivantes du réseau représenté par (figure II.18) :

- Une période de réseau ( $a = 3.5\text{mm}$ ).
- Une longueur de la boîte de rayonnement ( $l = 4.2\text{mm}$ ).
- Quatre tiges de longueurs infinies (la longueur ainsi indiquée sur la figure ci-dessus est la même que la longueur  $l$ , pour appliquer les conditions aux limites sur la boîte de rayonnement).

On peut avoir les coefficients de transmission et de réflexion représentés sur la figure suivante :



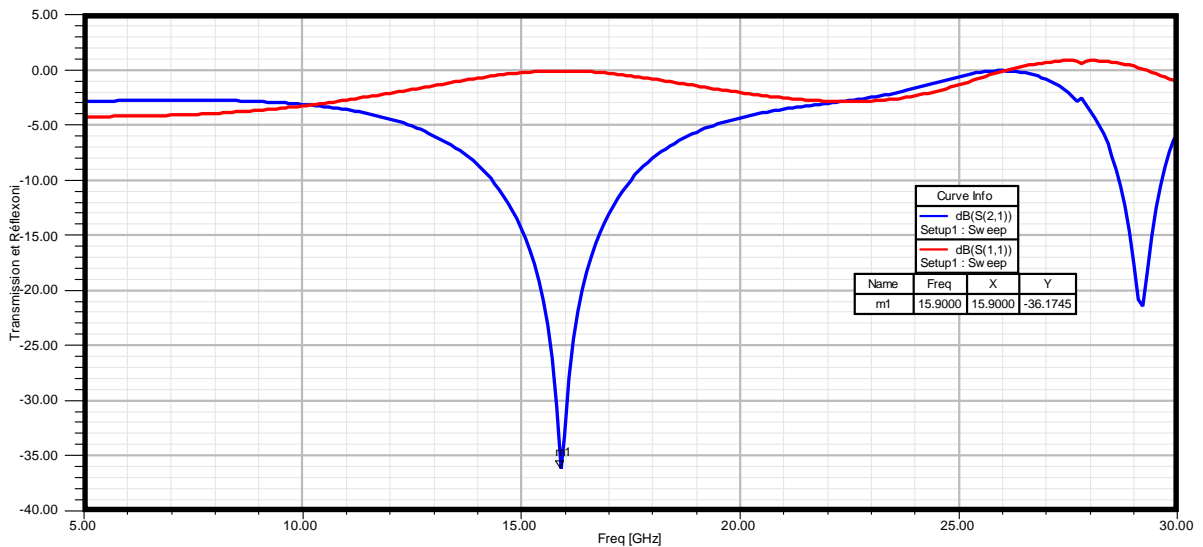


Figure II.19 : Transmission et réflexion du réseau de 04 tiges.

Sur la figure ci-dessus, on observe une première résonance pour fréquence  $f_1=15.9$  GHz pour une transmission de l'ordre de  $-37.17$  dB, qui est justifié par la variation de la période du réseau. Alors pour le rayon ( $a = 3.5$ mm) qui est inférieur à celui pour le cas des tiges continues, on a une fréquence ( $f_1 > f_p$ ). Donc on peut dire que pour abaisser la fréquence plasma il faut augmenter la période du réseau (le cas contraire est toujours vérifié).

Les paramètres effectifs associés peuvent être représentés par la figure suivante :

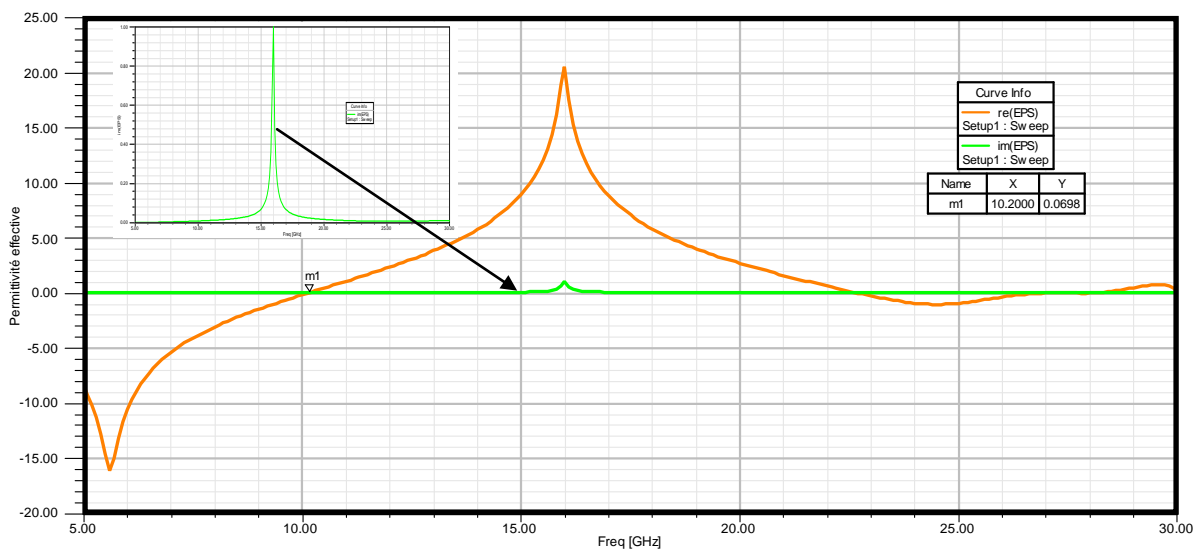


Figure II.20 : Permittivité effective du réseau de 04 tiges métalliques.

La figure ci-dessus nous montre que l'utilisation du réseau de tiges métallique étudié est efficace pour la réalisation des métamatériaux dans une bande de fréquence en dessous de 10.2 GHz, là où la partie réelle de la permittivité effective est négative ( $\text{Re}\{\epsilon_{eff}\} < 0$ ) et aussi pour la condition toujours vérifiée ( $\text{Im}\{\epsilon_{eff}\} > 0$ ).

## II.5.2. Analyse des résonateurs à activité magnétique :

Dans la section (§II.2.2.2), nous avons mentionné toutes les caractéristiques physiques des résonateurs en anneaux fendus qui ont une activité magnétique. La structure proposée par Pendry est de type circulaire, dans cette section, nous allons présenter une analyse complète concernant les (RAF) à l'aide de tout types de structures possibles (circulaire, carrée, spirale, en C,...etc). La simulation se fait toujours à l'aide du simulateur HFSS afin d'avoir le comportement électromagnétique de chaque structure.

L'objectif principal de cette analyse est l'étude de la variation de la perméabilité effective ( $\mu_{eff}$ ) en fonction de la fréquence, donc en fonction des dimensions de chaque structure à étudier. Il faut noter que la modélisation de J. Pendry a été faite pour une utilisation dans la gamme fréquentielle X. La méthode utilisée pour l'obtention des paramètres effectifs est toujours la méthode d'homogénéisation utilisée précédemment.

Pour la simulation, les paramètres géométriques de chaque structure sont choisis de manière à respecter l'association des (RAF) aux tiges métalliques. Durant notre simulation, les paramètres électromagnétiques restent les mêmes, sauf pour le champ électrique  $\vec{E}$  qui est le responsable de la polarisation des (RAF). Le substrat utilisé est le même que pour le cas des tiges métalliques (substrat d'alumine 96% de caractéristiques citées précédemment). Pour les conditions aux limites appliquées sur la boîte de rayonnement, il faut noter que ces conditions sont appliquées selon la polarisation de la structure.

### II.5.2.1. Problème de symétrie :

Nous avons étudié les divers réseaux de tiges métalliques selon une seule orientation, qui a été selon l'orientation du champ électrique  $\vec{E}$  à cause de la forme rectangulaire des tiges, ce qui n'est pas le cas pour les différentes formes de (RAF). Alors, un autre facteur de symétrie est introduit pour les diverses étapes d'analyse et simulation. Nous allons expliquer l'influence de ce facteur par la suite, après avoir simulé les structures résonantes. À titre d'exemple, en discutant le cas du résonateur en anneaux fendus de type circulaire représenté par la figure suivante :

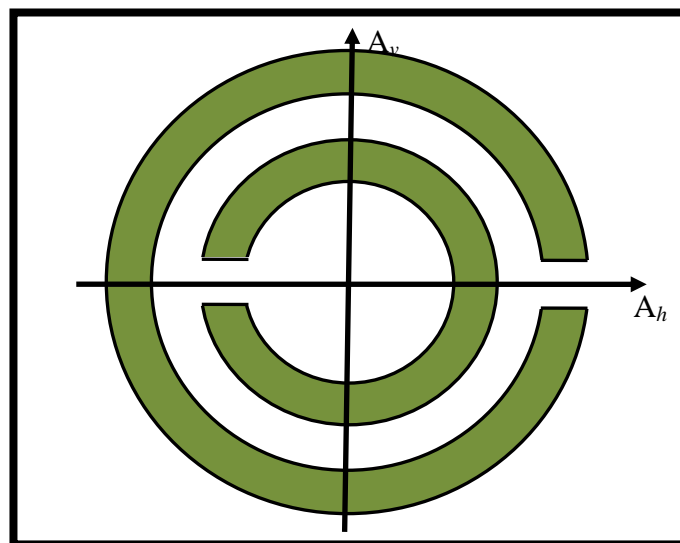


Figure II.21 : Axes verticale et horizontale du (RAF) circulaire.

Selon les deux axes horizontale ( $A_h$ ) et verticale ( $A_v$ ) On peut observer pour quel cas nous aurons la symétrie et pour quel cas nous ne l'aurons pas. La figure suivante nous montre les deux cas :

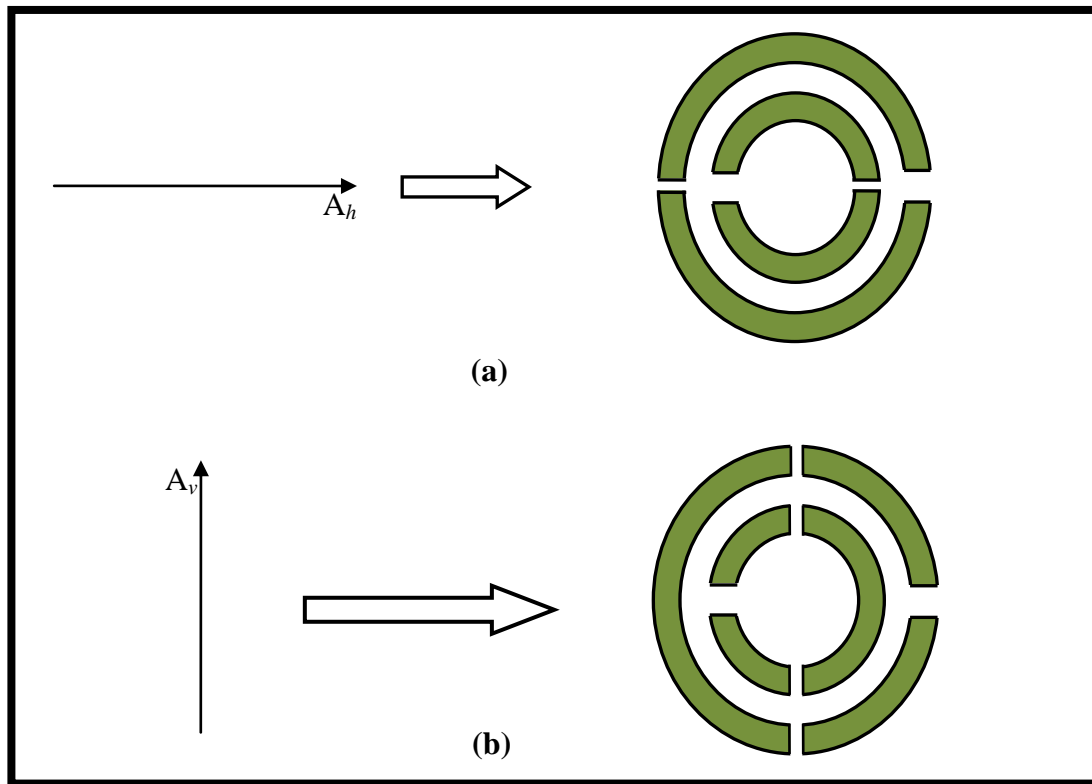


Figure II.22 : Les deux cas possibles (a) coupe horizontale, (b) coupe verticale.

Nous remarquons que la symétrie existe dans le cas de la figure (II.22.a), mais elle n'est pas justifiée dans le cas représenté par la figure (II.22.b). On note que pour le cas des (RAF) spirale, les critères de symétrie vont changer à cause de la géométrie de la structure. Donc pour les (RAF) de type carré et circulaire seront simulés selon deux types de polarisation (deux orientations différentes du champ électrique  $\vec{E}$ ).

### II.5.2.2. Résonateur en anneaux fendus circulaire :

La simulation et l'analyse du (RAF) circulaire se base sur les paramètres géométriques et les paramètres électromagnétiques. Pour les dimensions géométriques, il faut respecter le choix des dimensions effectué précédemment sur les tiges métalliques, donc pour une association convenable avec ces tiges, on peut citer les paramètres géométriques suivants :

- Le rayon de l'anneau interne ( $r = 1.3\text{mm}$ ).
- La largeur des deux anneaux est identique ( $l = 0.15\text{mm}$ ).
- L'espace entre les deux anneaux est ( $d = 0.15\text{mm}$ ).
- La largeur des coupures pour les deux anneaux ( $c = 0.15\text{mm}$ ).
- Le rayon de l'anneau externe ( $R = r + d + 2l = 1.75\text{mm}$ ).

On note que les caractéristiques des pistes conductrices restent les mêmes (anneaux en cuivre d'épaisseurs de l'ordre de  $5\mu\text{m}$ ). La boîte de rayonnement est de volume ( $4.2 \times 4.2 \times 4.2$ )  $\text{m}^3$ .

Le résonateur circulaire est représenté par la figure suivante :

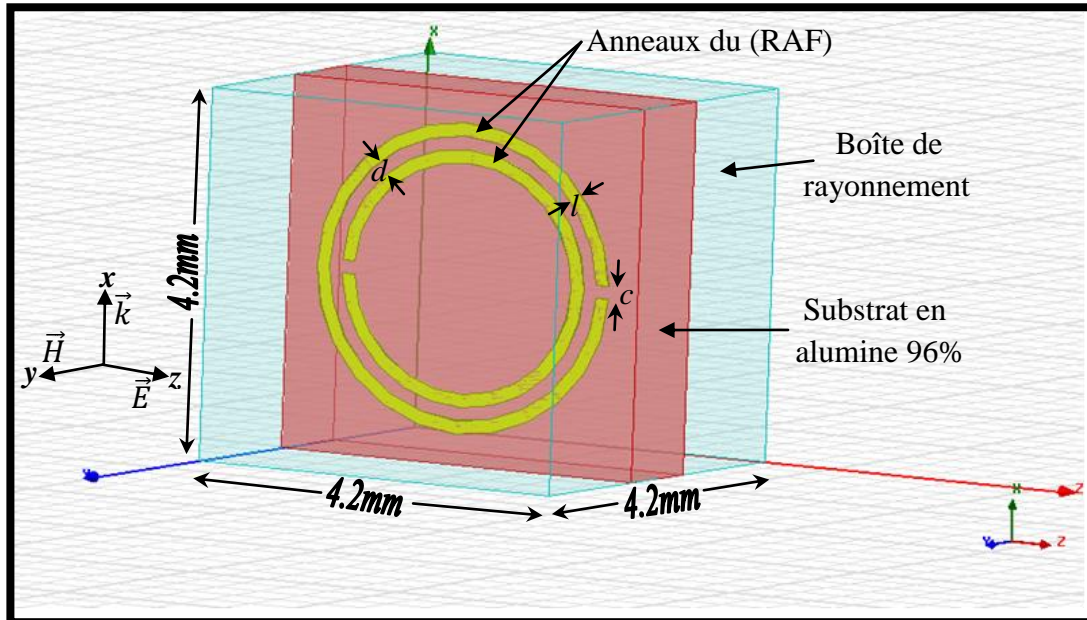


Figure II.23 : (RAF) circulaire polarisé selon z.

La figure ci-dessus représente la cellule unitaire du résonateur en anneaux fendus de type circulaire, avec une polarisation selon l'axe des z. Le champ électrique  $\vec{E}$  est orienté suivant l'axe des z tandis que le champ magnétique  $\vec{H}$  est orienté selon l'axe des y afin qu'il soit parallèle à l'axe des deux anneaux, donc on a une activité magnétique dans les deux anneaux. L'onde électromagnétique se propage suivant l'axe des x.

Le simulateur HFSS nous donne les réponses suivantes :

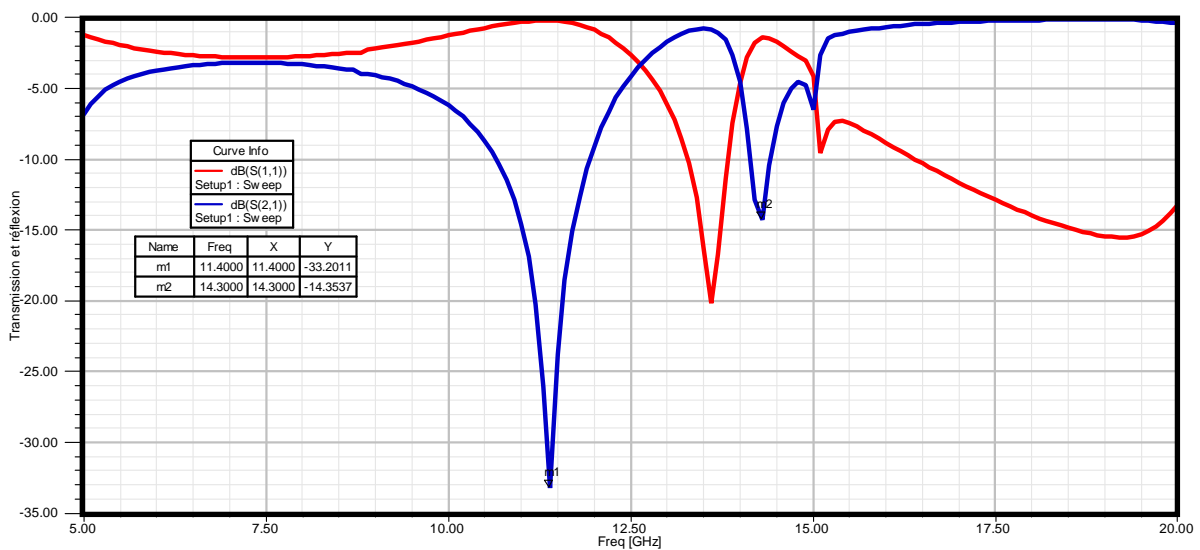


Figure II.24 : Transmission et réflexion du (RAF) circulaire.

Nous remarquons que le comportement du (RAF) est de type coupe-bande. On remarque qu'il existe deux résonances l'une est électrique, l'autre est magnétique. La fréquence de

résonance magnétique est  $f_{rm} = 11.4$  GHz et possède une transmission de l'ordre de -33.2 dB, la deuxième résonance est électrique ( $f_{re} = 14.3$  GHz) et correspond à une transmission de l'ordre de -14.35 dB. Ces résonances dues aux différents paramètres géométriques des deux anneaux.

Pour les paramètres effectifs, à l'aide des deux coefficients ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ), on peut visualiser le comportement de la perméabilité effective.

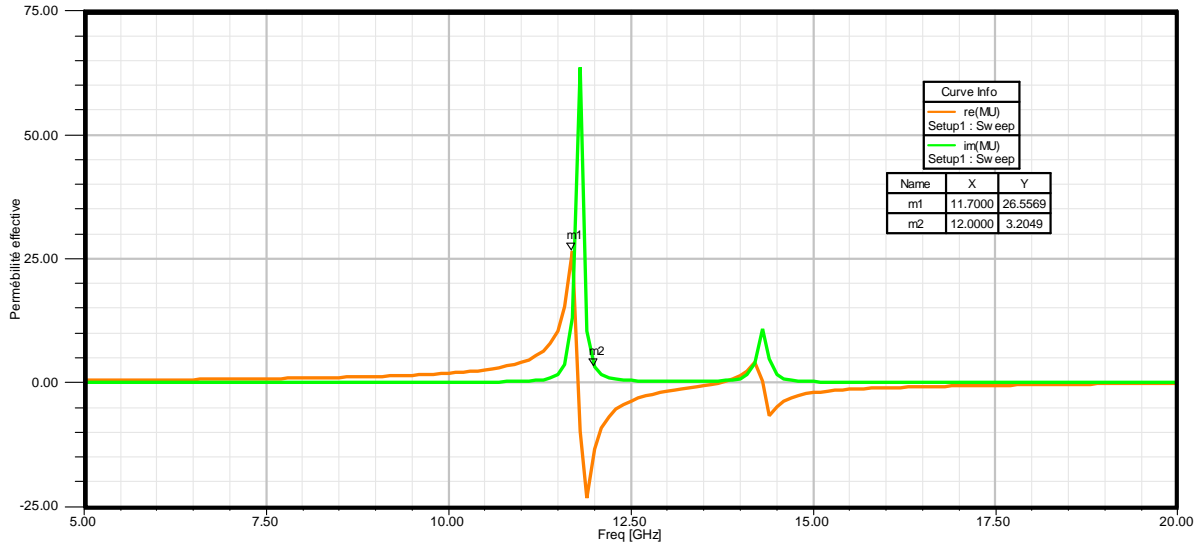


Figure II.25 : Perméabilité effective du (RAF) circulaire.

La figure ci-dessus représente la variation de la perméabilité effective. On remarque que sur toute la gamme fréquentielle [5-20] GHz, la partie imaginaire de la perméabilité est positive ( $\text{Im}\{\mu_{eff}\} > 0$ ). Pour la partie réelle ( $\text{Re}\{\mu_{eff}\}$ ) on a des valeurs négatives dans une bande étroite autour de la résonance [11.7-12] GHz, elle possède des valeurs entre 0 et 3.2 dans cette gamme.

Nous allons étudier la même structure, mais cette fois ci, le champ électrique est orienté suivant l'axe des  $x$  et l'onde se propage selon le sens des  $z$ . Un champ magnétique est toujours orienté suivant l'axe des  $y$  afin d'obtenir une alimentation des deux anneaux.

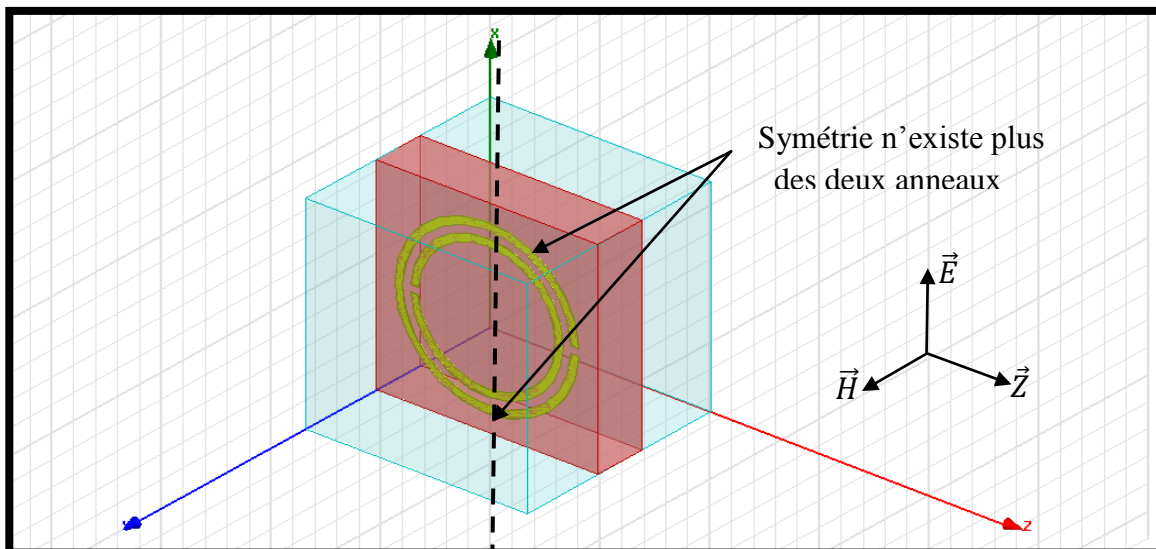


Figure II.26 : Polarisation du (RAF) selon l'axe  $x$ .

Les deux coefficients pour ce genre de polarisation sont donnés par :

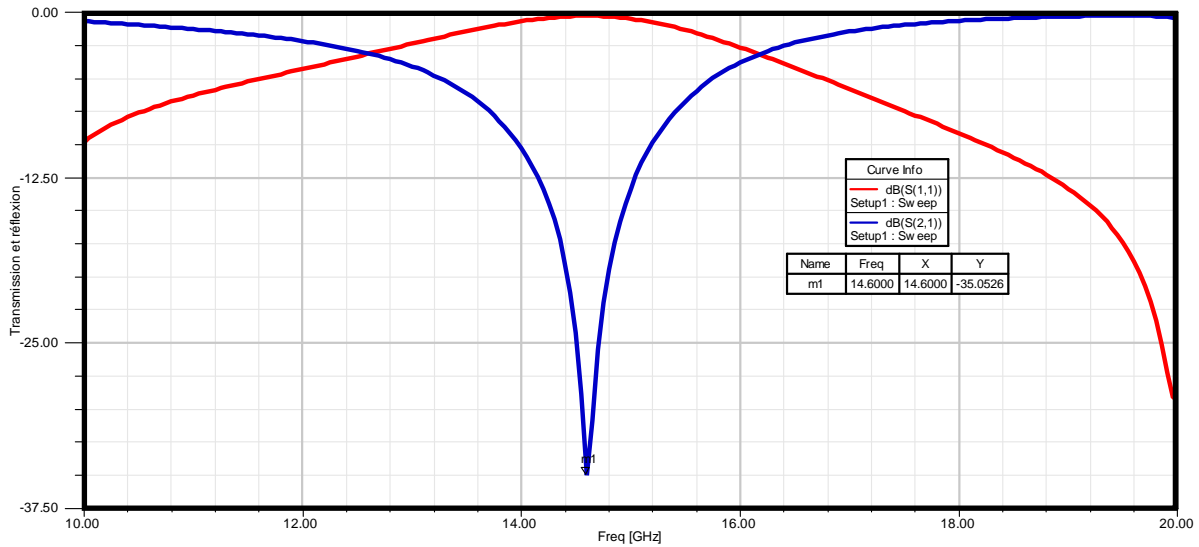


Figure II.27 : Transmission et réflexion du (RAF) circulaire.

La figure ci-dessus montre sur la gamme [10 – 20] GHz, une seule résonance magnétique à la fréquence de résonance  $f_r = 14.6$  GHz et pour une transmission de l'ordre de -35.05 dB. Le comportement du (RAF) pour ce type de polarisation est toujours coupe bande.

La perméabilité effective est représentée par la figure suivante :

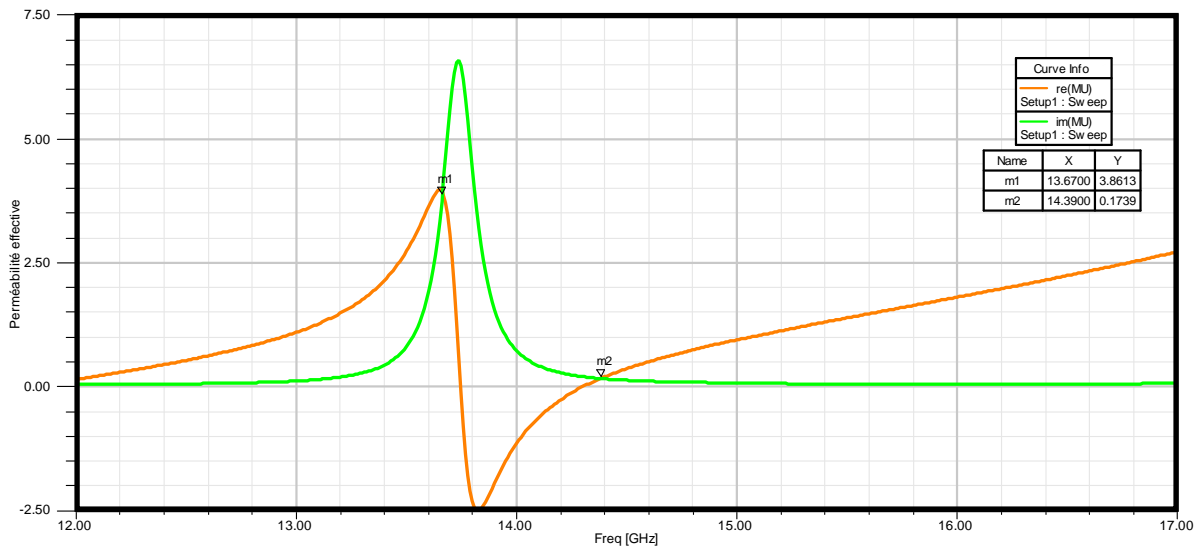


Figure II.28 : Perméabilité effective du (RAF) circulaire.

Comme dans le cas précédent de polarisation, la partie réelle de la perméabilité est positive sur toute la gamme fréquentielle, sauf dans la région autour de la résonance magnétique. Ici on remarque aussi une bande étroite qui rapproche de la fréquence de résonance.

Il faut noter que la différence aux résultats dans les deux cas de polarisation, provient du problème de la symétrie. Alors que dans le premier cas on a la symétrie de la structure, tandis que dans le second type de polarisation on a plus cette symétrie.

### II.5.2.3. Résonateur en anneaux fendus carré :

Les résonateurs en anneaux fendus (RAF) carrés ont les mêmes propriétés que les (RAF) circulaires. Leur activité est aussi magnétique, la différence peut visualiser au niveau de la forme des (RAF). Pour ce genre de résonateur, la forme est en carré. Lors de l'analyse des (RAF) carrés, nous allons conserver les mêmes grandeurs, les mêmes propriétés électromagnétiques et les mêmes conditions aux limites que pour les (RAF) étudiés en (§ II.5.2.2).

Dans cette section, on va simuler la structure suivant une seule polarisation, la forme de notre (RAF) est représentée sous le HFSS par la figure suivante :

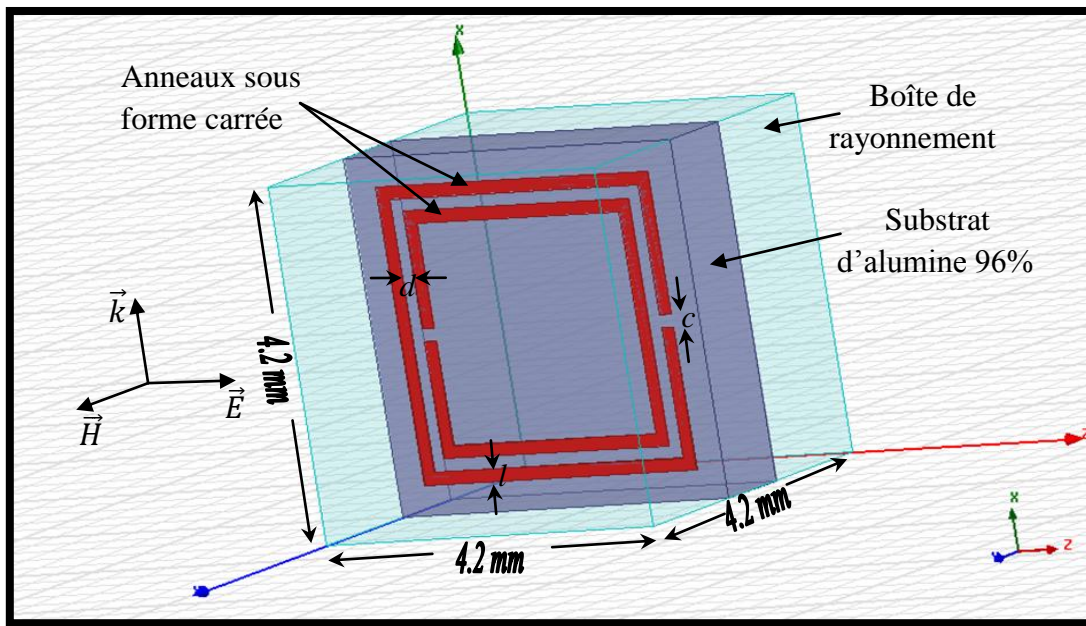


Figure II.29 : (RAF) carré polarisé selon z.

La figure II.29 montre un résonateur en anneaux fendus de type carré, ce (RAF) possède les dimensions  $(c, d, l)$  ainsi indiquées sur cette figure. Le champ électrique est selon l'axe des  $z$ , le champ magnétique est orienté selon l'axe des  $y$  et l'onde électromagnétique se propage selon la direction des  $x$ . Les coefficients de transmission et de réflexion sont donnés par la figure suivante :

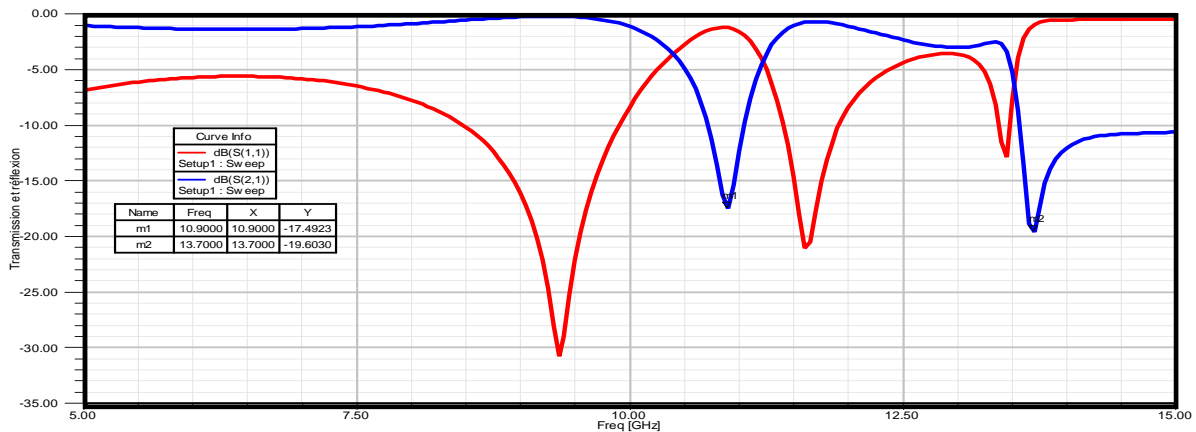


Figure II.30 : Transmission et réflexion du (RAF) carré.

La figure II.30 représente la variation des deux coefficients de transmission et réflexion en fonction de la fréquence. Alors, sur la gamme fréquentielle [5 – 15] GHz, on observe toujours un comportement coupe-bande du (RAF) carré. Ce (RAF) génère deux résonances comme pour le cas du (RAF) circulaire, mais là, la deuxième résonance n'est pas nette, il s'agit de la résonance électrique. Pour la première résonance qui est magnétique on a la fréquence ( $f_{rm} = 10.9$  GHz), elle est associée à une transmission de l'ordre de -17.49 dB. Il faut noter que ces deux résonances dues à la symétrie de la structure par rapport à l'axe de polarisation du (RAF).

La perméabilité effective de ce (RAF), est illustrée sous HFSS, à l'aide des deux coefficients ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ) par la figure suivante :

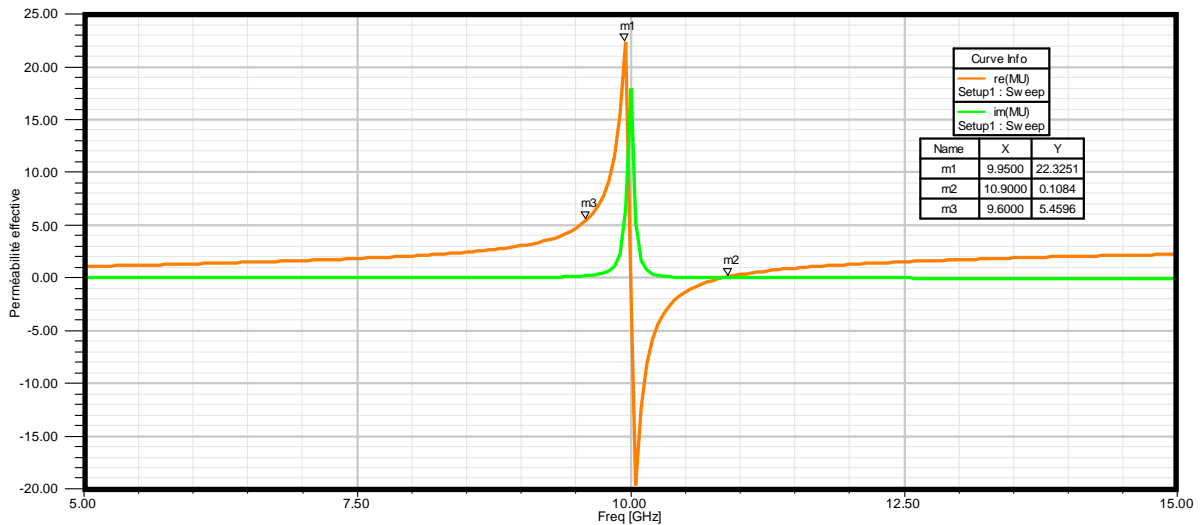


Figure II.31 : Perméabilité effective du (RAF) carré.

La figure ci-dessus, représente la variation de la perméabilité effective du (RAF) carré. La partie réelle de la perméabilité est positive, sauf autour de la résonance magnétique où cette partie réelle de perméabilité est négative. Alors sur la bande étroite [9.95 – 10.9] GHz, on observe ( $\text{Re}\{\mu_{eff}\} < 0$ ), en dehors de cette gamme,  $\text{Re}\{\mu_{eff}\}$  prend des valeurs entre 0.1 et 5.46.

#### II.5.2.4. Résonateur spiral en anneaux fendus circulaires:

Le résonateur spiral en anneaux fendus de type circulaire est une structure dérivée du (RAF) circulaire (il suffit de relier les deux anneaux par une piste conductrice, cuivre dans notre cas). Pour le (RAF) spiral circulaire, le problème de la symétrie ne se pose pas parce que la forme de la continuité entre les deux anneaux empêche cette symétrie. Ce (RAF) à une activité magnétique aussi due à ces deux anneaux continués. Pour l'analyse de ce genre de (RAF), on garde aussi les mêmes propriétés électromagnétiques et les mêmes caractéristiques géométriques. Le substrat conserve les mêmes caractéristiques physiques et la simulation sous HFSS se fait par la même procédure. Nous allons polariser le (RAF) spiral de telle sorte que le trièdre ( $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ ) respecte l'orientation ( $x, y, z$ ).

La figure ci-dessous représente la cellule de base pour le (RAF) circulaire en spirale.



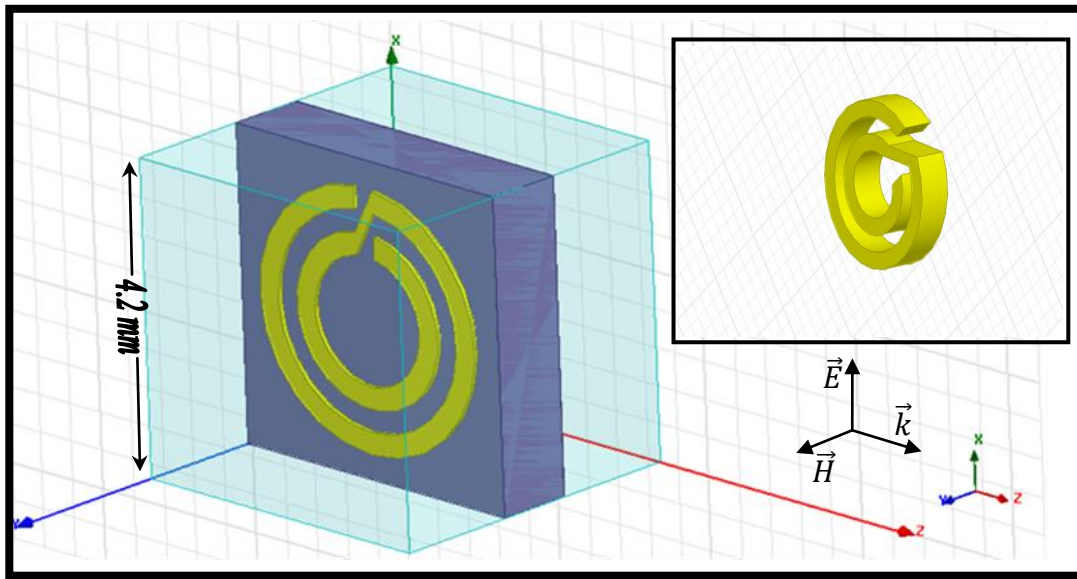


Figure II.32 : Polarisation du (RAF) spiral circulaire selon  $x$ .

Après avoir appliqué les conditions aux limites, le simulateur HFSS représente les deux coefficients de transmission et de réflexion comme la suite :

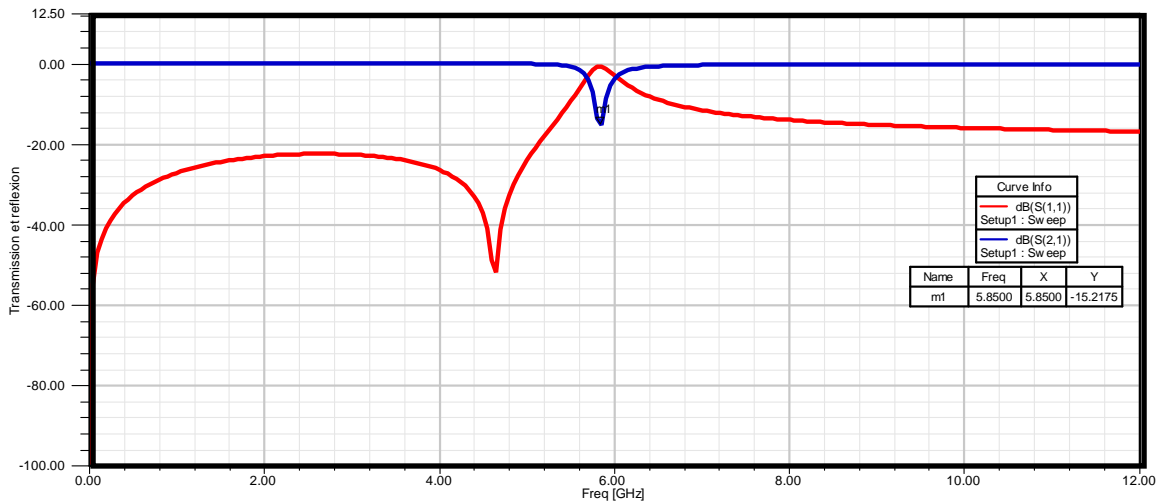


Figure II.33 : Transmission et réflexion du (RAF) circulaire en spirale.

Sur cette figure, on remarque que la fréquence de résonance est diminuée par rapport aux autres types de (RAF) étudiés précédemment, ce qui justifie la relation (II.13). La fréquence de résonance pour cette structure est presque la moitié de la fréquence de résonance du (RAF) circulaire ( $f_{rm} = 5.85$  GHz) pour une transmission de l'ordre de -15.21 dB.

Le paramètre effectif de ce type de résonateur ( $\mu_{eff}$ ) est varié en fonction de la gamme fréquentielle indiquée précédemment. Le simulateur HFSS nous montre les caractéristiques représentées par la figure suivante :

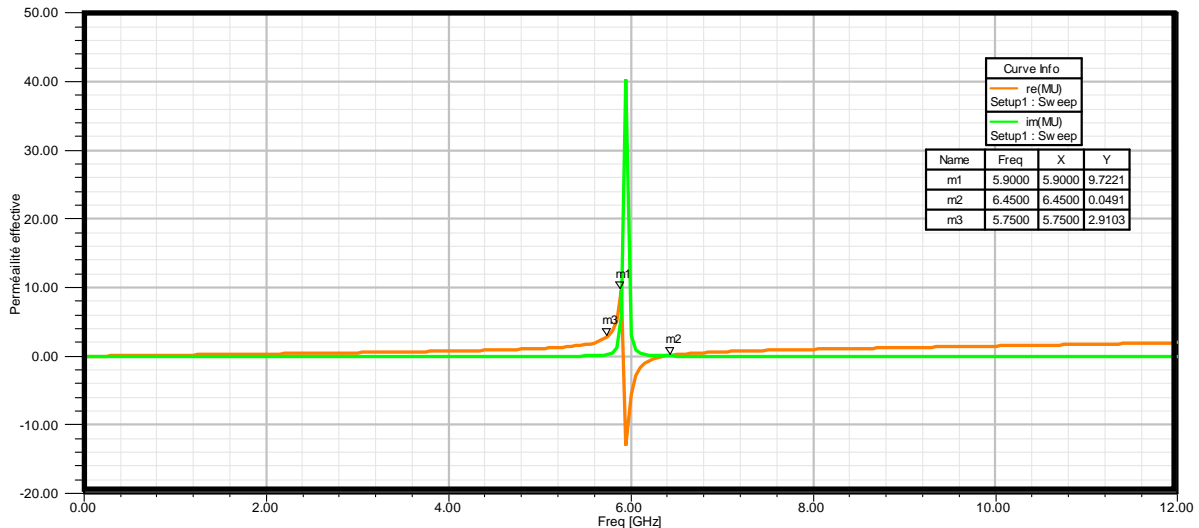


Figure II.34 : Perméabilité effective du (RAF) circulaire en spirale.

Cette figure nous représente la variation de la perméabilité effective en fonction de la fréquence. Autour de la fréquence de résonance ( $f_m = 5.85$  GHz), on observe sur la bande étroite [5.85 – 6.45] GHz que la partie réelle de la perméabilité ( $\text{Re}\{\mu_{eff}\}$ ) change le signe, elle devient négative sur cette bande, tandis qu'elle est positive en dehors. Les valeurs de cette partie réelle varient de 0 à environ 5.75 (en dehors de la bande étroite).

#### II.5.2.5. Résonateur spiral en anneaux fendus carré :

Le (RAF) carré en spirale est obtenu par la même méthode que pour le type circulaire (en reliant les deux anneaux). La différence peut apparaître au niveau de la forme des deux anneaux qui sont de forme carrée. L'analyse de ce genre de (RAF) se fait à l'aide de mêmes paramètres et mêmes conditions.

La figure suivante nous montre la forme du (RAF) carré en spirale :

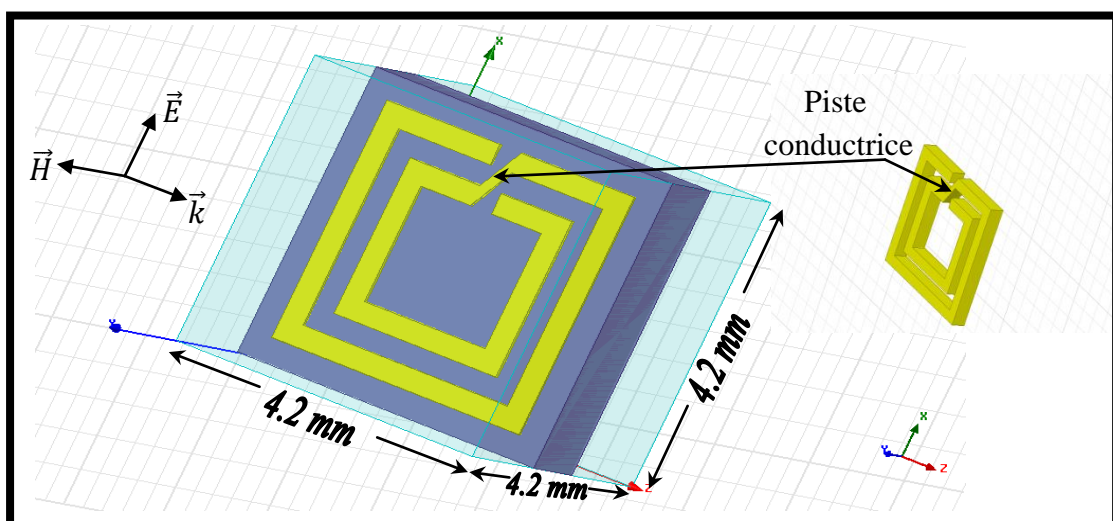


Figure II.35 : Cellule unitaire du (RAF) carré en spirale.

Dans cette structure aussi on n'a pas la symétrie, donc nous allons polariser la structure suivant la direction des  $x$ , comme pour le cas de (RAF) spiral circulaire. Le simulateur HFSS représente les deux coefficients  $S_{11}$  et  $S_{21}$  comme la suite :

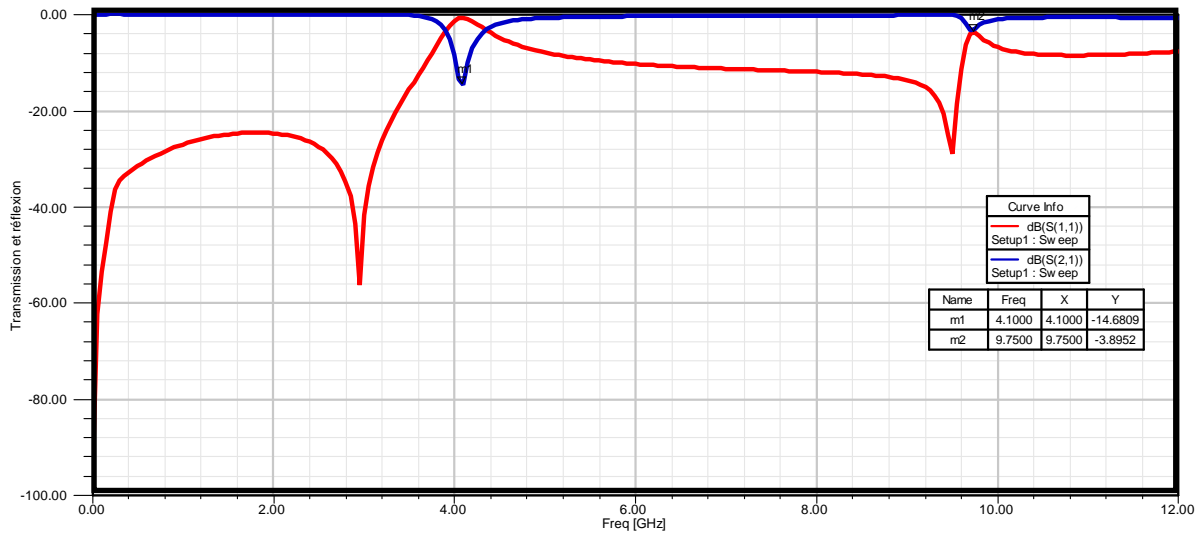


Figure II.36 : Transmission et réflexion du (RAF) carré en spirale.

La figure ci-dessus nous montre que le (RAF) carré en spirale possède deux résonances magnétiques. La première est à la fréquence  $f_{rm1}=4.1$  GHz pour la transmission de l'ordre de -14.68 dB, la seconde est une légère résonance à la fréquence  $f_{rm2} = 9.75$  GHz pour la transmission de l'ordre de -3.89 dB. Le comportement de cette structure est toujours de type coupe-bande.

Le paramètre effectif est illustré par la figure suivante :

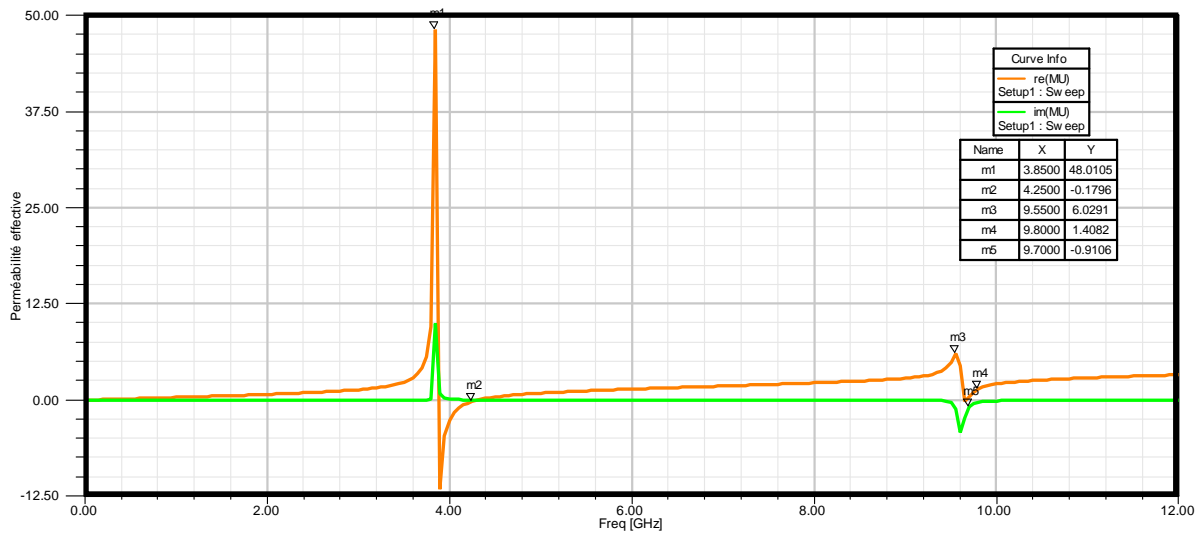


Figure II.37 : Perméabilité effective du (RAF) carré en spirale.

À partir de la figure (II.36) on peut remarquer que la partie réelle de la perméabilité est positive sur toute la gamme fréquentielle, sauf en deux zones particulières. La première zone où  $\text{Re}\{\mu_{eff}\} < 0$  est autour la première résonance. Sur la bande étroite [3.85 -4.25] GHz, on remarque que cette partie réelle doit être variée de 0 à 1.4. La deuxième zone fréquentielle où  $\text{Re}\{\mu_{eff}\} < 0$  est autour de la seconde résonance. On remarque aussi une

autre bande étroite pour laquelle la valeur de la partie réelle de la perméabilité peut varier de -0.91 à 1.4.

### II.5.2.6. Résonateur en anneaux fendus en forme de « C » :

Comme nous l'avons indiqué dans la section (§ II.2.2.2), le (RAF) en forme de « C » a une activité magnétique aussi. Ce résonateur peut avoir une fréquence de résonance de l'ordre de quelques THz. En effet, si en modélisant cette structure pour des dimensions de l'ordre de quelques mm, on peut avoir une résonance magnétique sur la bande de fréquence X.

Dans notre cas on veut faire l'analyse du (RAF) en forme de « C », par les mêmes paramètres des (RAF) étudiés précédemment, donc les dimensions de notre structure sont en mm. On note que la structure est polarisée suivant la direction des  $x$ . la cellule du (RAF) en forme de « C » est représentée sous HFSS par la figure suivante :

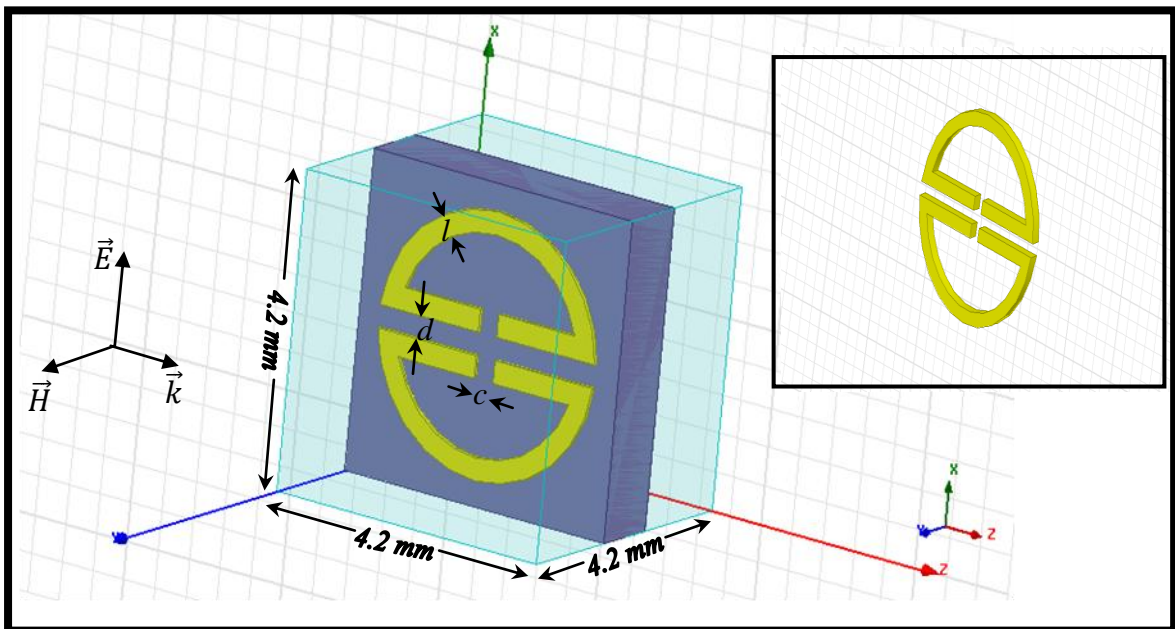


Figure II.38 : Cellule du (RAF) en forme de « C ».

Les coefficients de transmission et de réflexion sont donnés par la figure suivante :

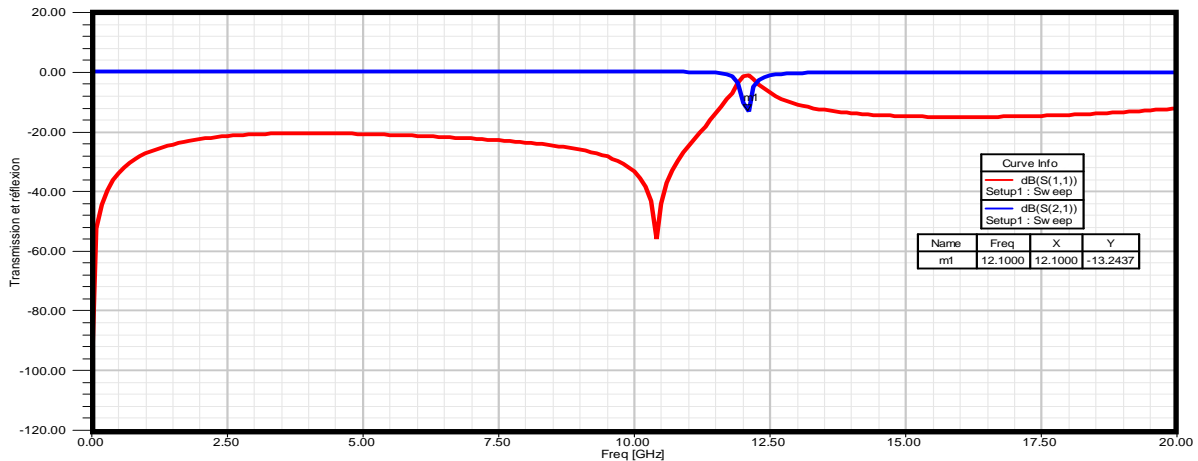


Figure II.39 : Transmission et réflexion du (RAF) en forme de « C ».

La figure II.39 nous montre la variation des deux coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence. Alors, dans la gamme fréquentielle [0 -20] GHz, on observe un comportement coupe-bande pour une seule résonance le long de la gamme indiquée. La fréquence de résonance est  $f_{rm} = 12.1$  GHz pour une transmission de l'ordre de -13.24 dB.

La partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective de cette structure sont variées aussi en fonction de la fréquence, leur comportement peut justifier par la figure suivante :

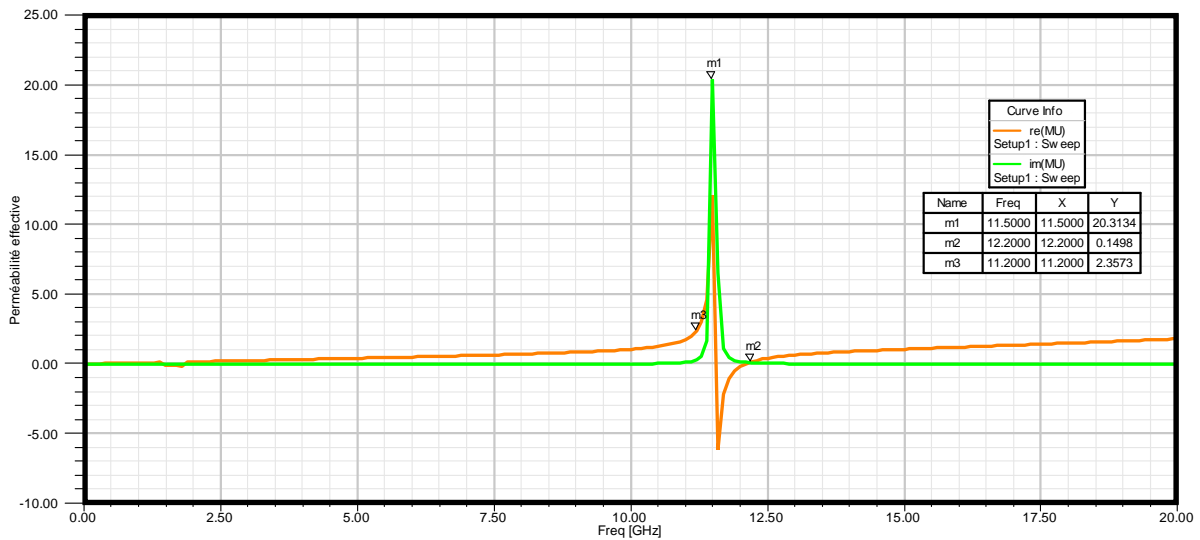


Figure II.40 : Perméabilité effective du (RAF) en forme de « C ».

La figure ci-dessus montre une valeur positive de la partie imaginaire de la perméabilité effective le long de la gamme fréquentielle [0 – 20] GHz. La partie réelle de cette perméabilité est aussi représentée, elle est positive aussi sur la même gamme fréquentielle, sauf dans une bande étroite autour de la résonance magnétique [11.5 – 12.2] GHz. En dehors de cette bande, la partie réelle de la perméabilité est variée de 0 à 2.35.

## II.6. Conclusion :

Durant ce chapitre, nous avons présenté une étude paramétrique des résonateurs métamatériaux qui représentent la base de la conception des milieux présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. Différentes structures et motifs de résonateurs ont été étudiés à partir d'une analyse et une caractérisation de son comportement électromagnétique.

Nous avons étudié en premier temps les résonateurs à activité électrique qui sont les réseaux de tiges métalliques. Une comparaison du comportement électromagnétique entre les tiges continues et les tiges discontinues a été représentée à l'aide des résultats de simulation obtenus. Alors, selon nos résultats, nous pouvons dire que le réseau de tiges continues infiniment longues est le type de réseau le plus convenable des résonateurs à activité électrique étudiés, du fait que ce genre de réseau est plus efficace lors de la conception des milieux « Main gauche » grâce à ses propriétés électromagnétiques (une permittivité effective négative dans toute la bande de fréquence en dessous de la fréquence de plasma, ce qui n'est pas justifié pour le réseau de tiges discontinues.

Nous avons caractérisé aussi les résonateurs à activité magnétique qui sont les résonateurs en anneaux fendus (RAF). Différentes structures ont été étudiées, pour designer la structure convenable lors de l'association avec les tiges métalliques pour créer les milieux « Main gauche ». Une étude paramétrique des (RAF) à polarisation variable nous a permis de déterminer les différentes valeurs de la perméabilité effective, cette étude est obtenue grâce aux simulations des structures selon deux sens différents du champ électrique  $\vec{E}$ .

Des résultats de simulation tels que les coefficients de transmission, les coefficients de réflexion, la permittivité et la perméabilité effective seront utilisés dans l'analyse et la conception des filtres microondes, durant les chapitres prochains.

# *Chapitre 3*

*Analyse et conception  
des métalliques*

## Analyse et conception des métalignes.

Ce chapitre comporte deux grandes parties, la première partie est consacrée à l'étude et l'analyse des métalignes. Durant la seconde partie, une conception des divers types de lignes (CRLH) à base des capacités et inductances CPW sera obtenue.



### III.1. Introduction :

L'étude paramétrique des lignes de transmission se base sur les paramètres primaires de ces lignes, notamment les paramètres de dispersion. Selon les propriétés physiques de ces paramètres on peut classer les lignes de transmission en trois types (la ligne purement main droite, la ligne purement main gauche et la ligne composite main droite/main gauche).

Dans ce chapitre nous allons traiter deux problématiques, la première est consacrée à l'étude et l'analyse des lignes de transmission classiques ou « Main droite(RH) » et aussi à l'étude des lignes de transmission « Main gauche (LH) ». Une association de ces deux types de lignes nous permet de définir un nouveau type de ligne de transmission qui est la ligne composite (CRLH). Une analyse parfaite de la ligne composite à l'aide de ces paramètres de dispersion sera présentée dans ce chapitre.

La deuxième partie est, quant à lui, consacrée à la caractérisation des lignes composites (main droite/ main gauche) à l'aide des digrammes de dispersion. L'étude de ces lignes se fait seulement à base des substrats diélectriques tel que l'alumine, ce qui nous permet par la suite d'obtenir tous les paramètres primaires d'une telle ligne (désignation des trois régions de fonctionnement pour les métalignes).

### III.2. Analyse des lignes de transmission :

#### III.2.1. Ligne de transmission classique « Main droite » :

La ligne de transmission classique est représentée en hyperfréquences par une suite de quadripôles contenant des éléments capacitifs et inductifs. Chaque quadripôle peut modéliser par un circuit électrique qui comporte à la fois une inductance ( $L$ ), une capacité ( $C$ ), une résistance ( $R$ ) et une conductance ( $G$ ), ces éléments sont appelés souvent « éléments linéiques », ils possèdent des impédances par unité de longueur ce qui donne une définition à l'impédance caractéristique ( $Z_c$ ) de la ligne. Une cellule élémentaire de longueur infiniment petite ( $\Delta x$ ) de la ligne classique est représentée par la figure suivante :

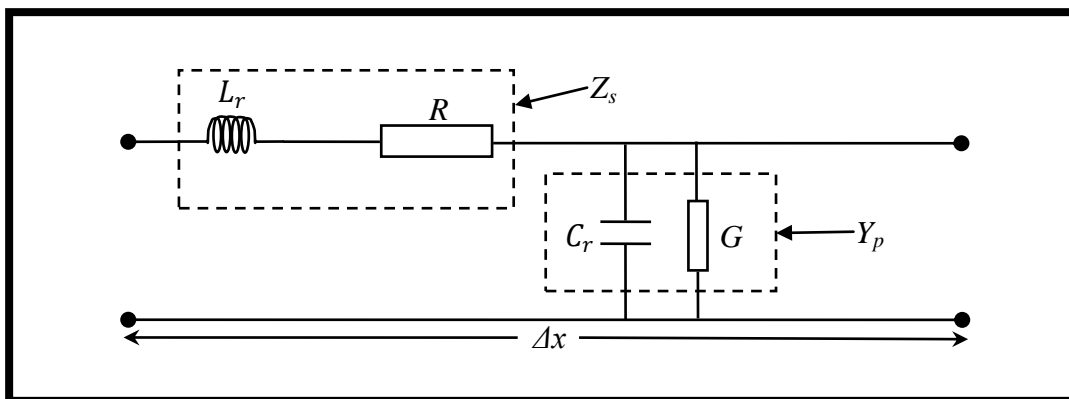


Figure III.1 : Cellule élémentaire de la ligne de transmission classique.

Cette ligne peut caractériser par les paramètres suivants :

- ✓ L'impédance caractéristique ( $Z_c$ ).
- ✓ La constante de propagation ( $\gamma$ ).
- ✓ La vitesse de phase ( $V_\phi$ ).

✓ La vitesse de groupe ( $V_g$ ).

L'étude du quadripôle représenté par la figure (III.1) permet de définir l'expression de chaque paramètre, on peut alors écrire :

$$\begin{cases} Z_c = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} \\ \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z_s Y_p} \\ V_\varphi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{Z_s Y_p}} \\ V_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega}\right)^{-1} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

avec :  $Z_s = R + jL_r \omega$  est l'impédance de la branche série de la ligne.

et :  $Y_p = G + jC_r \omega$  est l'admittance de la branche parallèle de la même ligne.

Pour une ligne idéale (absence des pertes), la résistance linéique ( $R$ ) et la conductance ( $G$ ) ont des valeurs négligeables ( $R \approx G \approx 0$ ). Les paramètres de la ligne ainsi mentionnés en (III.1) seront :

$$\begin{cases} Z_c = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \\ \gamma = j\beta = j\omega \sqrt{L_r C_r} \\ V_\varphi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \\ V_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega}\right)^{-1} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

On note que ( $L_r, C_r$ ) représentent respectivement l'inductance linéique et la capacité linéique de la ligne de transmission de type « Main droite ».

L'étude paramétrique de cette ligne nous permet de conclure que la constante de propagation ( $\gamma$ ) est purement imaginaire ( $\alpha = 0$ ) et aussi nous remarquons que la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont identiques ( $V_\varphi = V_g$ ), donc on peut dire que  $V_\varphi$  et  $V_g$  ont le même sens, alors la propagation dans la ligne classique est de type main droite.

Il faut noter que le facteur  $\alpha$  désigne les pertes en ligne, ces pertes peuvent être représentées par les pertes ohmiques dues à la résistance linéique ( $R$ ) et les pertes diélectriques dues à la conductance linéique ( $G$ ).

### III.2.2. Ligne de transmission « Main gauche » :

La ligne de transmission « Main gauche » est aussi représentée par un quadripôle élémentaire qui comporte les mêmes composants que pour la ligne classique, la différence est au niveau de la répartition série et parallèle de ces composants. Pour cette ligne de transmission, la branche série contient la capacité ( $C_l$ ) avec la résistance ( $R$ ) et la branche parallèle contient une inductance ( $L_l$ ) avec la conductance ( $G$ ) (Pour une ligne qui présente des pertes). La figure ci-dessous représente la cellule unitaire d'une ligne « main gauche ».

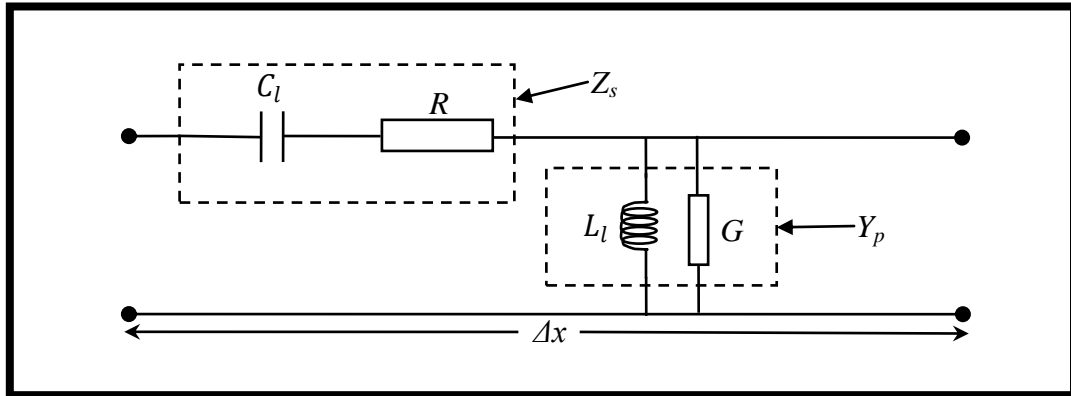


Figure III.2 : Cellule élémentaire de la ligne de transmission « Main gauche ».

Cette ligne possède aussi les quatre paramètres indiqués précédemment. L'étude du quadripôle représenté en (fig III.2) permet de définir l'expression de chaque paramètre, on peut alors écrire :

$$\begin{cases} Z_c = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} \\ \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z_s Y_p} \\ V_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{Z_s Y_p}} \\ V_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega}\right)^{-1} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

avec cette fois :  $\begin{cases} Z_s = R - j\left(\frac{1}{C_l \omega}\right) \text{ est l'impédance de la branche série de la ligne.} \\ Y_p = G - j\left(\frac{1}{L_l \omega}\right) \text{ est l'admittance de la branche parallèle de la même ligne.} \end{cases}$

En absence des pertes ohmiques et diélectriques le facteur d'atténuation sera nul ( $\alpha = 0$ ), donc les paramètres seront écrits comme la suite :

$$\begin{cases} Z_c = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \\ \gamma = j\beta = \sqrt{Z_s Y_p} = -j \frac{1}{\omega \sqrt{L_l C_l}} \\ V_\varphi = \frac{\omega}{\beta} = -\omega^2 \sqrt{L_l C_l} \\ V_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega}\right)^{-1} = +\omega^2 \sqrt{L_l C_l} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

On note que  $(L_l, C_l)$  représentent respectivement l'inductance linéique et la capacité linéique de la ligne de transmission de type « Main gauche ».

Nous remarquons que la vitesse de phase et la vitesse de groupe ont deux sens différents ( $V_\varphi = -V_g$ ) et la constante de propagation est aussi purement imaginaire, mais avec un signe négatif (-). Donc la propagation dans ce type de lignes est inversée, ce qui permet de dire que cette propagation est de type « Main gauche ».

En réalité, la ligne gauchère « Main gauche » n'est pas réalisable car les effets de la propagation « Main droite » sont présents et ont une influence sur la propagation « Main gauche ».

### III.2.3. Ligne composite « Main droite/Main gauche » :

La ligne de transmission composite « Main droite/ Main gauche », notée souvent (CRLH) est une ligne qui comporte à la fois les éléments de la ligne (RH) et (LH). Cette ligne représente le cas réel de la propagation combinée (droite / gauche) et peut représenter par un quadripôle de longueur élémentaire comme le montre la figure suivante :

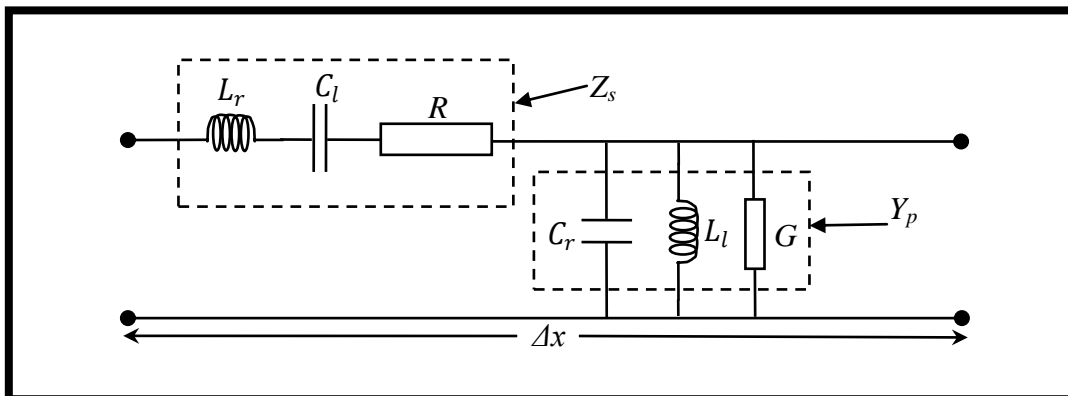


Figure III.3 : Cellule élémentaire de la ligne de transmission (CRLH).

Pour ce type de ligne, la constante de propagation est :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z_s Y_p} \quad (\text{III.5})$$

Dans ce cas, les deux branches série et parallèle sont :

$$\begin{cases} Z_s = R + j(L_r\omega - \frac{1}{C_l\omega}) \\ Y_p = G + j(C_r\omega - \frac{1}{L_l\omega}) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La constante de propagation devient :

$$\gamma = \sqrt{\left[ R + j(L_r\omega - \frac{1}{C_l\omega}) \right] \left[ G + j(C_r\omega - \frac{1}{L_l\omega}) \right]} \quad (\text{III.7})$$

L'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} = \sqrt{\frac{R + j(L_r\omega - \frac{1}{C_l\omega})}{G + j(C_r\omega - \frac{1}{L_l\omega})}} \quad (\text{III.8})$$

En basses fréquences, l'impédance de l'inductance  $L_l$  est faible ( $Z_{L_l} \ll$ ) et l'impédance de la capacité  $C_l$  est très grande ( $Z_{C_l} \gg$ ), donc la ligne composite est très proche à la ligne « Main gauche ». En hautes fréquences, le cas réciproque existe et donc la ligne (CRLH) va rapprocher à la ligne « Main droite ».

Pour chercher les effets des pertes sur la ligne de transmission composite (CRLH), on considère en premier temps le cas des basses fréquences où cette ligne peut être considérée comme une ligne (LH) avec ( $L_r = C_r = 0$ ), donc on peut écrire :

$$\gamma \rightarrow \gamma_l = \alpha_l + j\beta_l = \sqrt{\left[ R - j\frac{1}{C_l\omega} \right] \left[ G - j\frac{1}{L_l\omega} \right]} \quad (\text{III.9})$$

Si on pose :  $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{L_l C_l}}$  on peut écrire :

$$\gamma_l = -j \frac{\omega_l}{\omega} \left[ 1 + \frac{j}{2} (L_l G + C_l R) \right] \quad (\text{III.10})$$

On peut écrire aussi :

$$\begin{cases} \alpha_l \approx \frac{1}{2} \left[ R\theta_l + \frac{G}{\theta_l} \right] \\ \beta_l \approx -\frac{\omega_l}{\omega} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$\text{où : } \theta_l = \sqrt{\frac{C_l}{L_l}}$$

Pour une ligne composite main droite/ main gauche sans pertes, en utilisant la condition sur le facteur d'atténuation ( $\alpha = 0$ ), on peut écrire alors, pour la constante de propagation :

$$\gamma = \sqrt{Z_s Y_p} = j\beta \quad (\text{III.12})$$

Dans les branches série et parallèle, on a :

$$\begin{cases} Z_s = j(L_r \omega - \frac{1}{C_l \omega}) \\ Y_p = j(C_r \omega - \frac{1}{L_l \omega}) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

On écrit :

$$\gamma = j \sqrt{\frac{(L_r C_l \omega^2 - 1)(L_l C_r \omega^2 - 1)}{L_l C_l \omega^2}} \quad (\text{III.14})$$

si on pose :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_r C_l}} \\ \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_l C_r}} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

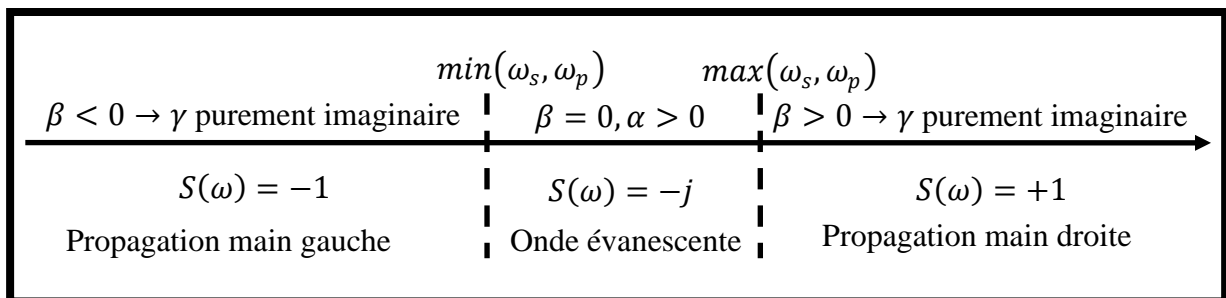
On peut trouver :

$$\gamma = jS(\omega) \sqrt{\frac{(\omega^2 - \omega_s^2)(\omega^2 - \omega_p^2)}{L_l C_l \omega_s^2 \omega_p^2 \omega^2}} \quad (\text{III.16})$$

Notons que  $(\omega_s, \omega_p)$  représentent la fréquence de résonance pour la branche série et la branche parallèle respectivement et  $S(\omega)$  représente la fonction signe qui est définie par :

$$S(\omega) = \begin{cases} +1 & ; \text{ si } \omega > \max(\omega_s, \omega_p) \\ -j & ; \text{ si } \min(\omega_s, \omega_p) < \omega < \max(\omega_s, \omega_p) \\ -1 & ; \text{ si } \omega < \min(\omega_s, \omega_p) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Donc selon la nature de la fonction  $S(\omega)$  (selon la fréquence  $\omega$ ), la constante de propagation  $\gamma$  sera purement réelle ou purement imaginaire. On remarque qu'il ya trois régions (intervalles) de fréquences, donc trois type de propagation comme le montre la figure suivante :



**Figure III.4 : Régions de propagation pour une ligne (CRLH).**

Le calcul des autres paramètres de cette ligne composite tels que l'impédance caractéristique, la vitesse de phase et la vitesse de groupe peuvent être calculés (selon la nature de la ligne est ce qu'elle représente des pertes ou non) en fonction des deux impédances des deux branches série ( $Z_s$ ) et parallèle ( $Y_p$ ). On écrit pour l'impédance caractéristique de cette ligne en absence des pertes :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_r \omega - \frac{1}{C_l \omega}}{C_r \omega - \frac{1}{L_l \omega}}} = \sqrt{\frac{L_l}{C_l} \sqrt{\frac{L_r C_l \omega^2 - 1}{L_l C_r \omega^2 - 1}}} \quad (\text{III.18})$$

La région où la fréquence  $\omega \in [\min(\omega_s, \omega_p), \max(\omega_s, \omega_p)]$  est appelée « la bande interdite ». Dans cette bande où ( $\beta = 0, \alpha > 0$ ) la propagation n'existe pas et les ondes sont évanescentes.

### III.2.4. Diagramme de dispersion :

La courbe qui représente la fonction ( $\omega = f(\beta)$ ) est appelée « diagramme de dispersion » d'une telle ligne de transmission. La figure suivante montre l'évolution de la fréquence en fonction du paramètre (nombre d'onde)  $\beta$ , pour les trois régions :

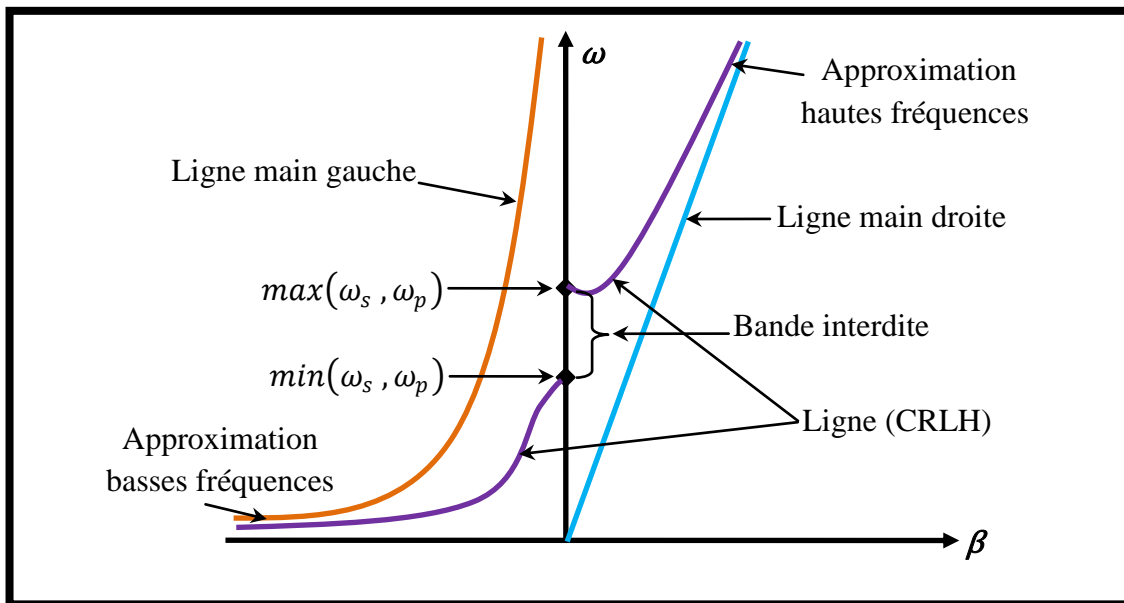


Figure III.5 : Diagramme de dispersion pour les trois régions.

Un cas particulier où les deux fréquences de résonances des deux branches série et parallèle sont égales ( $\omega_s = \omega_p$ ), peut changer la nature de la ligne composite (CRLH), cette ligne devienne une « ligne équilibrée ». Dans les lignes de transmission équilibrées, la bande interdite n'existe pas, mais la fréquence ( $\omega$ ) varie dans les deux parties de la variable  $\beta$  ( $\beta < 0$  et  $\beta > 0$ ). La figure suivante représente cette variation de fréquence.

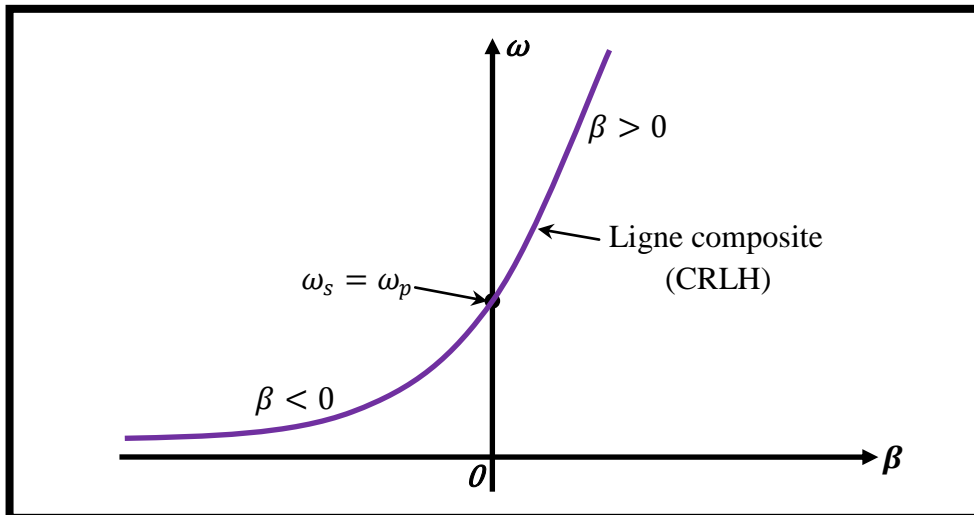


Figure III.6 : Diagramme de dispersion de la ligne (CRLH).

Nous pouvons représenter les divers diagrammes de dispersion pour les divers types de lignes de transmission. Pour des valeurs théoriques des composants linéiques des circuits électriques équivalents à chaque type de ligne, on peut visualiser le comportement de chaque modèle de ligne (à l'aide du simulateur HFSS). Dans notre exemple qui suit, nous allons représenter la dispersion des deux lignes main droite (RH) et main gauche (LH). Un exemple de la variation des vitesses de groupe et vitesse de phase des deux types de lignes sera souligné par la suite.

Pour des valeurs théoriques ( $L_r = 2.5nH, C_r = 0.2pF, L_l = 2nH, C_l = 0.5pF$ ), on peut représenter les deux lignes (RH) et (LH) par la figure suivante :

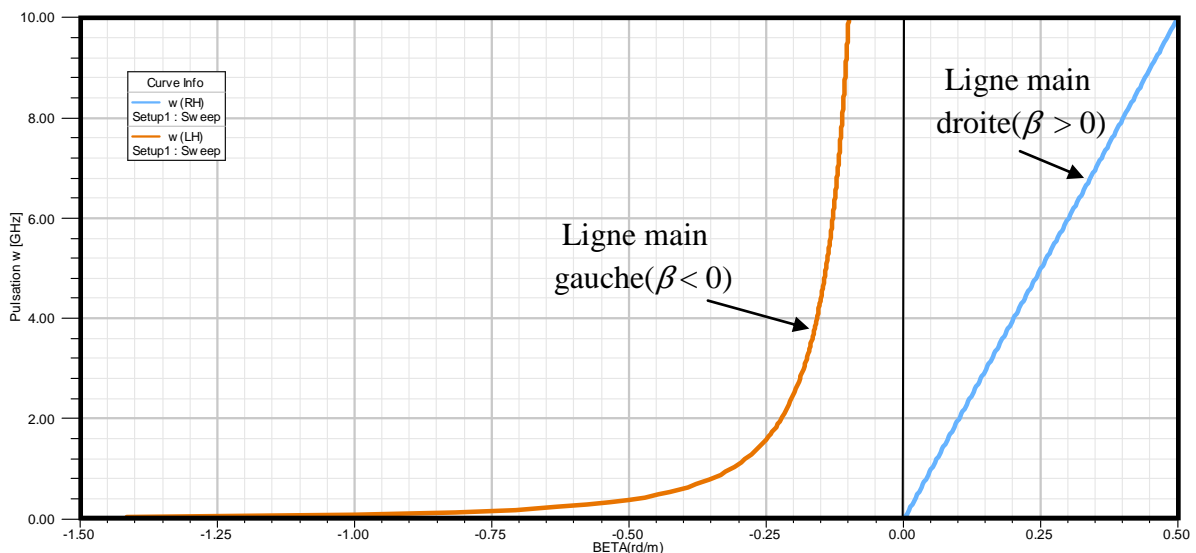


Figure III.7 : Diagramme de dispersion des lignes (RH) et (LH).

Pour les autres valeurs ( $L_r = 5nH, C_r = 12pF, L_l = 0.2nH, C_l = 0.3pF$ ), la vitesse de phase et la vitesse de groupe pour les deux lignes sont représentées par la figure suivante :



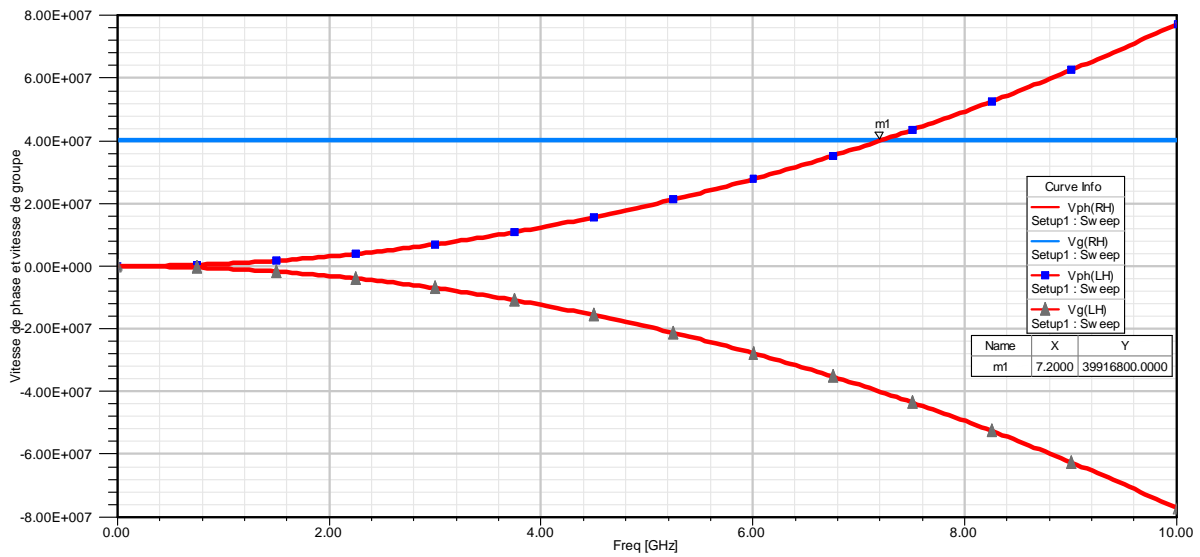


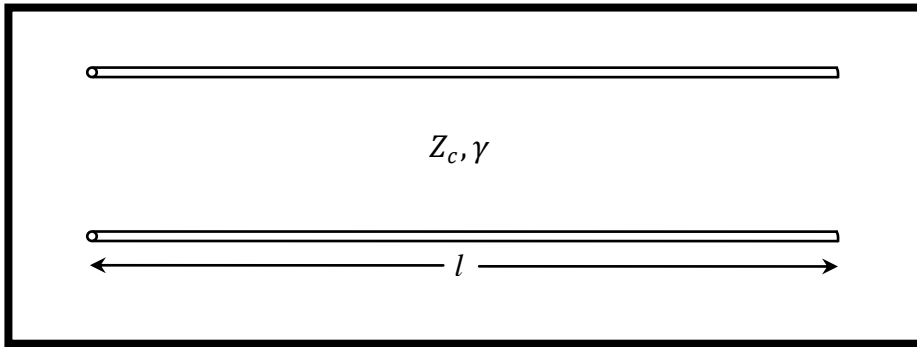
Figure III.8 : Vitesse de phase et vitesse de groupe des deux lignes (RH) et (LH).

### III.3. Analyse des métallignes coplanaires :

Dans le contexte de la conception et la réalisation des circuits microondes, la ligne coplanaire représente le facteur principal pour une bonne qualité de conception à cause des avantages soulignés par ce genre de ligne. Plusieurs prototypes de réalisation pour les lignes coplanaires métamatériaux (métallignes coplanaires) ont été proposés par C. Caloz [68]. Une métalligne coplanaire contient plusieurs cellules élémentaires (non équilibrées), chaque cellule peut représenter par une capacité en série et une inductance en parallèle. Il existe plusieurs configurations coplanaires pour les métallignes, chaque configuration est associée à son application dans les divers circuits microondes.

La ligne coplanaire représentée dans le (chapitre I), par les deux figures ( I.34, I.35) comporte un conducteur central de largeur  $W$ , entouré par les deux plans de masse éloigné (chaque plan) de  $S$  par rapport à ce conducteur. La ligne coplanaire présente des résonances en fonction de la longueur d'onde  $\lambda_g$  qui se propage le long de cette ligne, la modélisation de cette ligne est basée sur l'approche quasi-TEM.

Pour la plus part des conceptions basées sur la technologie coplanaire, les dimensions de la ligne coplanaire et le substrat sont choisis pour obtenir une impédance caractéristique de l'ordre de  $50 \Omega$ . Un tronçon de ligne de longueur «  $l$  » et d'impédance caractéristique  $Z_c$  peut représenter par la figure suivante :



**Figure III.9 : Tronçon de ligne de transmission de longueur  $l$ .**

La matrice de répartition de ce tronçon de ligne est donnée par :

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Avec  $\gamma$  représente la constante de propagation ( $\gamma = \alpha + j\beta$ ).

Pour une ligne sans pertes, les deux coefficients de transmission et de réflexion sont alors :

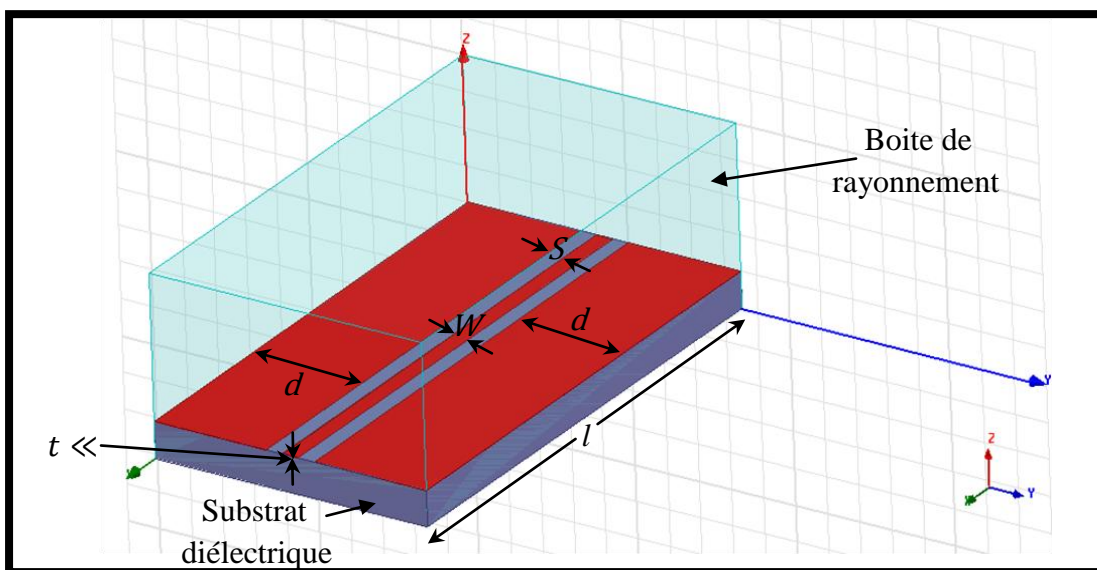
$$T = e^{-\gamma l} \quad (\text{III.20})$$

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (\text{III.21})$$

où  $Z_0$  représente l'impédance de référence, souvent de l'ordre de  $50 \Omega$ .

La ligne coplanaire sans pertes peut donc représenter par des cellules ( $L$ - $C$ ) mise en cascade de telle sorte que les inductances sont en série et les capacités sont en parallèle.

Dans notre analyse, nous allons utiliser directement la simulation en 3D à l'aide du simulateur HFSS. Pour cette raison, on peut choisir une structure coplanaire classique caractérisée par ses paramètres géométriques ( $W, S, h, t, l$ ) comme le montre la figure suivante :

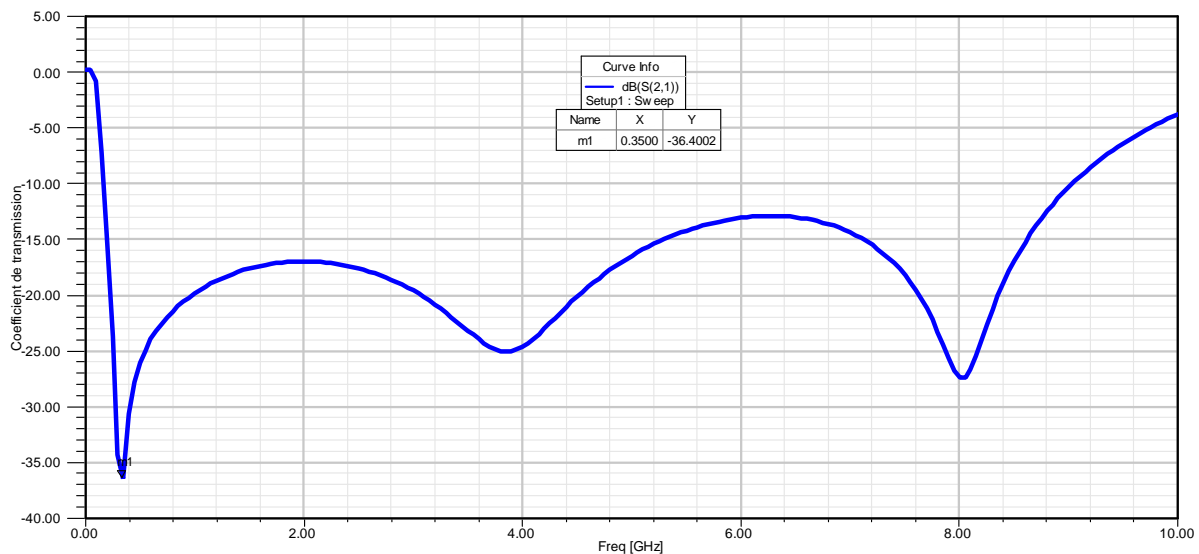


**Figure III.10 : Ligne coplanaire de longueur  $l$ .**

La ligne coplanaire de longueur  $l$ , simulée sous HFSS porte les caractéristiques géométriques suivantes :

$$W=0.5\text{mm}, h=1\text{mm}, S=0.5\text{mm}, d=6W=3\text{mm}, t=5\mu\text{m}.$$

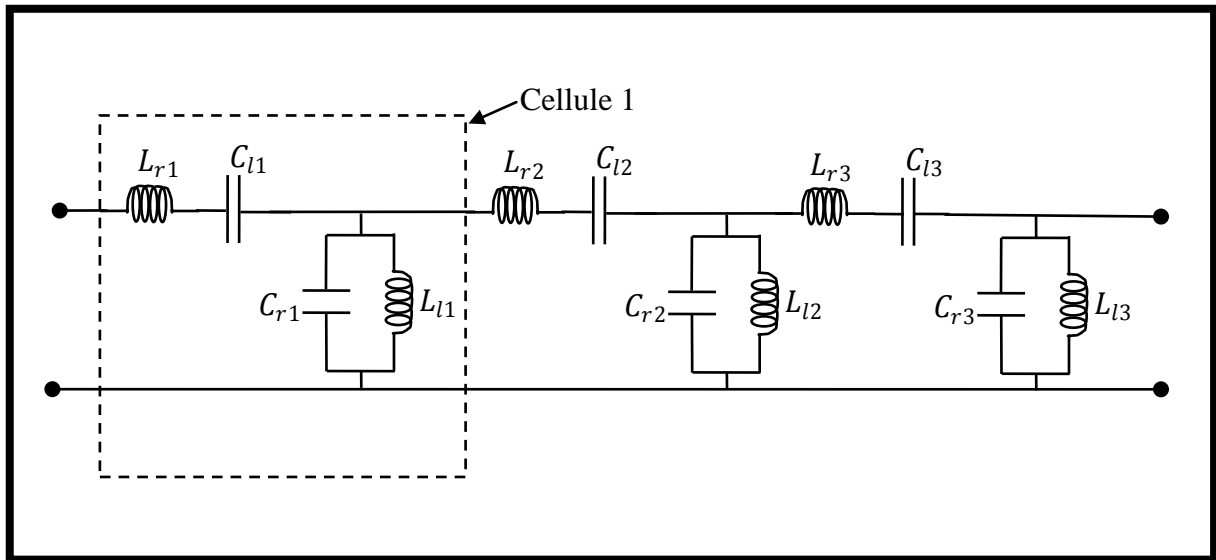
Le conducteur central en cuivre est gravé sur un substrat de Teflon de caractéristiques physiques ( $\epsilon_r=2.1$ ,  $\text{tg}\delta = 0.001$ ). Après avoir simulé cette ligne sous HFSS, on peut visualiser son comportement à partir du coefficient de transmission suivant.



**Figure III.11 : Coefficient de transmission de la ligne coplanaire.**

Notons que la modélisation de la ligne coplanaire peut être obtenue à l'aide des modèles circuits électriques équivalents de la ligne. Ces modèles comportent des cellules ( $L$ - $C$ ) en cascade de telle sorte que  $L$  soit en série et  $C$  soit en parallèle (pour une ligne sans pertes).

À titre d'exemple, on peut modéliser une ligne composite main droite/main gauche à partir de son circuit électrique équivalent. En choisissant une ligne (CRLH) formée par l'association d'une ligne purement main droite et par une autre ligne qui est purement main gauche, chaque ligne soit composer par trois cellules misent en cascade, l'une est l'autre. Le circuit électrique équivalent à cette ligne (CRLH) sans pertes de trois cellules identiques peut représenter par la figure suivante :



**Figure III.12 : Circuit équivalent d'une ligne coplanaire (CRLH) de trois cellules.**

La modélisation de ce circuit se fait à partir de la matrice impédance  $[Z]$ . Cette matrice est obtenue, en appliquant les lois classiques sur l'entrée et la sortie du quadripôle représentant le circuit équivalent de la ligne. On a

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = [Z] \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.22})$$

où :

$$[Z] = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{III.23})$$

le comportement du circuit équivalent est obtenu par la simulation sous HFSS, donc ou bien on injecte les expressions des paramètres  $Z_{ij}$  ( $i, j=1, 2$ ), ou bien il faut chercher les paramètres de la matrice  $[S]$  en fonction des paramètres de la matrice  $[Z]$ . Nous avons choisi la deuxième méthode, donc il faut introduire les deux matrices auxiliaires  $[F]$  et  $[G]$  telles que :

$$[F] = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2\sqrt{Z_c} & 0 \\ 0 & 1/2\sqrt{Z_c} \end{pmatrix} \quad (\text{III.24})$$

et :

$$[G] = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_c & 0 \\ 0 & Z_c \end{pmatrix} \quad (\text{III.25})$$

avec  $Z_c=50\Omega$ , représente l'impédance caractéristique de la ligne équivalente.

La matrice  $[S]$  est donnée en fonction de la matrice impédance  $[Z]$  par la relation :

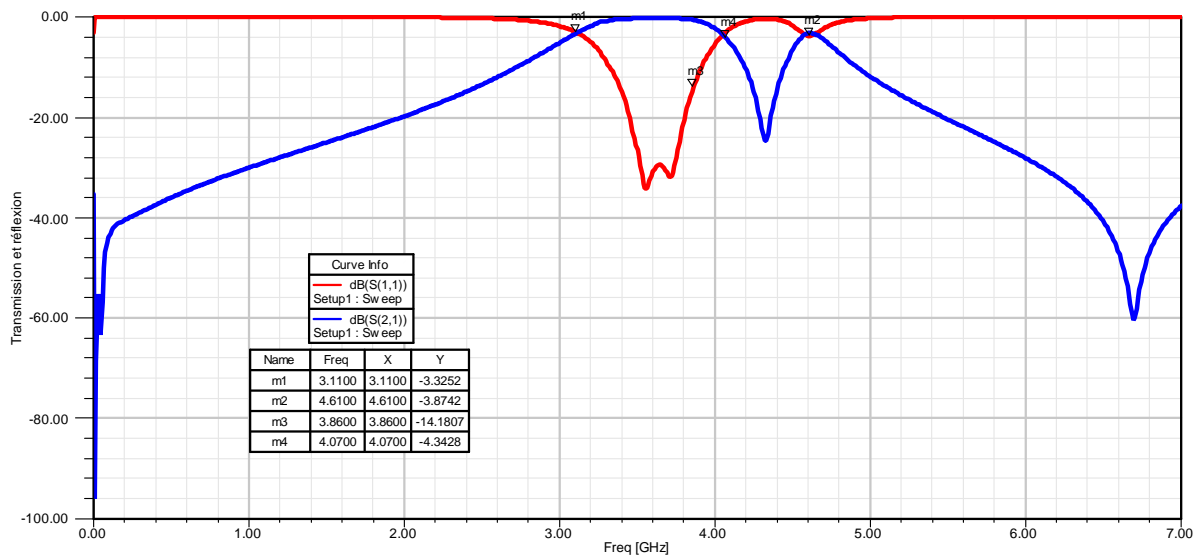
$$[S] = [F]([Z] - [G])([Z] + [G])^{-1}[F]^{-1} \quad (\text{III.26})$$

Sous le simulateur, en injectant les paramètres ainsi mentionnés sur le tableau suivant :

Ligne (CRLH)	$L_r$	$C_l$	$L_l$	$C_r$
Cellule <sub>1,2,3</sub>	1 nH	2.6 pF	0.75 nH	2 pF

**Tableau III.1 : Valeurs choisies des éléments série et parallèle.**

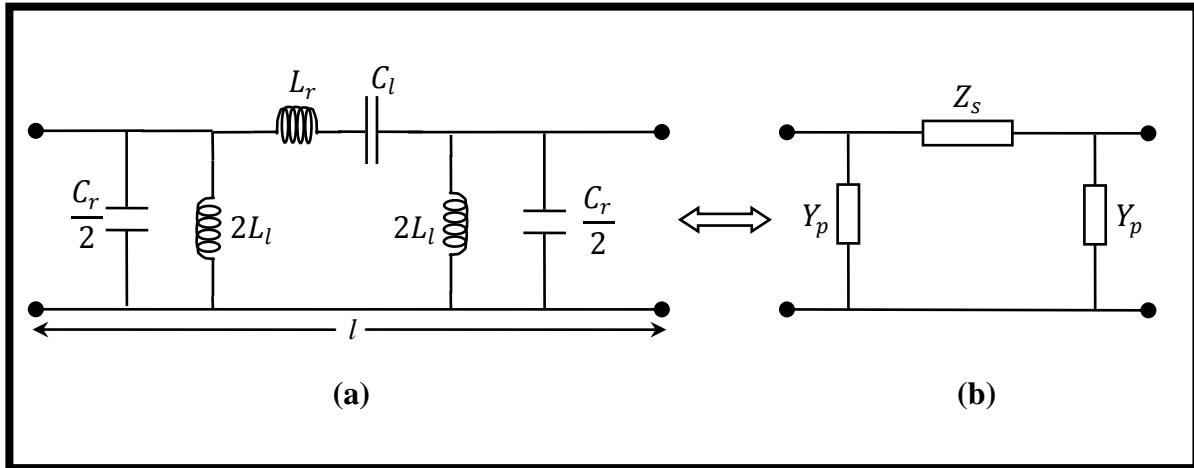
On obtient le comportement du circuit à partir des deux coefficients de transmission et de réflexion, comme la suite :



**Figure III.13 : Paramètres [S] du circuit électrique équivalent.**

Selon le choix de nos éléments du circuit électrique, on peut remarquer que la ligne de transmission représentée par le circuit étudié est une ligne composite (CRLH) non équilibrée. Sur la figure III.13, nous observons que la ligne composite de trois cellules représente une bande interdite désignée par le segment [4.07 - 4.61] GHz. On remarque aussi que le comportement de cette ligne est de type passe-bande de fréquence centrale  $f_0 = 3.86$  GHz, où la bande passante contient les trois ondulations qui correspondent au nombre de cellules choisi pour la modélisation.

Un autre modèle électrique pour la ligne coplanaire main droite/main gauche, peut obtenu à l'aide d'un nombre limité de quadripôles. Chaque quadripôle est représenté par une cellule de base, le circuit électrique global formé par la mise en cascade de ces quadripôles représente la ligne coplanaire (CRLH). La cellule de base de longueur «  $l$  » peut représenter par la figure suivante :



**Figure III.14 : Modèle électrique de la ligne (CRLH)**  
(a) cellule de base (b) équivalence en  $\pi$ .

À partir des deux impédances linéiques  $Z_s$ ,  $Y_p$  du circuit équivalent en  $\pi$ , la relation de dispersion est donnée par :

$$\cos(\beta l) = 1 + Z_s Y_p \quad (\text{III.27})$$

avec :

$$\begin{cases} Z_s = j \left( L_r \omega - \frac{1}{C_l \omega} \right) \\ Y_p = \frac{j}{2} \left( C_r \omega - \frac{1}{L_l \omega} \right) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Alors, on peut écrire :

$$\cos(\beta l) = 1 - \frac{\omega^2}{2} \left( L_r - \frac{1}{C_l \omega^2} \right) \left( C_r - \frac{1}{L_l \omega^2} \right) \quad (\text{III.29})$$

Ce qui nous donne :

$$\beta = \frac{1}{l} \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{\omega^2}{2} \left( L_r - \frac{1}{C_l \omega^2} \right) \left( C_r - \frac{1}{L_l \omega^2} \right) \right] \quad (\text{III.30})$$

Pour une longueur «  $l$  » finie de la ligne coplanaire, on peut montrer son comportement électromagnétique à partir des valeurs choisies pour les éléments de la cellule de base. Nous simulons cette ligne, en faisant conserver les valeurs des deux branches, série et parallèle (valeurs indiquées au tableau III.1). La longueur de la ligne «  $l$  » est estimée de l'ordre de quelques mm ( $l = 15$  mm).

Le comportement de notre ligne représentée par le circuit électrique de la figure (III.14) est représenté par la figure suivante :

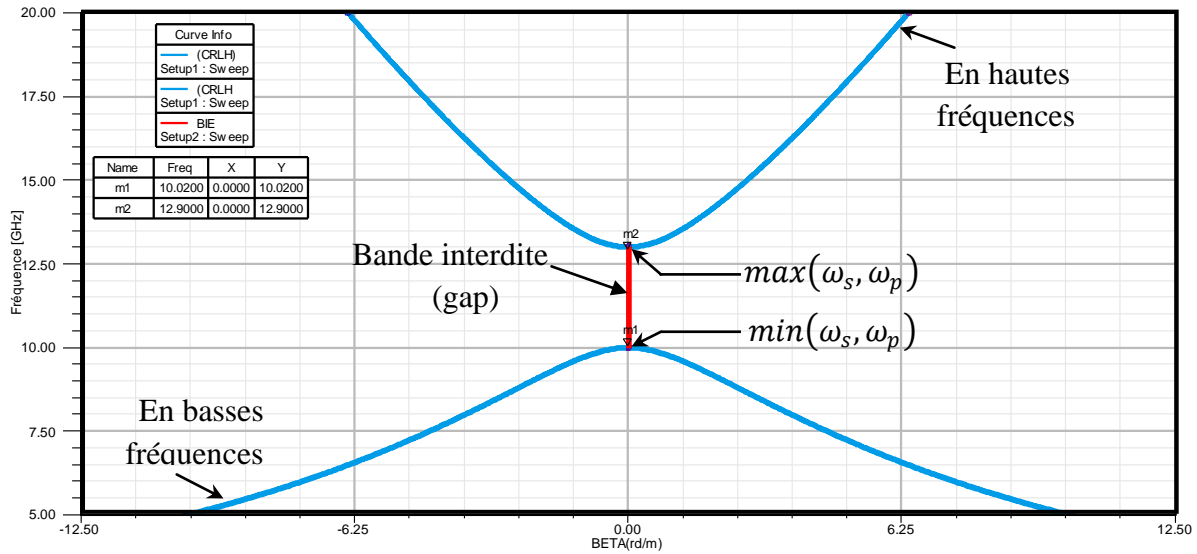


Figure III.15 : Diagramme de dispersion de la ligne (CRLH).

La courbe représentée par la figure ci-dessus est divisée en trois parties, chaque partie est caractérisée par une gamme de fréquence. En basses fréquences, au dessous de 10.02 GHz, la ligne est caractérisée par la propagation main gauche, sur la gamme [10.02 – 12.9] GHz, la propagation n'existe pas et donc on note une bande interdite (gap) sur cette gamme. En hautes fréquences, au-delà de 12.9 GHz, la ligne est considérée comme étant une ligne main droite.

Cette ligne peut devenir une ligne équilibrée, si les valeurs des deux fréquences de résonance dans les deux branches, série et parallèle sont égales. Alors on peut montrer le comportement de la ligne équilibrée pour ( $\omega_s = \omega_p$ ). Les valeurs des inductions et des capacités linéiques représentées dans le tableau suivant peuvent vérifier cette condition.

Ligne équilibrée	$L_r$	$C_l$	$L_l$	$C_r$
	1 nH	2.6 pF	1.3 nH	2 pF

Tableau III.2 : Eléments série et parallèle de la ligne équilibrée.

Le diagramme de dispersion de la ligne équilibrée est représenté par la figure suivante :

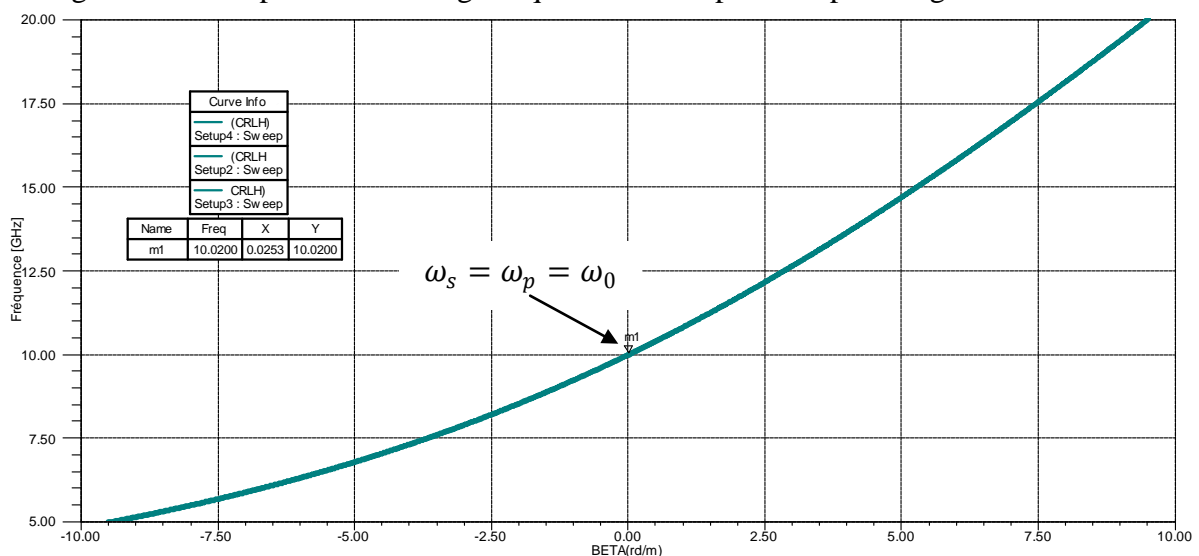


Figure III.16 : Diagramme de dispersion de la ligne équilibrée.

### III.4. Conception d'une ligne (CRLH) coplanaire:

Dans cette section nous allons présenter la conception d'une ligne composite main droite/main gauche. Cette conception est basée sur l'étude des lignes de transmission à discontinuités (capacitive et inductive), l'extraction des valeurs des capacités et inductances est nécessaire par la suite pour pouvoir obtenir la ligne (CRLH) en technologie coplanaire.

#### III.4.1. Modélisation et conception de la CPW(CRLH) sur un substrat diélectrique :

La ligne coplanaire main droite/main gauche (CPW(CRLH)) représente l'outil de base lors de la conception et la réalisation des circuits microondes à base des métallignes (antennes, filtres, coupleurs,...). La cellule de base d'une telle ligne (CRLH) se compose par des lignes coplanares discontinues. Ces discontinuités peuvent réaliser des circuits ouverts et aussi des court-circuits. Généralement, un circuit ouvert est de nature capacitive et le court-circuit est de nature inductive (pour un branchement série-parallèle) respectivement. Notre ligne coplanaire composite est constituée d'une capacité interdigitée en série et un stub court-circuité par les plans de masse, comme le montre la figure suivante :

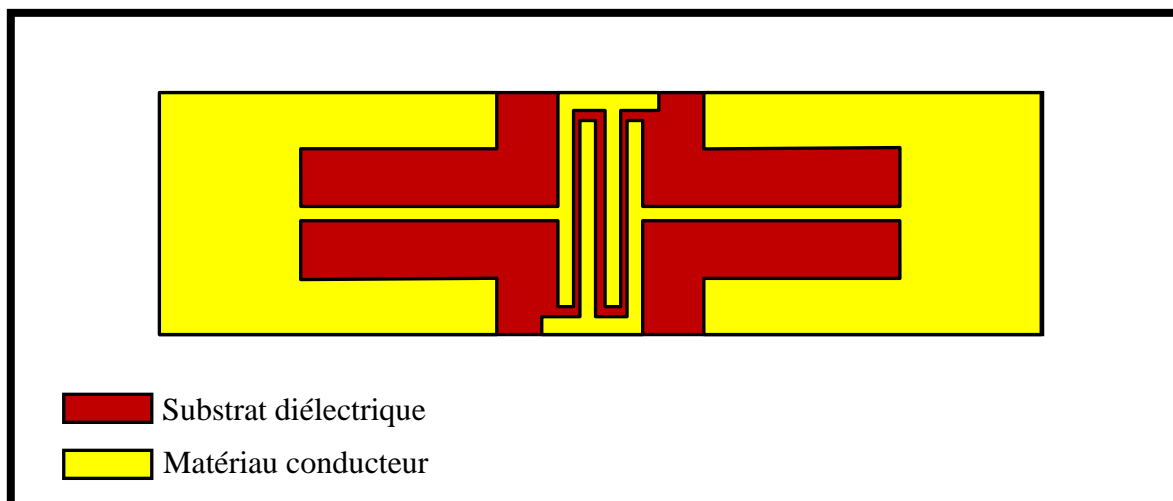


Figure III.17 : Cellule de base pour la ligne CPW (CRLH).

Pour étudier la structure représentée par la figure ci-dessus, nous allons étudier chaque composant discontinu constituant la structure (CRLH). Donc on va exposer les divers types de discontinuités existents pour les capacités séries et les inductances parallèles.

#### III.4.1.1. Discontinuité capacitive :

Pour ce genre de discontinuité, on distingue deux types de structures. Les structures à gap capacitance (capacité à gap) et les capacités interdigitées.

##### III.4.1.1.1. Capacité à gap

Ce genre de capacité représente un circuit ouvert, la discontinuité peut apparaître au niveau du ruban conducteur central. La figure suivante représente la structure de la capacité coplanaire à gap et son circuit électrique équivalent.



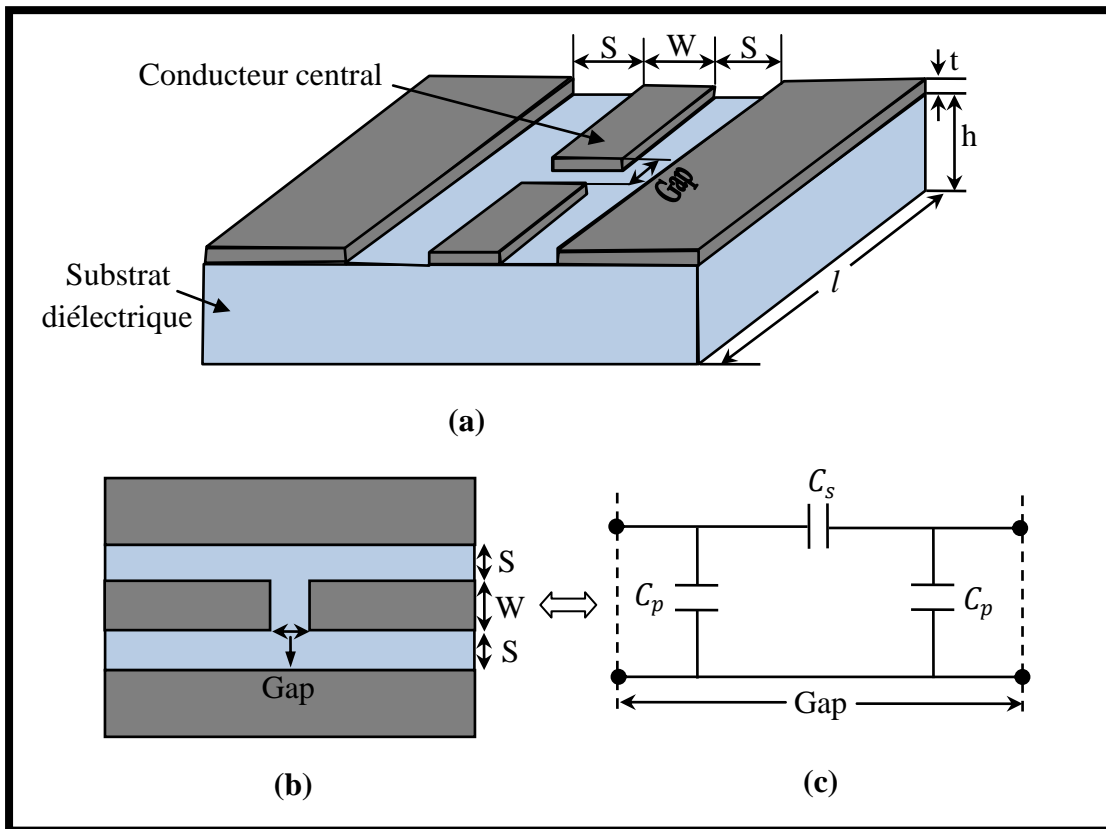


Figure III.18 : (a) CPW à gap capacitif (b) Vue de dessus (c) Circuit équivalent.

Le substrat diélectrique utilisé pour la réalisation des Lignes CPW à gap (G) capacitif est souvent l'alumine de caractéristiques physiques ( $\epsilon_r = 9.4$ ,  $\text{tg}\delta = 0.006$ ). Des travaux intéressants de Gevorgian sont réalisés pour calculer les valeurs des capacités séries et parallèles dans le circuit équivalent peuvent justifier [69] :

$$\begin{cases} C_p = 4\epsilon_0\epsilon_{eff} \left[ \frac{K(k_3)}{K(k'_3)} K(k) \frac{W}{2} - \frac{K(k)}{K(k')} L_m \right] \\ C_s = 2\epsilon_0\epsilon_{eff} \left[ \frac{K(k_2)}{K(k'_2)} - \frac{K(k_3)}{K(k'_3)} \right] K(k) \frac{W}{2} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Avec :

$$\begin{cases} \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \\ k = \frac{W}{W + 2S} \\ L_m = \frac{W \cdot K(k') - G}{2} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

et

$$\begin{cases} k_1 = \left( \frac{e^{\pi T} - 2}{e^{\pi T} + 2} \right)^2 \\ k_2 = \operatorname{sn} \left( \frac{L_m}{L_m + (G/2)} K(k_1), k_1 \right) \\ k_3 = k_1 k_2 \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

et aussi :

$$\begin{cases} T = \frac{L_m + (G/2)}{(W/2)K(k')} \\ k' = \sqrt{1 - k^2} \\ k'_i = \sqrt{1 - k_i^2} \quad (i = 1, 2, 3) \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Où :  $K(k)$  représente l'intégrale elliptique du 1<sup>er</sup> ordre et  $\operatorname{sn}$  représente le Jacobien de l'intégrale elliptique.

Dans la figure (III.18.c), le circuit électrique équivalent de la capacité à gap contient les deux capacités  $C_s$  et  $C_p$  qui représentent la capacité série équivalente de cette capacité à gap et la capacité parasite en parallèle respectivement.

#### III.4.1.1.2. Capacité interdigitée :

La capacité interdigitée est une structure planes qui peut contenir N minces bandes conductrices parallèles, ces bandes sont appelées souvent « doigts » et reliées alternativement à l'une ou l'autre des deux bandes, de longueur totale W, qui leur sont perpendiculaires. Le tout est déposé sur la face d'un substrat qui est de l'alumine ( $\epsilon_r = 9.4$ ). La capacité interdigitée (CID) représente un élément de base pour la conception et la réalisation des circuits microondes. Le premier calcul de ce genre de capacité proposé par G. Alley [70] montra des valeurs des (CID) couramment de l'ordre 0.1 à 15 pF, mais ces calculs sont valables que si l'épaisseur du diélectrique est suffisamment importante ( $> 1\text{mm}$ ). La figure suivante représente la (CID) coplanaire et son circuit électrique équivalent.

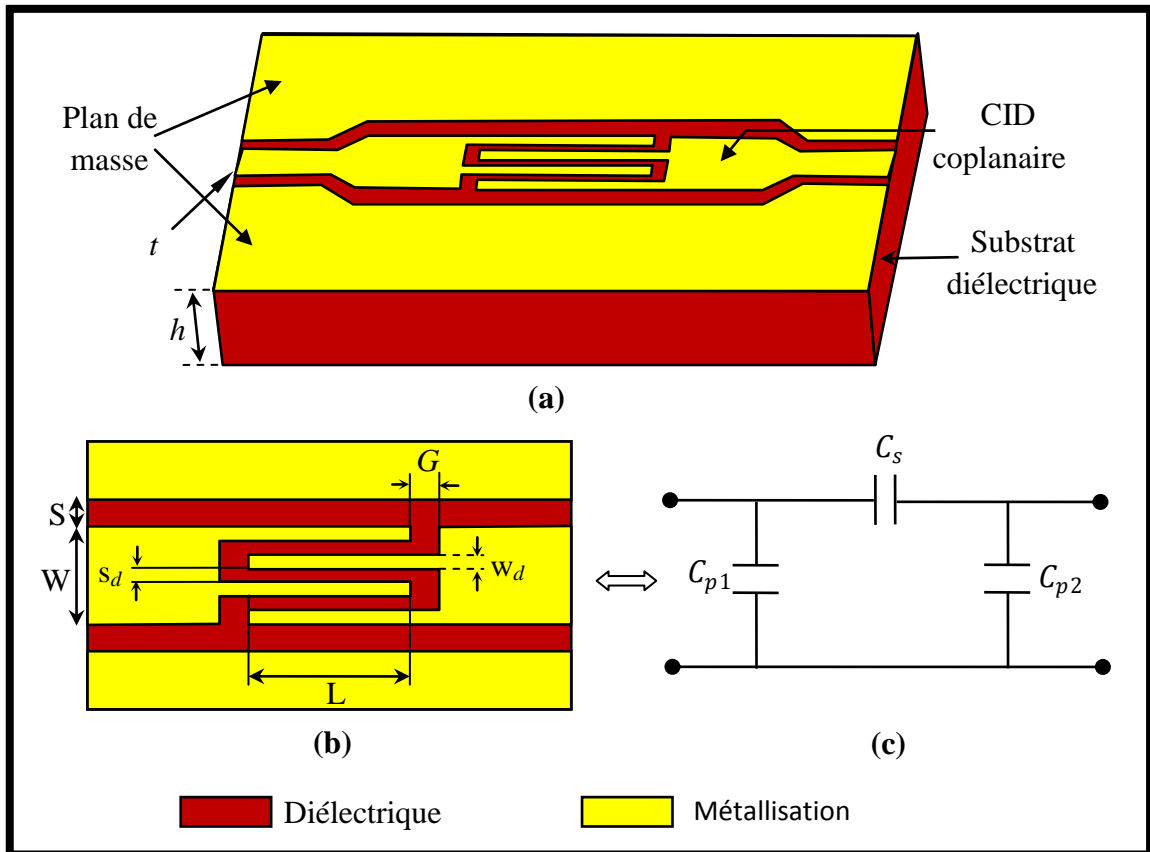


Figure III.19 : (a) CID coplanaire (b) Vue de dessus (c) Circuit électrique équivalent.

Dans la figure (III.19.(b)), nous avons indiqué les paramètres géométriques de la CID, avec :

- $W$  = largeur totale de la CID.
- $S$  = largeur de la fente.
- $L$  = longueur des doigts.
- $G$  = largeur du gap à la fin de chaque doigt.
- $w_d$  = largeur des doigts.
- $s_d$  = espacement entre les doigts.
- $(h, t)$  = épaisseurs du substrat et de la métallisation respectivement.

Dans la figure (III.19(c)), les deux capacités  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  représentent les capacités parasites parallèles de la CID. Plusieurs modèles de calcul pour déterminer la valeur de la CID, ont été proposés dans les diverses recherches. Ces calculs se différencient l'un de l'autre selon la nature des paramètres géométriques de la structure notamment les deux paramètres  $(h, t)$ .

Pour une métallisation d'épaisseur  $t$ , S. Gevorgian a défini la largeur effective des doigts par [71] :

$$w_{\text{deff}} = w_d + \frac{t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{4\pi w_d}{t} \right) \right] \quad (\text{III.35})$$

Pour la modélisation de la CID coplanaire, la capacité  $C_s$  représente l'élément de base lors des divers calculs. L'expression de  $C_s$  est donnée par [72] :

$$C_s = C_3 + C_N + C_{end} \quad (III.36)$$

où :  $C_3$  est la capacité à trois doigts,  $C_N$  est la capacité à (N-3) doigts et  $C_{end}$  est la capacité de bout. La capacité  $C_3$  est donnée par [72] :

$$\begin{cases} C_3 = 4\pi\epsilon_0\epsilon_e \frac{K(k_1)}{K(k_1')} L \\ \epsilon_e = 1 + \frac{K(k_1')K(k_2)}{K(k_1)K(k_2')} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \end{cases} \quad (III.37)$$

où :

$$k_1 = \frac{w_{def}}{w_{def} + 2S_d} \sqrt{\frac{1 - \left( \frac{w_{def} + 2S_d}{3w_{def} + 2S_d} \right)^2}{1 - \left( \frac{w_{def}}{3w_{def} + 2S_d} \right)^2}} \quad (III.38)$$

et :

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi w_{def}}{4h}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi(w_{def} + 2S_d)}{4h}\right]} \sqrt{\frac{\sinh^2\left[\frac{\pi(3w_{def} + 2S_d)}{4h}\right] - \sinh^2\left[\frac{\pi(w_{def} + 2S_d)}{4h}\right]}{\sinh^2\left[\frac{\pi(3w_{def} + 2S_d)}{4h}\right] - \sinh^2\left[\frac{\pi w_{def}}{4h}\right]}} \quad (III.39)$$

$$\text{et : } k_i' = \sqrt{1 - k_i^2} \quad ; (i = 1, 2) \quad (III.40)$$

On note que  $K(k)$  est l'intégrale elliptique du 1<sup>er</sup> ordre, dont le rapport ( $K(k)/K(k')$ ) est donné à l'aide de l'approximation d'Hilberg par l'expression suivante :

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left[2\left(\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right)\right]} & \text{pour } 0 \leq k \leq 0.707 \\ \frac{1}{\pi} \ln\left[2\left(\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right)\right] & \text{pour } 0.707 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (III.41)$$

La capacité  $C_N$  est donnée par [72] :

$$\begin{cases} C_N = (N - 3)\epsilon_0\epsilon_N \frac{K(k_3)}{K(k_3')} L \\ \epsilon_N = 1 + \frac{K(k_3')K(k_4)}{K(k_3)K(k_4')} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \end{cases} \quad (III.42)$$

où :

$$k_3 = \frac{w_{def}}{w_{def} + S_d} \quad (III.43)$$

et :

$$k_4 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi w_{\text{defeff}}}{4h}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi(w_{\text{defeff}} + 2S_d)}{4h}\right]} \sqrt{\frac{\cosh^2\left[\frac{\pi(w_{\text{defeff}} + S_d)}{4h}\right] - \sinh^2\left[\frac{\pi(w_{\text{defeff}} + S_d)}{4h}\right]}{\cosh^2\left(\frac{\pi w_{\text{defeff}}}{4h}\right) - \sinh^2\left[\frac{\pi(w_{\text{defeff}} + S_d)}{4h}\right]}} \quad (\text{III.44})$$

et :

$$k'_j = \sqrt{1 - k_j^2} \quad ; (j = 3, 4) \quad (\text{III.45})$$

La valeur de la capacité  $C_{\text{end}}$  est généralement très petite devant les deux autres capacités précédentes  $C_3$  et  $C_N$  du fait que la longueur des doigts est souvent supérieure à leur largeur [73]. Alors on peut négliger la valeur de  $C_{\text{end}}$  quant au calcul de la capacité totale  $C_s$ .

### III.4.1.2. Discontinuité inductive :

Les discontinuités inductives sont généralement obtenues à partir des stubs court-circuités aux plans de masse. Les inductances coplanaires parallèles sont réalisées alors à l'aide de ces stubs en association avec des rubans conducteurs. Les calculs des inductances coplanaires fait l'objet de plusieurs travaux de conception et réalisation dans le contexte des circuits microondes à cause des avantages représentées par ce genre de structure coplanaire. La figure suivante représente une inductance coplanaire parallèle avec son circuit électrique équivalent.

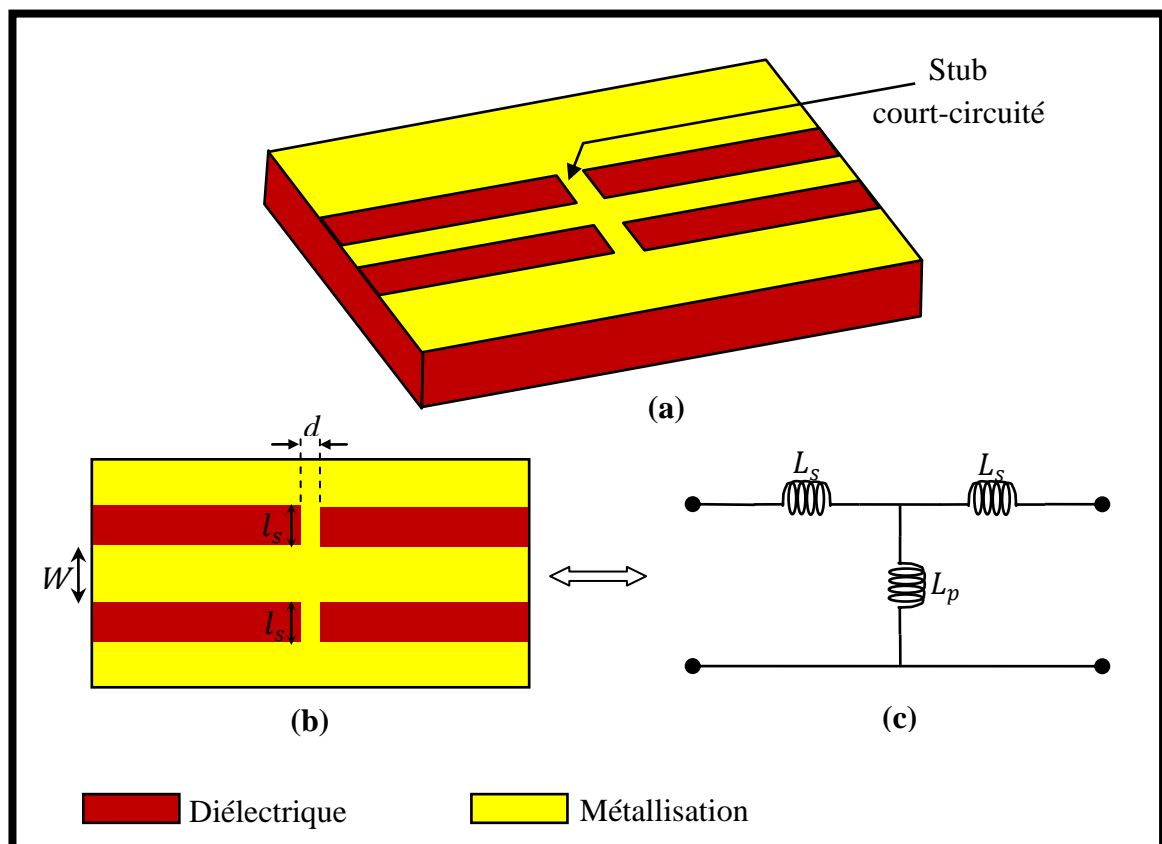


Figure III.20: (a) Inductance CPW parallèle (b) Vue de dessus (c) Circuit équivalent.

La figure (III.20 (b)) montre une inductance CPW shunt formée par un stub court-circuité aux plans de masse, ce stub a une longueur et une largeur notées respectivement ( $l_s, d$ ). Le circuit électrique équivalent de cette inductance est représenté par la figure (III.20 (c)).

L'inductance  $L_p$  de la branche parallèle du circuit équivalent peut être déterminée par deux expressions approchées [74,75] :

$$\begin{cases} L_p = l_s \left[ \ln \left( \frac{2\pi l_s}{d} \right) - 1 + \frac{d}{\pi l_s} \right] \\ L_p = l_s \left[ \ln \left( \frac{1 + \sqrt{1 + \theta^2}}{\theta} \right) + \theta - \sqrt{1 + \theta^2} \right] \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

avec :  $\theta = \frac{d}{4l_s}$ , l'inductance série  $L_s$  augment proportionnellement en fonction de la largeur du stub  $d$  [73].

### III.4.1.3. Extraction des capacités et des inductances :

Lors de la modélisation des lignes coplanaires (CPW), il existe plusieurs méthodes pour calculer les valeurs des capacités coplanaires série et les inductances parallèle. Puisque chaque structure coplanaire possède un circuit électrique équivalent qui contient une alternance des branches séries et parallèles, la méthode la plus efficace est celui qui utilise la relation entre la matrice chaîne et la matrice de répartition [S]. Lors de la simulation des diverses structures, le comportement électromagnétique peut obtenue facilement à l'aide des paramètres  $S_{ij}$ .

En utilisant les diverses définitions et propriétés des deux matrices chaîne [T] et de répartition [S], on peut déterminer les valeurs suivantes :

- Pour la capacité CPW série :

$$\begin{cases} C_s = \frac{2}{j\omega} \left[ \frac{S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right] \\ C_p = \frac{1}{j\omega} \left[ \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{21}(S_{12} - 2)}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right] \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

- Pour l'inductance CPW parallèle :

$$\begin{cases} L_p = \frac{2}{j\omega} \left[ \frac{S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right] \\ L_s = \frac{S_{12}}{j\omega S_{21}} \left[ \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{21}(S_{12} - 2)}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right] \end{cases} \quad (\text{III.48})$$

### III.4.1.4. Simulation des structures discontinues :

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulation pour les diverses structures discontinues modélisées précédemment. Nous allons choisir les dimensions convenables pour chaque ligne CPW pour avoir une certaine adaptation avec les impédances caractéristiques des lignes d'alimentation (entrée/sortie) d'une part, et avec la méthode de modélisation choisie.

#### III.4.1.4.1. Simulation de la capacité à gap :

L'étude des caractéristiques de la capacité coplanaire à gap peut articuler sur plusieurs paramètres géométriques ( $W$ ,  $h$ ,  $t$ ,  $G$ ,  $S$ ), mais le paramètre le plus important dans notre étude est la dimension du gap ( $G$ ). Pour cette raison, nous allons simuler notre structure pour des valeurs différentes de  $G$  (quatre valeurs). Les paramètres choisis pour notre structure sont représentés par le tableau suivant :

CPW	$W(mm)$	$S(mm)$	$h(mm)$	$t(\mu m)$	$G(\mu m)$
Ligne 1	0.6	0.2	0.635	5	10
Ligne 2	0.6	0.2	0.635	5	30
Ligne 3	0.6	0.2	0.635	5	40
Ligne 4	0.6	0.2	0.635	5	50

Tableau III.3 : Paramètres choisis de la capacité CPW à gap.

Comme nous l'avons indiqué précédemment, notre conception se fait à l'aide des substrats diélectriques. Le substrat choisi pour les capacités coplanaires dans notre modélisation est toujours l'alumine de caractéristiques physiques ( $\epsilon_r = 9.4$ ,  $tg\delta = 0.006$ ). Notre capacité est représentée sous le simulateur HFSS par la figure suivante :

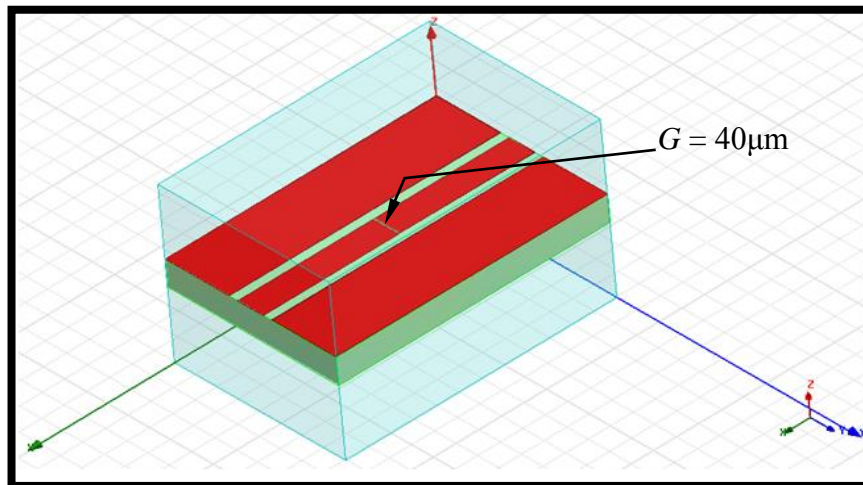


Figure III.21 : La capacité CPW à gap.

La figure ci-dessus représente l'une des quatre configurations proposées selon la valeur de  $G$ . après avoir appliqué les conditions aux limites sur notre structure, les quatre réponses en paramètres  $[S]$  peuvent représentés par la figure suivante :

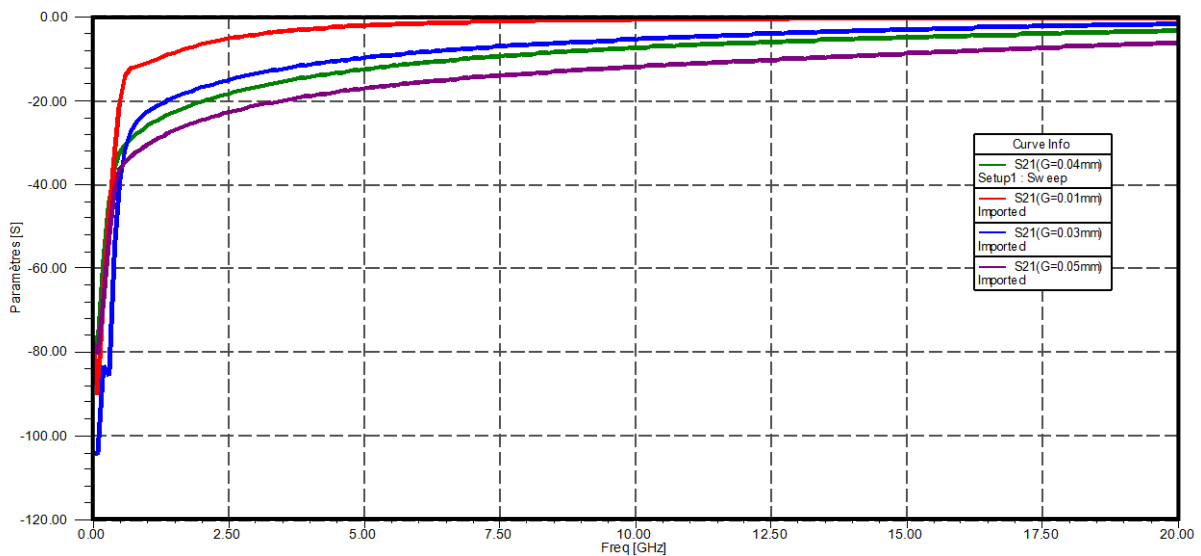


Figure III.22 : Coefficients de transmission pour les quatre capacités coplanaires.

La figure ci-dessus représente les paramètres  $S_{21}$  pour chaque capacité coplaire, on remarque que ces coefficients sont inversement proportionnels aux différentes valeurs des gaps ( $G$ ). À partir de la relation (III.47) on peut extraire directement les différentes valeurs de la capacité coplaire ( $C_s$ ) (à partir des paramètres  $S_{ij}$ ). À titre d'exemple, nous allons déduire les valeurs de  $C_s$  pour deux capacités coplanaires où ( $G=1\mu\text{m}$  et  $G=40\mu\text{m}$ ). Sur le simulateur HFSS, on peut visualiser la variation en fonction de la fréquence des deux capacités coplanaires par la figure suivante :

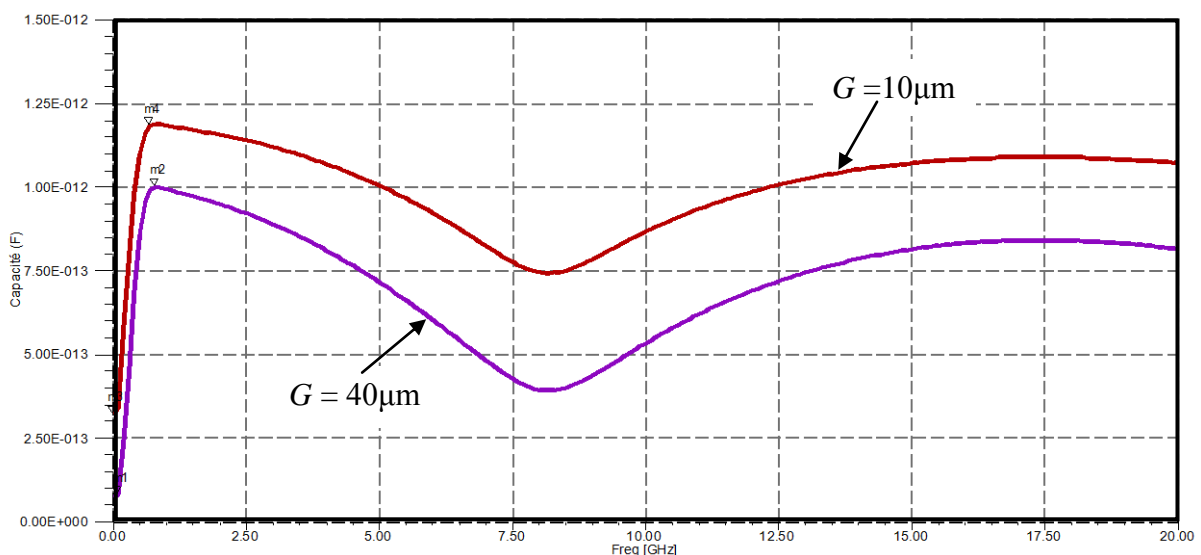


Figure III.23 : Valeurs des capacités coplanaires pour ( $G=10\mu\text{m}$ ,  $G=40\mu\text{m}$ ).

La figure (III.23) montre les différentes valeurs des deux capacités à gaps ( $G=10\mu\text{m}$  et  $G=40\mu\text{m}$ ). Pour le premier gap on peut remarquer que la valeur de  $C_s$  varie entre  $0.325\text{pF}$  et



1.182 pF, pour le second gap les valeurs de la capacité sont comprises entre 0.075pF et 1pF. On remarque alors, que la valeur de la capacité CPW à gap diminue quand le gap augmente.

#### III.4.1.4.2. Simulation de la capacité interdigitée :

L'étude des capacités interdigitées peut aussi articuler sur les divers paramètres tels que ( $W, S, G, L, h, s_d, w_d, t$ ), mais le paramètre le plus important dans notre étude est le paramètre  $L$  qui représente la longueur des doigts. Pour notre simulation, nous avons choisi trois types de capacités interdigitées différentes l'une de l'autre (selon les valeurs de  $L$ ). Nous avons conservé la même valeur pour le gap ( $G = 100\mu\text{m}$ ). Les caractéristiques des trois capacités interdigitées à simuler sont résumées dans le tableau ci-dessous.

CPW	$W(\text{mm})$	$S(\text{mm})$	$G(\mu\text{m})$	$L(\text{mm})$	$h(\text{mm})$	$s_d(\text{mm})$	$w_d(\text{mm})$	$t(\mu\text{m})$
CPW1	0.9	0.3	100	1.5	0.635	0.1	0.1	5
CPW2	0.9	0.3	100	2.0	0.635	0.1	0.1	5
CPW3	0.9	0.3	100	2.5	0.635	0.1	0.1	5

Tableau III.4 : Dimensions des trois capacités interdigitées.

Chaque capacité CPW possède cinq doigts (quatre espacements entre doigts). Pour les mêmes caractéristiques physiques du substrat, une des trois capacités interdigitées proposées (pour une longueur des doigts qui est 2.5mm par exemple) peut représenter par la figure suivante.

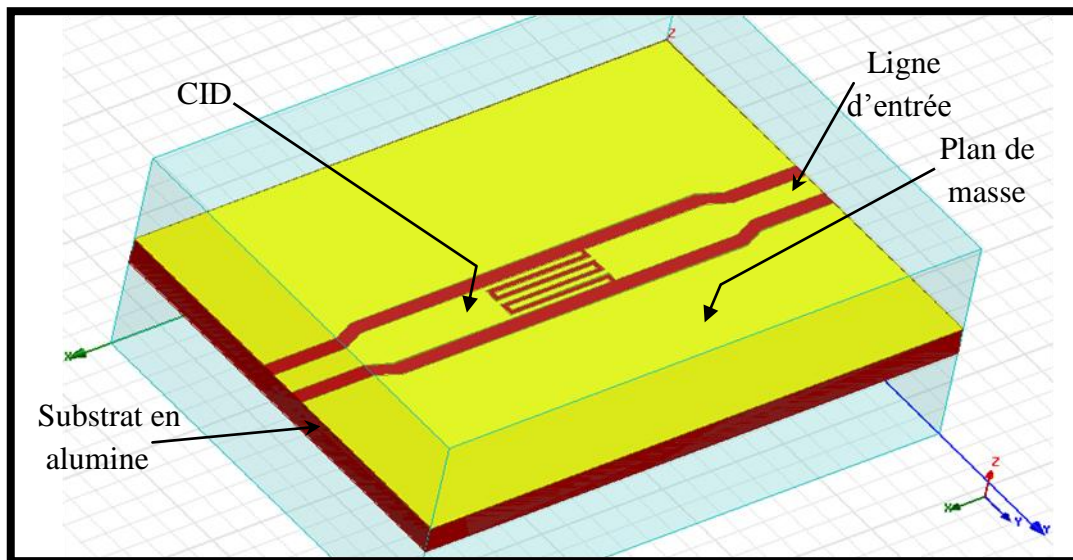


Figure III.24 : La (CID) à cinq doigts ( $L=2.5\text{mm}$ ) sous HFSS.

La figure ci-dessus représente l'une des trois configurations proposées selon la valeur de  $L$ . après avoir appliqué les conditions aux limites sur notre structure, les trois réponses en paramètres  $[S]$  peuvent être représentées par la figure suivante :

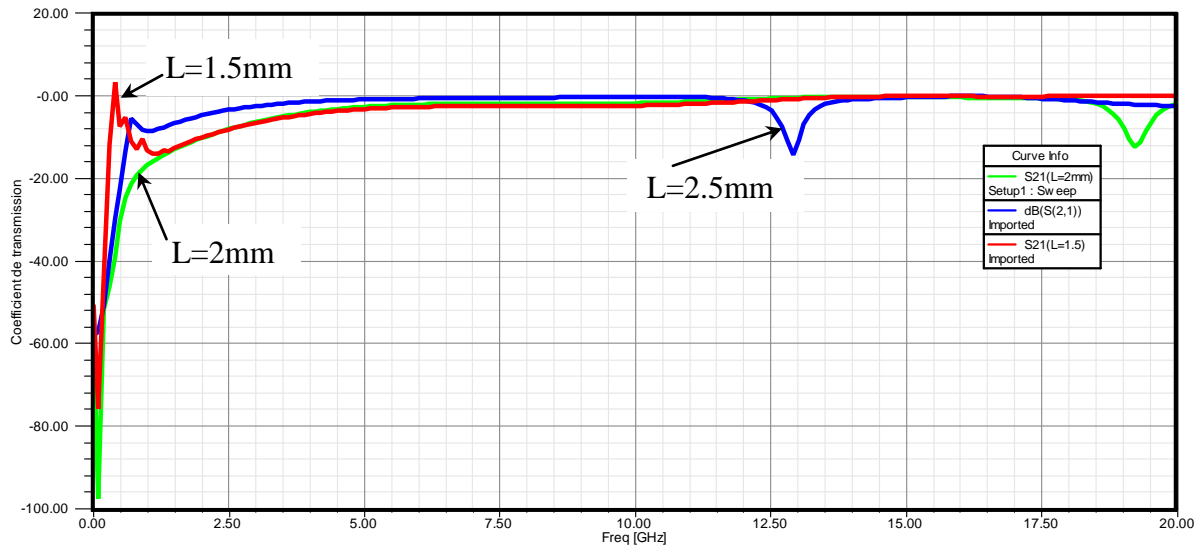


Figure III.25 : Coefficients de transmission pour les trois capacités CID.

La figure ci-dessus représente les coefficients de transmission pour les trois capacités interdigitées, selon les trois valeurs de la longueur des doigts. On remarque que les coefficients  $S_{21}$  sont proportionnels à la longueur des doigts ( $L$ ). Toujours, à partir de l'expression (III.47) on peut déduire la valeur de la capacité CID qui est ( $C_s$ ). Sur le simulateur HFSS, on peut visualiser les diverses valeurs de la capacité  $C_s$  pour les deux valeurs des longueurs des doigts ( $L= 1.5\text{mm}$  et  $L=2.5\text{mm}$ ). La figure suivante nous montre ces valeurs de la CID.

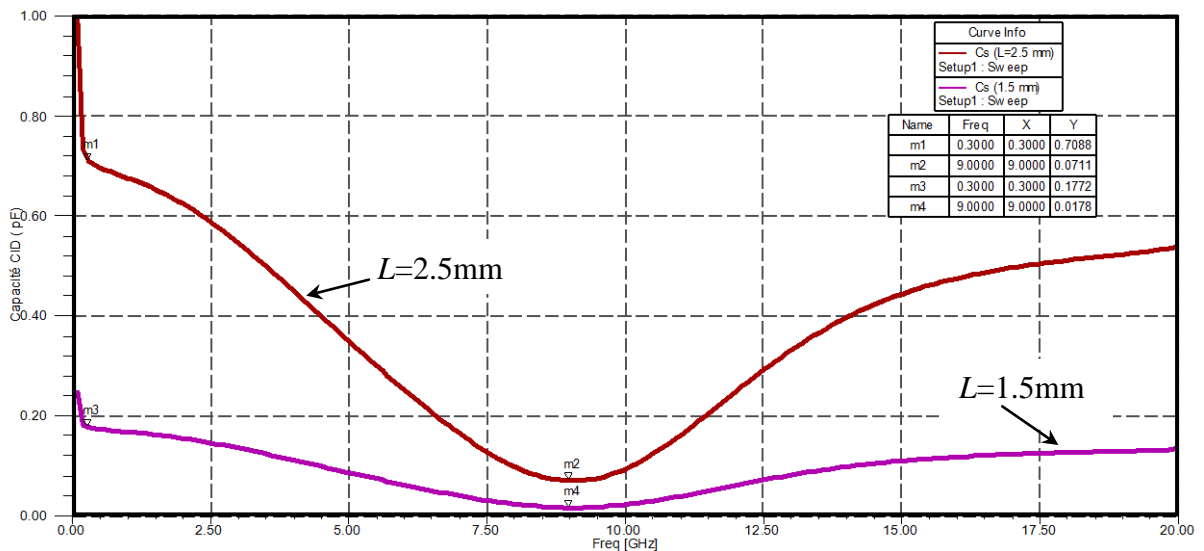


Figure III.26 : Valeurs des CID pour ( $L=1.5\text{mm}$ ,  $L=2.5\text{mm}$ ).

La figure (III.26) montre les deux valeurs des deux capacités CID pour ( $L=1.5\text{mm}$  et  $L=2.5\text{mm}$ ). Pour la première longueur du doigt ( $L=1.5\text{mm}$ ) on peut remarquer que la valeur de  $C_s$  varie entre  $0.017\text{pF}$  et  $0.177\text{ pF}$ , pour la seconde longueur du doigt ( $L=2.5\text{mm}$ ), les

valeurs de la capacité sont comprises entre 0.071pF et 0.708pF. On remarque alors, que la valeur de la capacité CID augmente quand la longueur des doigts augmente.

#### III.4.1.4.3. Simulation de l'inductance CPW parallèle :

L'étude des inductances CPW parallèles peut aussi articuler sur les divers paramètres tels que ( $W$ ,  $l_s$ ,  $h$ ,  $d$ ,  $t$ ), mais le paramètre le plus important dans les diverses études des inductances parallèles est le paramètre  $l_s$  qui représente la longueur des stubs shuntés. Pour notre simulation, nous avons choisi trois types d'inductance CPW différente l'une de l'autre (selon les valeurs de  $l_s$ ). Nous avons conservé la même largeur des stubs ( $d = 0.2\text{mm}$ ). Les caractéristiques des trois inductances CPW à simuler sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Inductance CPW	$W$ (mm)	$l_s$ (mm)	$h$ (mm)	$d$ (mm)	$t$ (mm)
CPW1	0.8	1.2	0.635	0.2	0.005
CPW2	0.8	1.6	0.635	0.2	0.005
CPW3	0.8	1.8	0.635	0.2	0.005

Tableau III.5 : Dimensions des trois inductances CPW parallèles.

La capacité CPW parallèle est shuntée aux plans de masse par les deux stubs de longueurs identiques ( $l_s$ ). Pour les mêmes caractéristiques physiques du substrat, une des trois inductances proposées (pour une longueur des stubs qui est 1.6 mm par exemple) peut représenter par la figure suivante.

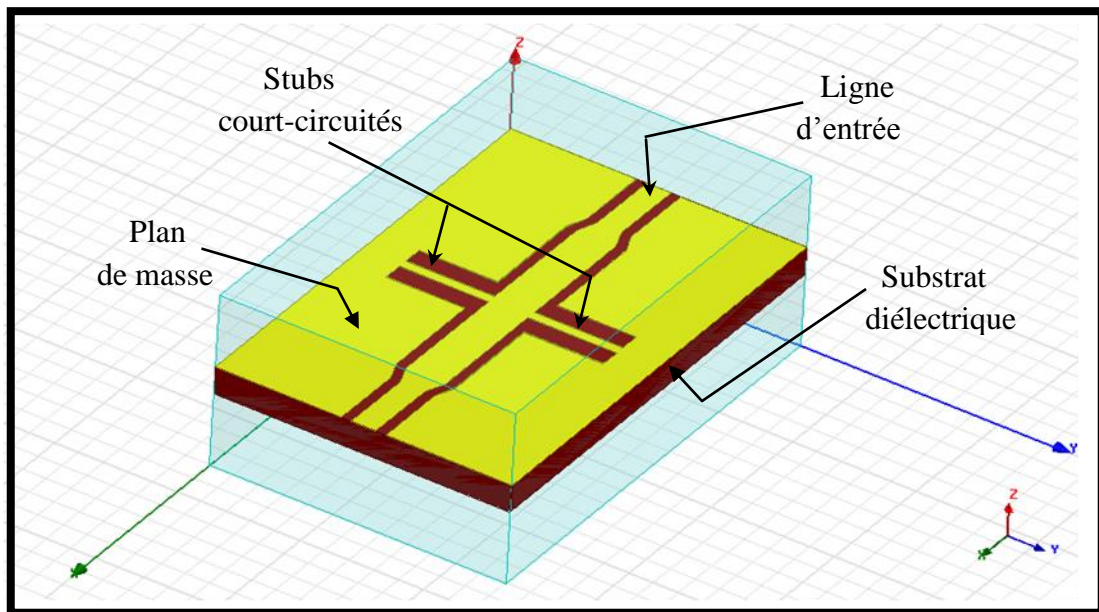


Figure III.27 : L'inductance parallèle à stubs court-circuités ( $l_s = 1.6\text{mm}$ ).

Après avoir appliqué les conditions aux limites sur notre structure, les trois réponses en paramètres [S] pour les trois longueurs des stubs proposées peuvent être représentés par la figure suivante :

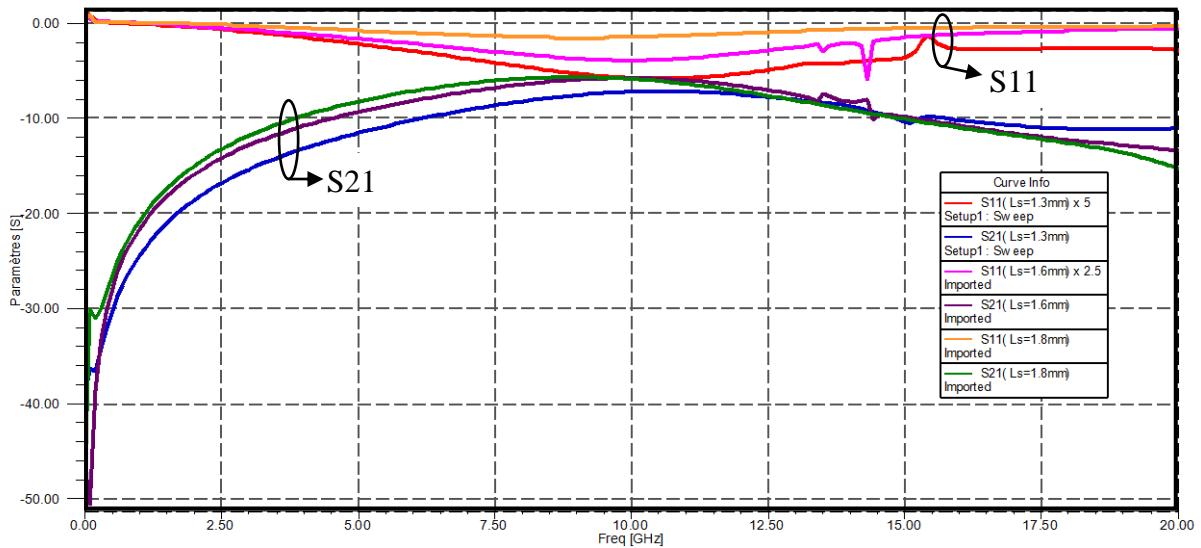


Figure III.28 : Paramètres [S] des trois inductances CPW.

La figure (III.28) représente les coefficients de transmission et de réflexion pour les trois inductances parallèles, selon les trois valeurs de la longueur des stubs. On remarque que les coefficients  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont proportionnels à la longueur ( $l_s$ ). À partir de l'expression (III.48) on peut déduire les valeurs ( $L_p$ ) de chaque inductance CPW. Sur le simulateur HFSS, on peut visualiser la variation des valeurs d'inductances en fonction de la fréquence. Nous avons choisi deux longueurs de stubs ( $l_s = 1.3 \text{ mm}$ ,  $l_s = 1.8 \text{ mm}$ ). La variation des valeurs pour les deux inductances en fonction de la fréquence est représentée par la figure suivante.

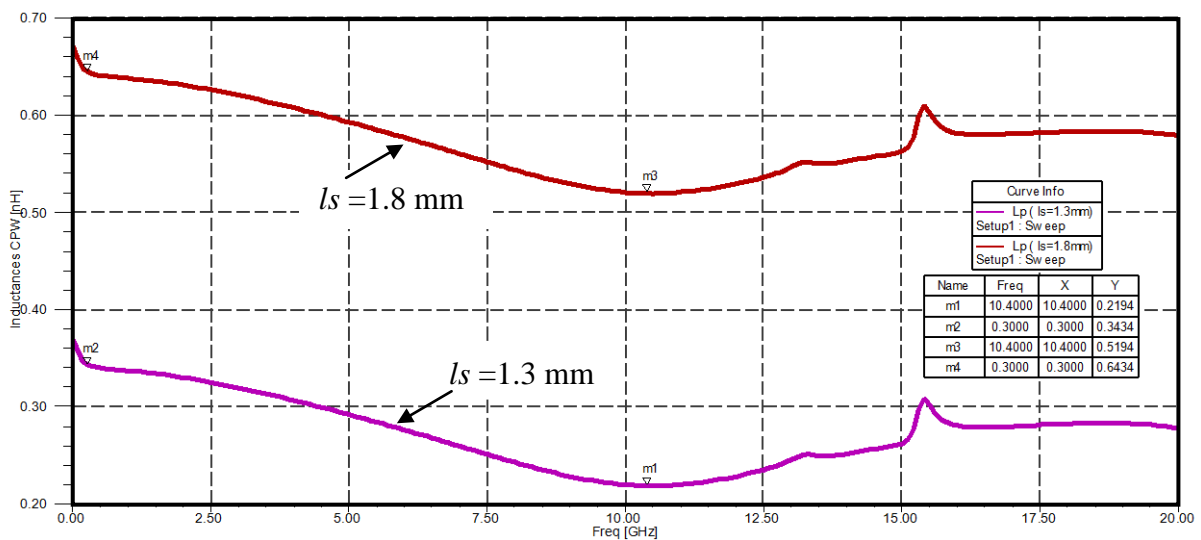


Figure III.29 : Valeurs des inductances CPW parallèles ( $l_s = 1.3 \text{ mm}$ ,  $l_s = 1.8 \text{ mm}$ ).

La figure (III.28) montre les deux valeurs des deux inductances CPW pour ( $l_s = 1.3 \text{ mm}$  et  $l_s = 1.8 \text{ mm}$ ). Pour la première longueur du stub ( $l_s = 1.3 \text{ mm}$ ) on peut remarquer que la valeur de  $L_p$  varie entre  $0.219 \text{ nH}$  et  $0.343 \text{ nH}$ , pour la seconde longueur du stub ( $l_s = 1.8 \text{ mm}$ ), les valeurs de l'inductance sont comprises entre  $0.519 \text{ nH}$  et  $0.643 \text{ nH}$ . On remarque alors, que la valeur de l'inductance CPW augmente quand la longueur des stubs augmente.

### III.4.1.5. Conception de la ligne coplanaire (CRLH) :

La ligne (CRLH) coplanaire autrement dite « la métaligne coplanaire », est composée (comme nous l'avons indiqué précédemment) par un élément capacitif discontinu et un autre élément discontinu qui est inductif. Nous utilisons souvent les capacités interdigitées en association avec les inductances parallèles. Dans cette section, nous allons introduire un autre élément capacitif qui est la capacité coplanaire à gap, cette capacité peut apparaître dans un circuit planaire avec l'inductance CPW pour nous donne une cellule de base d'une métaligne coplanaire.

La conception d'une telle ligne (CRLH) coplanaire peut aussi articuler sur plusieurs paramètres (géométriques et physiques). Dans notre conception les paramètres physiques sont mentionnés dans les sections précédentes et le facteur le plus important dans ces paramètres physiques est la nature des substrats qui est diélectrique. Pour les paramètres géométriques, on peut effectuer plusieurs résultats de simulation si on fait varier ces divers paramètres, mais dans notre cas, nous allons varier deux paramètres seulement qui sont la longueur ( $lu$ ) de la cellule (CRLH) et la longueur des stubs court-circuités ( $ls$ ).

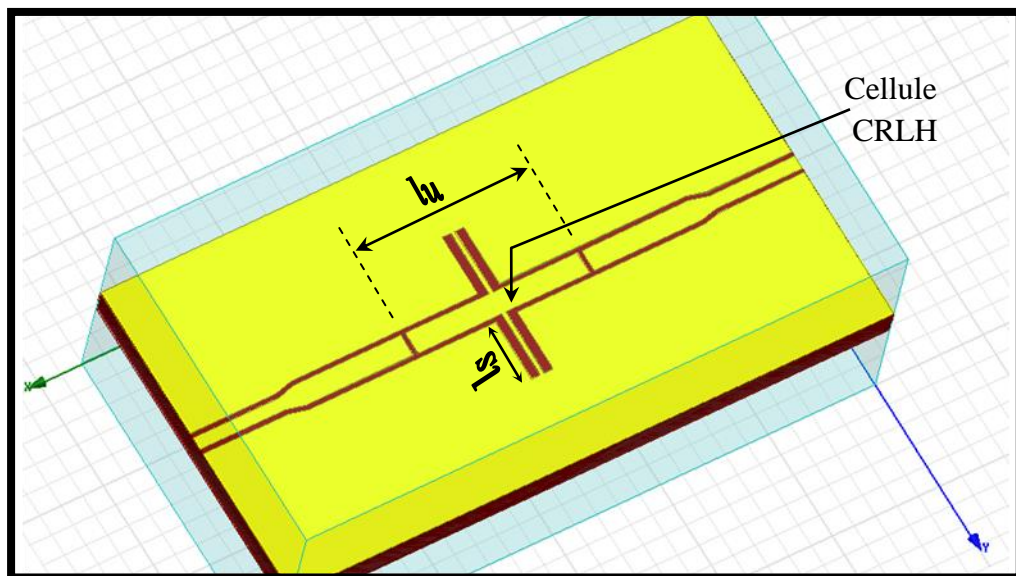
En premier temps, nous allons simuler une métaligne composée par une capacité CPW à gap et une inductance CPW parallèle. Une deuxième structure représente la ligne (CRLH) et composée par une CID et une inductance CPW est proposée.

Les dimensions de la première structure (pour deux valeurs respectivement de  $ls$  et  $lu$ ) sont résumées dans le tableau suivant.

CRLH	$W(mm)$	$S(mm)$	$G(mm)$	$lu(mm)$	$ls(mm)$	$h(mm)$	$d(mm)$	$t(mm)$
CRLH1	0.5	0.1	0.1	2	1.8	0.635	0.1	0.005
CRLH2	0.5	0.1	0.1	4	1.5	0.635	0.1	0.005

**Tableau III.6 : dimensions de la première (CRLH) pour deux valeurs ( $ls$ ,  $lu$ ).**

La première métaligne pour (CRLH1) peut représenter sur le HFSS par la figure suivante.



**Figure III.30 : Première structure (CRLH) pour ( $lu = 2mm$ ,  $ls = 1.8mm$ ).**

Après avoir appliqué les conditions aux limites sur notre structure, les coefficients de réflexion et de transmission (pour les deux configurations proposées selon les valeurs de  $lu$  et  $ls$ ) sont représentés par la figure suivante.

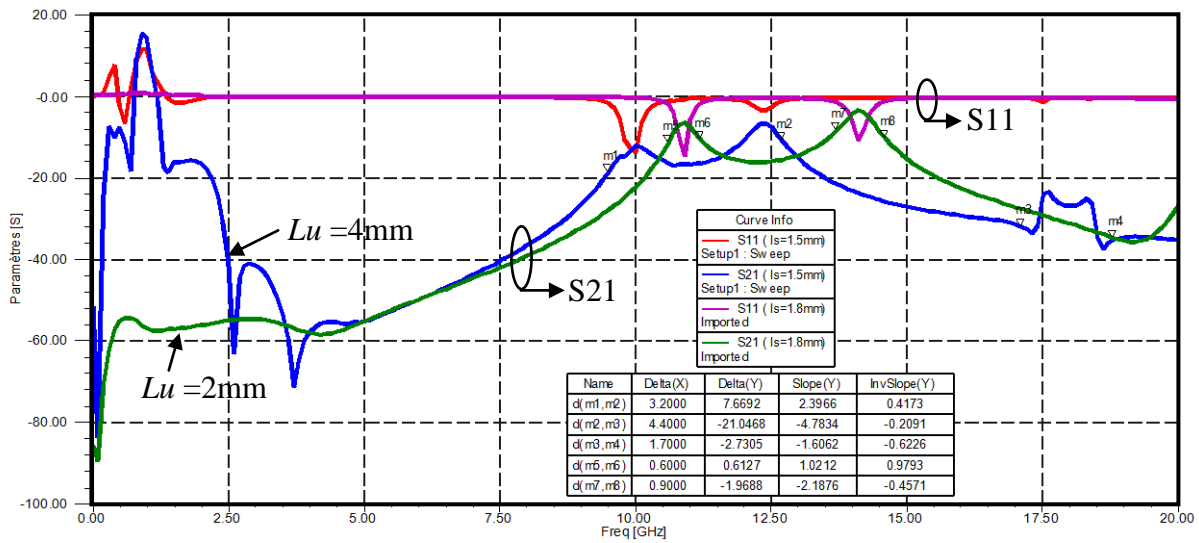


Figure III.31 : Paramètres [S] de la première métaligne.

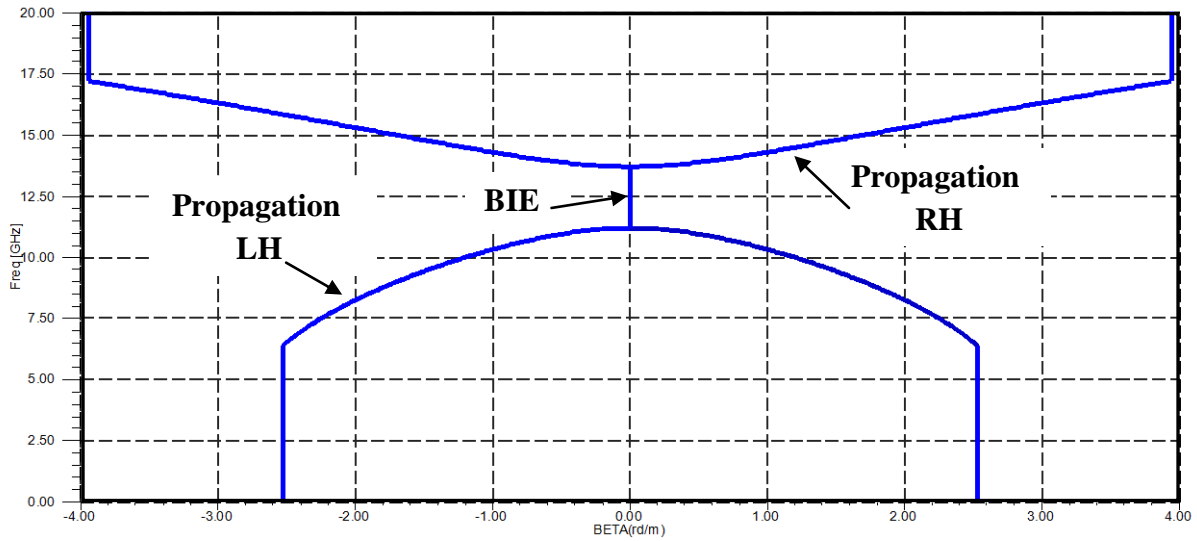
La figure ci-dessus représente les coefficients de réflexion et de transmission de la ligne (CRLH) composée par une capacité CPW à gap et une inductance CPW parallèle. Nous observons pour chaque configuration qu'il existe trois régions (propagation main gauche LH, bande interdite BIE et propagation main droite RH).

Le tableau suivant résume les caractéristiques des trois régions selon la fréquence.

Région (GHz)	LH	BIE	RH
CRLH			
CRLH1 ( $lu = 2\text{mm}$ )	0.6	2.5	0.9
CRLH2 ( $lu = 4\text{mm}$ )	3.2	4.4	1.7

Tableau III.7 : Les trois régions de la première structure CRLH.

À partir des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{21}$  de notre première structure, on peut obtenir le digramme de dispersion. Sous le simulateur HFSS nous allons représenter la dispersion de la ligne CRLH1 (à titre exemple).



**Figure III.32 : Diagramme de dispersion de la première structure(CRLH1).**

La figure ci-dessus représente le diagramme de dispersion de la ligne coplanaire (CRLH1) composée par une capacité CPW à gap et une inductance CPW à stubs court-circuités. La ligne (CRLH1) représente trois régions, la première où la propagation dans la ligne est de type main gauche ( $\beta < 0$ ), la seconde où la ligne est purement main droite ( $\beta > 0$ ) et la troisième région où il n'y a pas de propagation, donc c'est une bande électromagnétique interdite (BIE).

Pour la deuxième structure, on se propose de simuler une ligne CPW (CRLH) composée d'une capacité interdigitée (CID) et une inductance CPW parallèle. Les dimensions de cette structure (pour deux valeurs respectivement de  $ls$  et  $lu$ ) sont résumées dans le tableau suivant.

<i>CRLH</i>	<i>W(mm)</i>	<i>S(mm)</i>	<i>G(mm)</i>	<i>lu(mm)</i>	<i>ls(mm)</i>	<i>h(mm)</i>	<i>d(mm)</i>	<i>t(mm)</i>
<i>CRLH1</i>	0.5	0.1	0.1	2	1.8	0.635	0.1	0.005
<i>CRLH2</i>	0.5	0.1	0.1	4	1.5	0.635	0.1	0.005

**Tableau III.8 : dimensions de la deuxième (CRLH) pour deux valeurs ( $ls$ ,  $lu$ ).**

Pour la deuxième structure, la longueur des doigts de la (CID) n'est pas prise en considération, nous avons choisis des longueurs différentes pour (CRLH1) et (CRLH2). La deuxième métalligne pour (CRLH2) (à titre d'exemple) peut représenter sur le HFSS par la figure suivante.

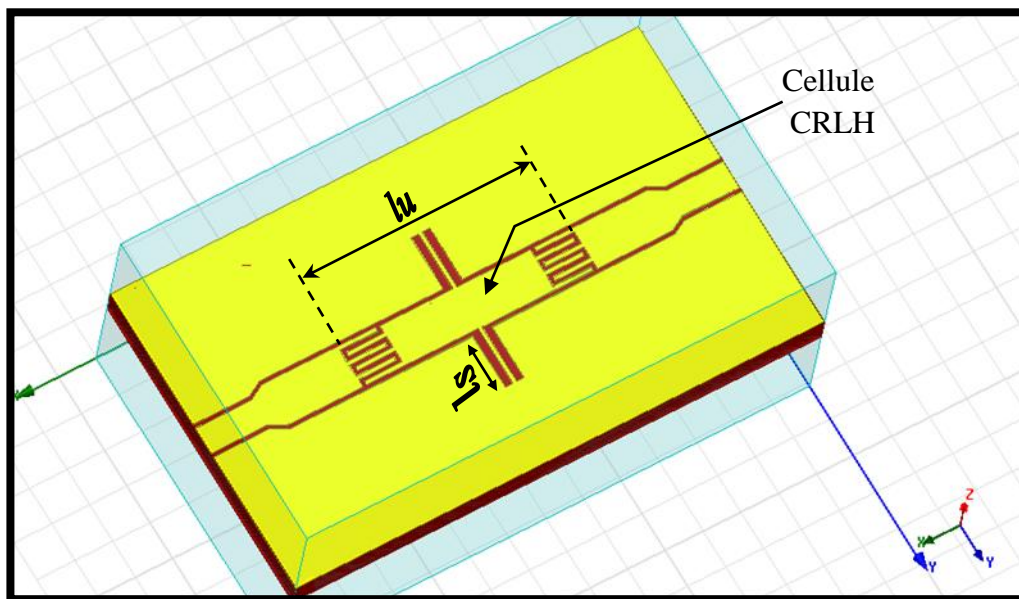


Figure III.33 : Deuxième structure (CRLH) pour ( $lu = 2\text{mm}$ ,  $ls = 1.8\text{mm}$ ).

Les coefficients de réflexion et de transmission (pour les deux configurations proposées selon les valeurs de  $lu$  et  $ls$ ) sont représentés par la figure suivante.

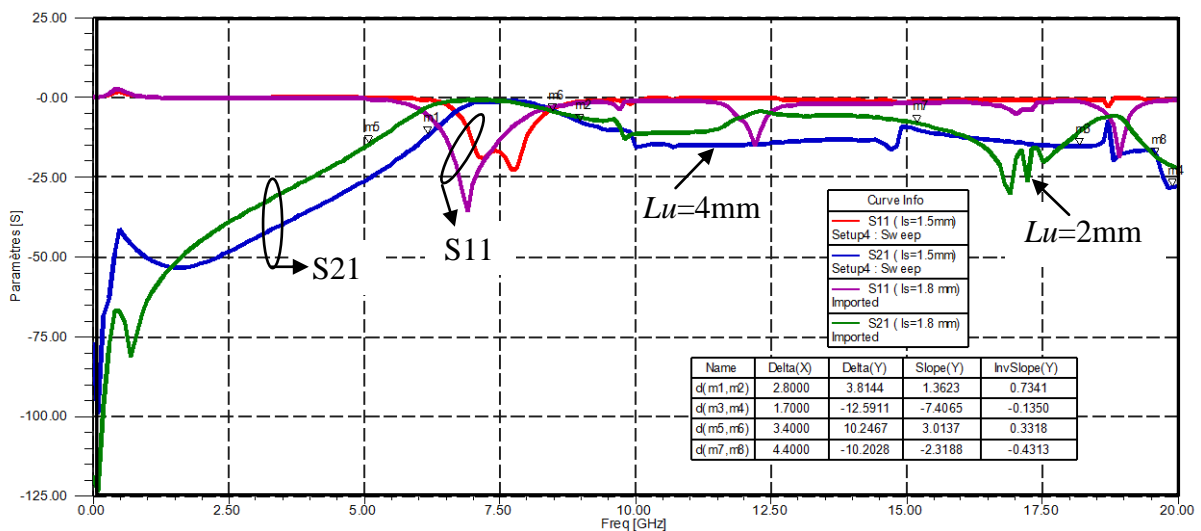


Figure III.34 : Paramètres [S] de la deuxième métaligne.

La figure ci-dessus représente les coefficients de réflexion et de transmission de la ligne (CRLH) composée par une capacité CPW interdigitée (CID) et une inductance CPW parallèle. On peut remarquer que pour chaque configuration, il existe aussi trois régions (propagation main gauche LH, bande interdite BIE et propagation main droite RH).

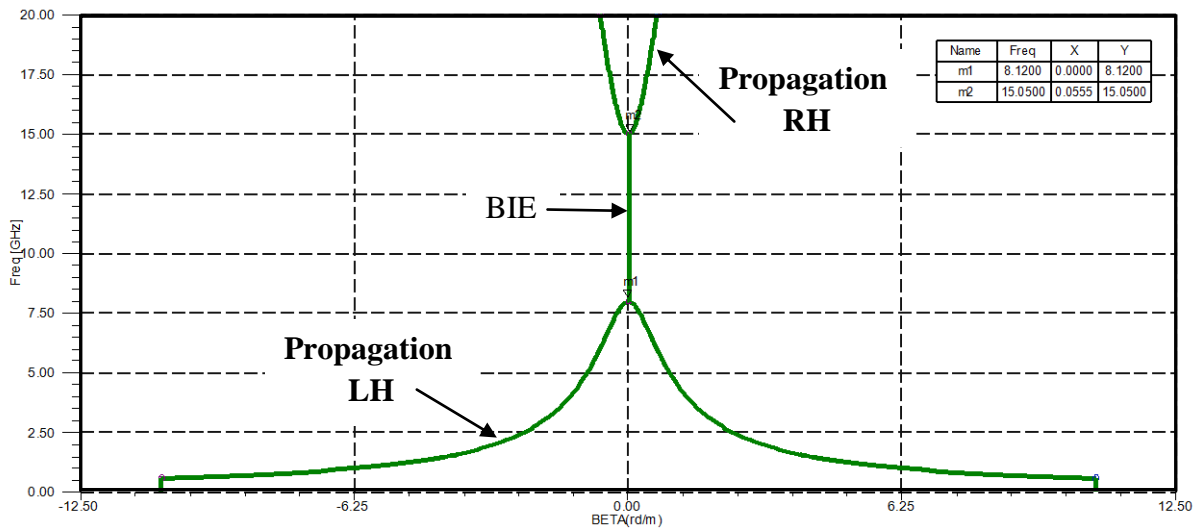
Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques des trois régions selon la variation de fréquence.



Région (GHz)	LH	BIE	RH
CRLH1 ( $lu=2\text{mm}$ )	3.4	6.7	4.4
CRLH2 ( $lu=4\text{mm}$ )	2.8	9.2	1.7

**Tableau III.9 : Les trois régions de la deuxième structure CRLH.**

À partir des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{21}$  de cette deuxième structure, on peut obtenir le digramme de dispersion. Sous le simulateur HFSS nous allons représenter la dispersion de la ligne CRLH1.



**Figure III.35 : Diagramme de dispersion de la deuxième structure pour(CRLH1).**

La figure III.35 représente le diagramme de dispersion de la ligne coplanaire (CRLH1) composée par une capacité CPW interdigité et une inductance CPW parallèle. on remarque qu'il existe aussi trois régions, la région LH ( $\beta < 0$ ) et la région RH ( $\beta > 0$ ) et la région fréquentielle [8.12 -15.05] GHz qui représente la bande électromagnétique interdite (BIE).

### III.5. Conclusion :

Durant ce chapitre, nous avons caractérisé les lignes de transmission conventionnelles et les métalignes. Nous avons caractérisé la capacité interdigitée CID et la capacité à gap, puis nous avons étudié la ligne de transmission à inductance court-circuitée aux plans de masse. L'analyse de ce genre de ligne nous a permis de déterminer les diverses régions de propagation dans les métalignes.

Une étude paramétrique a été effectuée au niveau de chaque type de ligne, telles que la longueur de la cellule, le nombre de doigts pour la CID et la longueur des stubs pour les inductances court-circuitées aux plans de masse. Cette étude nous a montré que la qualité des métalignes peut être améliorée selon un dimensionnement convenable.

# Chapitre 4

*Applications : Conception  
des filtres microondes à  
base des métamatériaux*

## Applications : Conception des filtres microondes à base des métamatériaux.

**D**ans ce chapitre nous allons représenter des applications sur l'utilisation des métalliques et des métamatériaux dans la conception des filtres microondes. Une comparaison des résultats obtenus pour les filtres classiques et les filtres à base des métamatériaux sera représentée par la suite.

#### **IV.1.Introduction :**

L'analyse et la conception des filtres microondes passifs peuvent être articulées sur plusieurs plans d'études et plusieurs méthodes de conception. Selon la nature du filtre à étudier et selon ses qualités fréquentielles on peut choisir la méthode de conception convenable. La fonction de filtrage représente aussi un facteur indispensable lors de nos études pour chaque type de filtre.

Généralement les filtres microondes classiques et pour la plus part des technologies de conceptions choisies sont étudiés à l'aide de la méthode des pertes d'insertion. Les fonctions de filtrage souvent utilisées sont celles de Tchebyshev, de Butterworth et la fonction elliptique.

Dans ce chapitre, nous allons exposer des applications sur l'utilisation des métamatériaux dans la conception des filtres microondes. En premier temps, nous proposons quelques modèles de filtres classiques selon les divers types (passe-bas, passe-bande et coupe-bande) et suivant les technologies planaire et coplanaires. Ensuite, nous allons introduire les métamatériaux dans la conception de ces filtres microondes (suivant les méthodes de conception).

Des structures coplanaires sont obtenues à l'aide d'une association des filtres classiques et des résonateurs (RAF) sont proposées afin de montrer l'influence des métamatériaux sur les qualités du filtrage microonde. Une comparaison des résultats sera notée à la fin de ce chapitre.

#### **IV.2. Conception des filtres microondes à base des lignes purement (RH) :**

Dans cette section, nous allons présenter des applications sur les filtres microondes à partir d'une conception basée sur les lignes de transmission purement main droite (RH), autrement dits « filtres microondes conventionnels ».

En technologie planaire, nous allons étudier les divers types de filtres microondes, en utilisant les diverses méthode de synthèse pour chaque structure proposée.

##### **IV.2.1.Filtre microonde passe-bas :**

En premier temps, nous allons exposer les étapes à suivre lors de la conception d'un filtre microonde passe-bas, puis nous allons choisir un modèle de filtrage passe-bas.

##### **IV.2.1.1. Modélisation du filtre passe-bas :**

Un filtre microonde passe-bas peut être modélisé par une représentation quadripolaire qui comporte des éléments localisés (des inductances en parallèle avec des capacités) comme le montre la figure IV.1. Aux fréquences basses, les inductances série présentent des impédances faibles tandis que les capacités en parallèle ont des impédances élevées ; le filtre dans ce cas est dit « transparent ». Aux fréquences élevées (HF), les inductances provoquent une réjection partielle des signaux appliqués tandis que les capacités court-circuitent le reste. Dans la représentation quadripolaire du filtre passe-bas, chaque branche ( $L-C$ ) représente une cellule qui peut caractériser le comportement des réponses amplitude-fréquence de ce passe-bas.

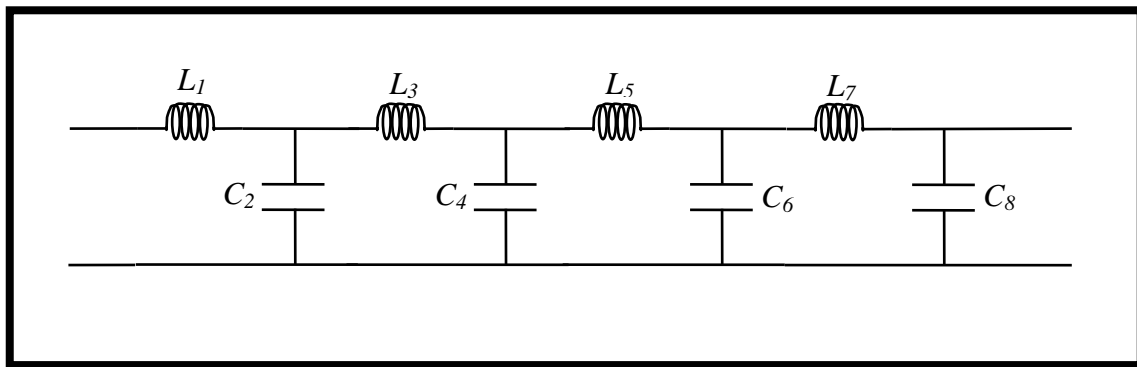


Figure IV.1 : Modélisation quadripolaire du filtre passe-bas.

Généralement, la réponse amplitude-fréquence du filtre passe-bas est représentée suivant une fonction de filtrage désignée. Sur le simulateur HFSS, nous allons représenter les caractéristiques du filtre représenté par le quadripôle de la figure IV.1. À titre d'exemple, nous supposons une fréquence de coupure ( $f_c = 4\text{GHz}$ ), calculée évidemment selon les éléments ( $L$ - $C$ ).

-Suivant la fonction de filtrage de Butterworth, on a le comportement suivant :

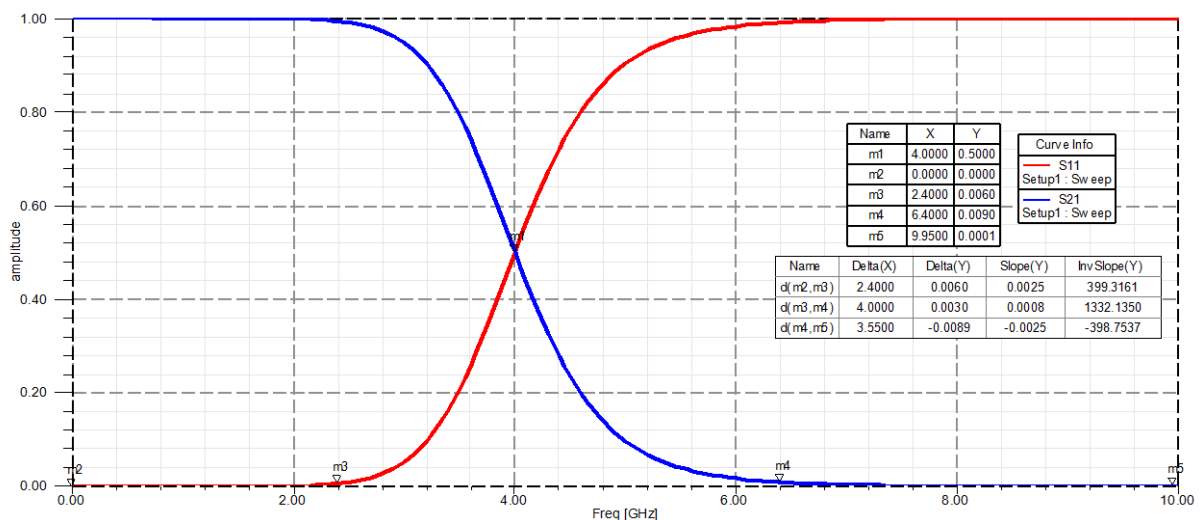
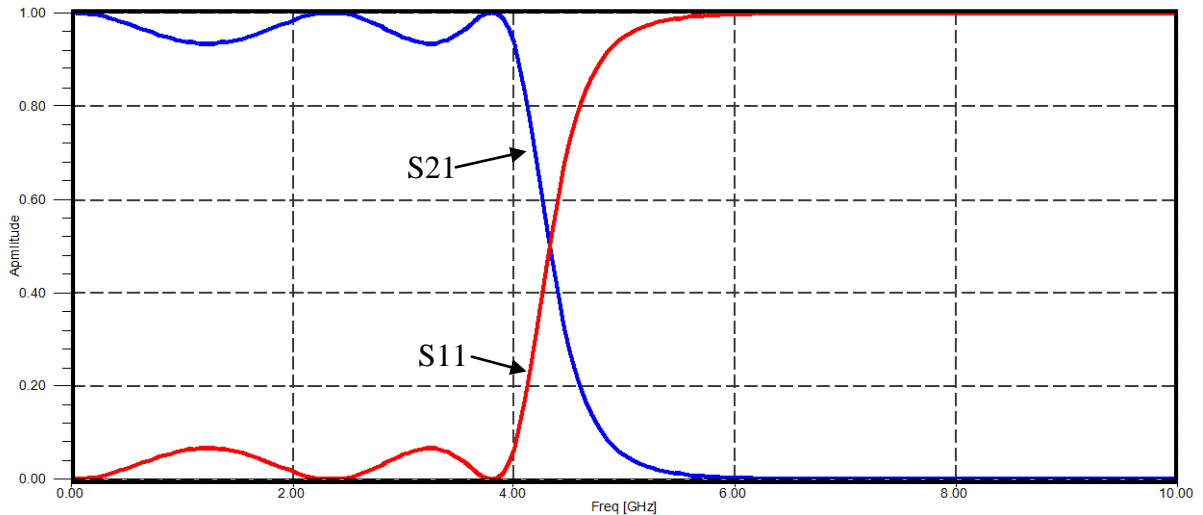


Figure IV.2 : Réponse amplitude-fréquence du filtre passe-bas de type Butterworth.

La figure ci-dessus représente la réponse en amplitude du filtre passe-bas modélisé par le quadripôle de la figure IV.1 (d'ordre 4). Sur cette courbe on peut désigner trois régions, une bande passante (BP=2.4 GHz), une bande atténuée à partir de la fréquence ( $f = 6.4\text{ GHz}$ ) et aussi une bande transmise (BT = 4 GHz).

-Suivant la fonction de filtrage de Tchebychev et pour une ondulation dans la bande passante (ripple :  $r_p=0.3\text{dB}$ ), le comportement du même filtre (d'ordre 4) peut représenter par la figure suivante :

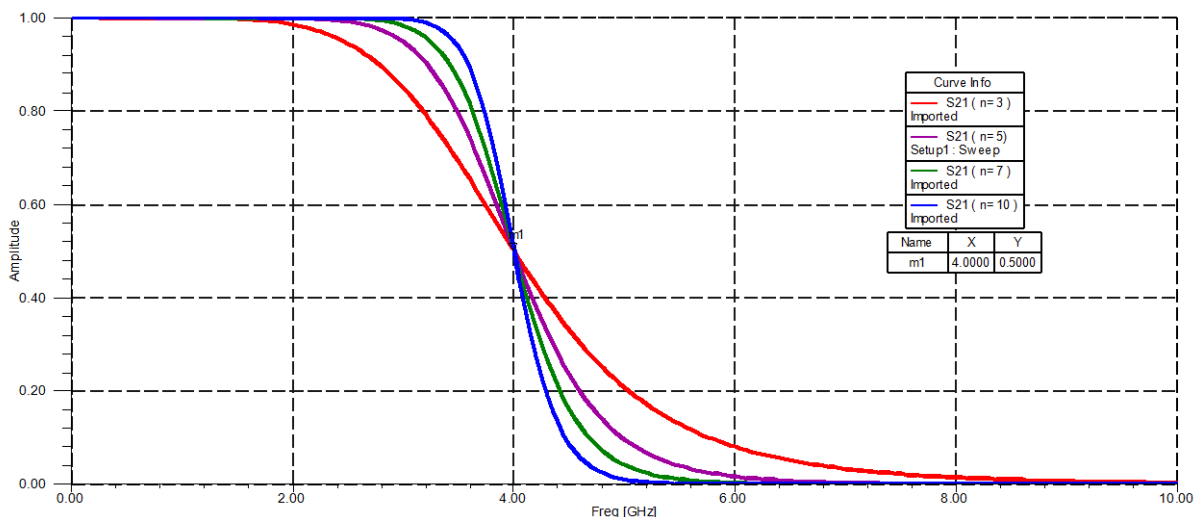


**Figure IV.3 : Réponse amplitude-fréquence du filtre passe-bas de type Tchebychev.**

La figure ci-dessus représente la réponse en amplitude du filtre passe-bas suivant la fonction du filtrage de Tchebychev. On remarque que le filtre dans ce cas possède une pente de réjection plus claire (nette) que pour le type de Butterworth et aussi on remarque des ondulations dans la bande passante, ce qui n'est pas le cas pour le filtre de Butterworth (absence d'ondulations dont la bande passante est méplate).

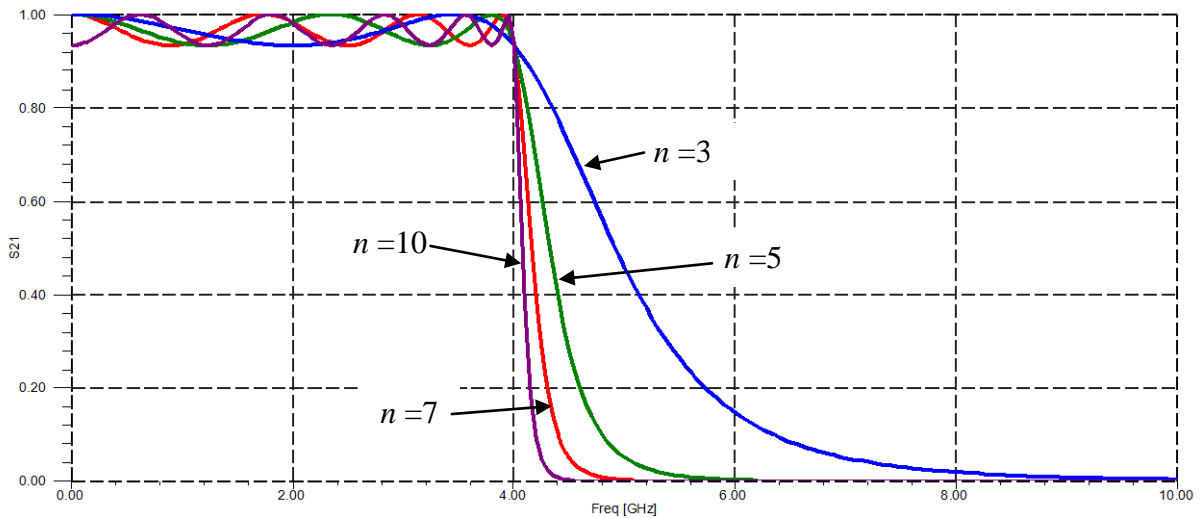
La modélisation d'un tel filtre passe-bas, nous permet d'introduire un facteur aussi important dans la synthèse de ce filtre, c'est le nombre de cellules ou l'ordre du filtre ( $n$ ). L'ordre du filtre a une influence sur l'étude et aussi sur les réponses des filtres microondes, le choix de ( $n$ ) est souvent conditionné par la pente de réjection que l'on veut obtenir en dehors de la bande passante du filtre à étudier. On peut montrer l'influence de cet entier ( $n$ ) sur la réponse du filtre selon les deux fonctions de filtrage.

- Selon la fonction de Butterworth :



**Figure IV.4 : Réponses du filtre passe-bas de Butterworth pour différents ordres  $n$ .**

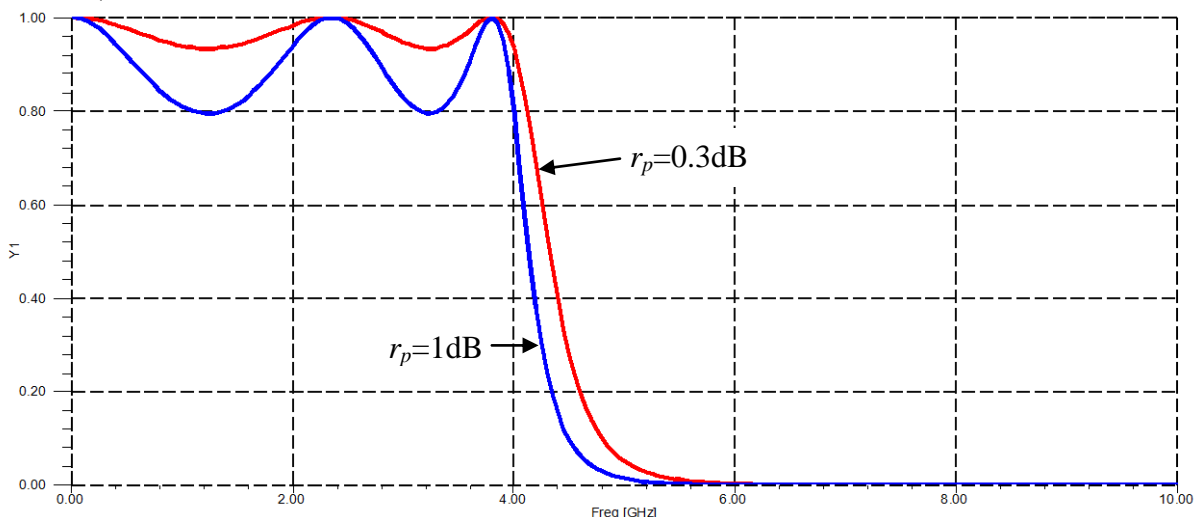
- Selon la fonction de Tchebychev (pour un  $r_p = 0.3\text{dB}$ ) :



**Figure IV.5 : Réponses du filtre passe-bas de Tchebychev pour différents ordres  $n$ .**

Sur les deux figures précédentes (IV.4 et IV.5), on remarque que toutes les courbes passent par le même point qui représente la fréquence de coupure ( $f_c = 4$  GHz). On peut remarquer aussi que l'atténuation du filtre est plus importante pour un ordre du filtre élevé. Alors, la réponse du filtre passe-bas (pour les deux fonctions de filtrage) constitue une approximation considérable en amplitude du filtre passe-bas idéal lorsque l'ordre du filtre augmente.

Pour le filtre de Tchebychev, l'ondulation dans la bande passante (le ripple  $r_p$ ) représente aussi un paramètre important lors de la synthèse et la conception. La figure suivante peut montrer l'influence de ce paramètre sur la réponse d'un tel filtre passe-bas de Tchebychev d'ordre ( $n = 5$ ).



**Figure IV.6 : Réponses du filtre passe-bas de Tchebychev pour différents ripples  $r_p$ .**

La figure (IV.6) montre l'influence du taux d'ondulation dans la bande passante pour un filtre passe-bas de Tchebychev, on peut remarquer que pour un ripple élevé, on a une atténuation plus nette.

#### IV.2.1.2. Exemple de conception d'un filtre passe-bas à saut d'impédances :

Le filtre passe-bas à saut d'impédances est un filtre microonde qui se base sur la transformation des éléments localisés (capacités et inductances). En technologie planaire, ce genre de filtre est constitué par des tronçons de lignes, chaque tronçon possède une impédance caractéristique.

Généralement le filtre passe-bas à saut d'impédances est étudié et analysé à partir d'un circuit électrique équivalent qui ne possède que les capacités et les inductances (inductance en série et capacité en parallèle). La détermination des valeurs de ces éléments nous permet de calculer les dimensions finales du filtre.

En hautes fréquences, les inductances série sont représentées par des tronçons de lignes de larges impédances et les capacités en parallèle sont représentées par des tronçons de lignes de faibles impédances.

Dans notre conception, en premier temps nous allons déterminer le nombre de cellules (ordre du filtre) à partir d'un cahier des charges proposé. Notre filtre passe-bas est placé entre deux lignes de même impédance caractéristique  $Z_c$ . La synthèse de notre filtre se fait à partir de la méthode de Cauer. Cette méthode se base sur la détermination des éléments  $g_i$  du filtre à l'aide des fonctions de base [76].

##### ▪ Cahier des charges :

- Le filtre passe-bas choisi est de type de Tchebychev.
- Les lignes d'entrée et de sortie ont une impédance caractéristique ( $Z_c = 50\Omega$ ).
- La fréquence limitant la bande passante est  $f_1 = 1.5\text{GHz}$  pour un TOS = 1.35.
- Une atténuation minimum de 20dB à  $f_2 = 2.25\text{GHz}$ .

##### ▪ Détermination du nombre d'éléments n :

- À partir de la valeur du TOS, on peut trouver le coefficient de réflexion à  $f_1$ . On écrit :

$$|S_{11}| = \frac{TOS - 1}{TOS + 1} = \frac{1.35 - 1}{1.35 + 1} = 0.148 \quad (\text{IV.1})$$

- Le coefficient de transmission est donc :

$$|S_{21}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 = 0.977 \quad (\text{IV.2})$$

- L'ondulation en dB est :

$$S_{21}(\text{dB}) = 20\log_{10}(S_{21}) = -0.097 \quad (\text{IV.3})$$

- L'erreur maximale dans la bande passante est :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.0097} - 1} = 0.150 \quad (\text{IV.4})$$

Alors on peut déterminer l'ordre  $n$  à partir des abaques [76]. Pour notre cahier des charges, on cherche la caractéristique qui représente ( $x = f_2/f_1 = 1.5$ ) pour une atténuation de 20 dB. La fonction de base est de l'ordre de 0.1 dB.



Sur l'abaque des fonctions de base, on peut déduire facilement que le nombre d'éléments correspond à notre cahier de charge est ( $n=5$ ).

-Donc on peut écrire :

$$|S_{21}(x)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_5(x)}} \quad (\text{VI.5})$$

d'où :

$$|S_{21}(x)| = \frac{1}{\sqrt{1 + 0.0225x(16x^4 - 20x^2 + 5)}} \quad (\text{VI.6})$$

Pour un changement de variable  $p = jx$  on peut trouver :

$$|S_{21}(p)| = \frac{0.409}{p^5 + 1.744p^4 + 2.771p^3 + 2.397p^2 + 1.435p + 0.409} \quad (\text{VI.7})$$

En utilisant les deux expressions suivantes :

$$\begin{cases} |S_{11}|^2 = 1 - |S_{21}|^2 \\ y_e = \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \end{cases} \quad (\text{VI.8})$$

Dont :  $y_e$  représente l'admittance d'entrée de notre filtre passe-bas.

On peut écrire alors :

$$y_e = \frac{2p^5 + 1.744p^4 + 4.020p^3 + 2.397p^2 + 1.748p + 0.409}{1.744p^4 + 1.521p^3 + 2.397p^2 + 1.123p + 0.409} \quad (\text{VI.9})$$

La méthode de Cauer (souvent appelée « méthode de Cauer décroissante »), consiste à effectuer la division euclidienne entre le numérateur (soit  $N(p)$  et dénominateur ( $D(p)$ ).

Alors, on pose :

$$y_e(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (\text{VI.10})$$

au plus, on peut écrire :

$$N(p) = q_1 D(p) + r_1 \quad (\text{VI.11})$$

où :  $q_1$  est le quotient et  $r_1$  représente le reste, donc :

$$y_e(p) = q_1 + \frac{r_1}{D(p)} \quad (\text{VI.12})$$

- Dans notre cas,  $q_1 = g_1 p$  avec ( $g_1 = 2/1.744 = 1.1468$ ). Le quotient  $q_1$  peut donc représenter un condensateur en parallèle.

- Le terme  $[r_1/D(p)]$  représente l'admittance d'entrée du filtre (sans élément  $g_1$ ), son inverse représente donc l'impédance correspondante. On écrit alors :

$$D(p) = q_2 r_1 + r_2 \quad (\text{VI.13})$$

et :

$$\frac{D(p)}{r_1} = g_2 p + \frac{r_2}{r_1} \quad (\text{VI.14})$$

Le terme  $g_2p$  représente une impédance en série avec  $(r_2/r_1)$ . son inverse  $(r_1/r_2)$ . représente une admittance.

-En continuant l'opération de calcul, avec des impédances en série et admittances en parallèle jusqu'à extraction de tous les éléments  $g_i$ .

La figure ci-dessous représente l'ensemble des opérations effectuées pour l'extraction de tous les éléments  $g_i$ .

$$\begin{array}{c}
 2p^5 + 1.744p^4 + 4.020p^3 + 2.397p^2 + 1.748p + 0.409 \\
 1.744p^4 + 1.521p^3 + 2.397p^2 + 1.123p + 0.409 \\
 1.744p^4 + 1.521p^3 + 2.397p^2 + 1.123p + 0.409 \\
 1.272p^3 + 1.109p^2 + 1.278p + 0.409 \\
 1.272p^3 + 1.109p^2 + 1.278p + 0.409 \\
 0.644p^2 + 0.561p + 0.409 \\
 0.644p^2 + 0.561p + 0.409 \\
 0.469p + 0.409 \\
 0.469p + 0.409 \\
 0.409 \\
 0.409
 \end{array}$$

Figure IV.7 : Extraction des éléments  $g_i$ .

Les éléments  $g_i$  ( $i=1,2,\dots,6$ ) peuvent donc résumer dans le tableau suivant.

$i$	1	2	3	4	5	6
$g_i$	1.1468	1.3712	1.3750	1.3712	1.1468	1.0000

Tableau IV.1 : Eléments  $g_i$  du filtre d'ordre ( $n=5$ ).

Le prototype normalisé de ce filtre passe-bas peut donc représenter par la figure suivante :

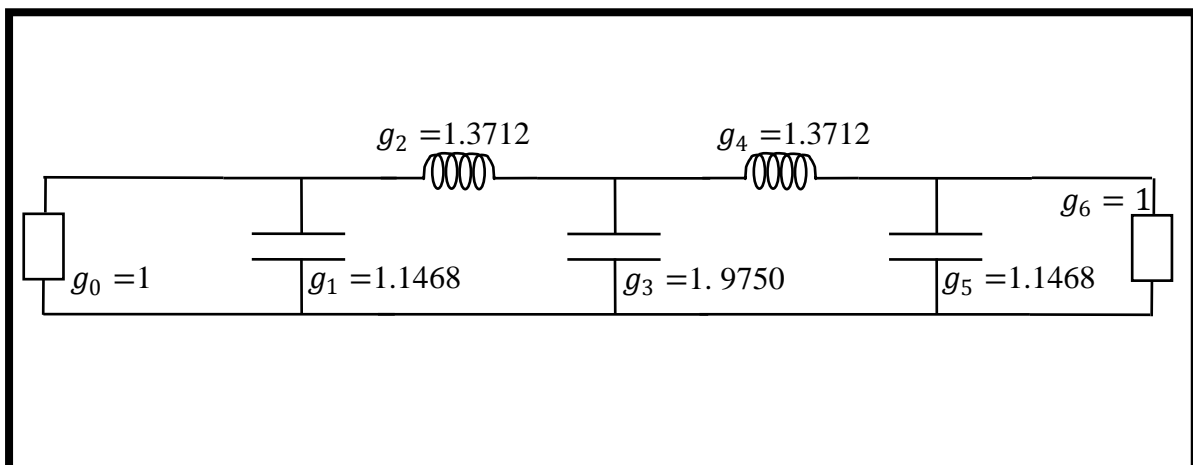


Figure IV.8 : Prototype normalisé du filtre passe-bas ( $n = 5$ ).

Le filtre passe-bas qui contient les éléments localisés est obtenu par la suite, en dénormalisant les éléments  $g_i$  à partir des expressions suivantes :

-Pour les branches parallèles :

$$g_i p = j C_i Z_c \omega_1 \left( \frac{\omega}{\omega_1} \right) \quad (IV.15)$$

-Pour les branches série :

$$g_i p = j \frac{L_i \omega_1}{Z_c} \left( \frac{\omega}{\omega_1} \right) \quad (IV.16)$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} C_i = \frac{g_i}{Z_c \omega_1} \\ L_i = \frac{g_i Z_c}{\omega_1} \end{cases} \quad (IV.17)$$

Pour notre fréquence de normalisation ( $f_n = f_l = 1.5$  GHz), on trouve les valeurs des éléments constituant notre filtre passe-bas, montrées sur la figure suivante.

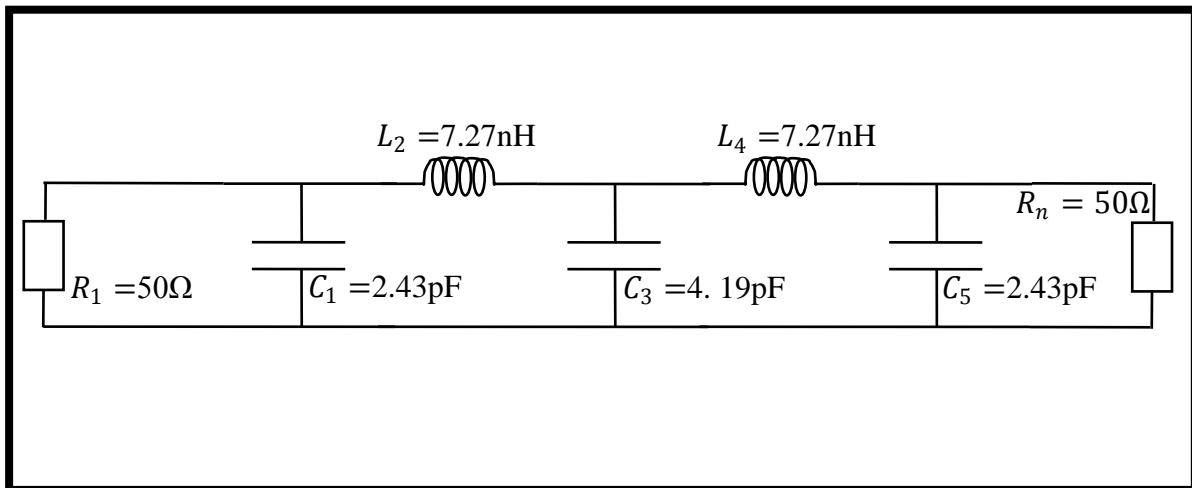


Figure IV.9 : Filtre passe-bas en éléments localisés ( $n = 5$ ).

La conception de notre filtre est faite en technologie planaire, le substrat utilisé est l'alumine 96% de caractéristiques ( $\epsilon_r = 9.4$  et  $h = 0.635$  mm).

-Nous choisissons pour les lignes capacitives ( $Z_0 = 10\Omega$ ) et pour les lignes inductives, une impédance caractéristique ( $Z'_0 = 109\Omega$ ). En utilisant les diverses définitions (formules) de la synthèse de Wheeler [77], les caractéristiques physiques et géométriques de notre lignes (capacitives et inductives) peuvent donc résumer dans le tableau suivant.

	$Z_0(\Omega)$	$w/h$	$\epsilon_e$
Lignes capacitives	10	10	8.20
Lignes inductives	109	0.1	5.83

Tableau IV.2 : Caractéristiques des lignes inductives et capacitives.

En utilisant les deux expressions suivantes pour déterminer les portions du filtre.

$$\begin{cases} l_i = Z_0 v C_i \text{ pour } (i = 1, 3, 5) \\ l_j = \frac{L_j v}{Z_0} \text{ pour } (j = 2, 4) \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Finalement, le filtre passe-bas à saut d'impédances peut représenter par la figure suivante.

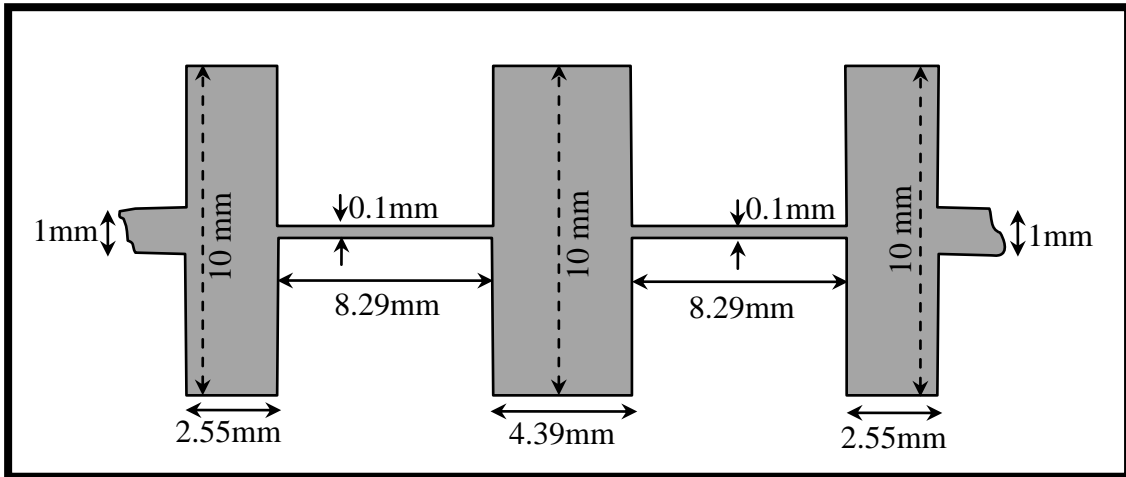


Figure IV.10 : Portions du filtre passe-bas à saut d'impédances ( $n = 5$ ).

Sur le simulateur HFSS, notre filtre est représenté par la figure ci-dessous.

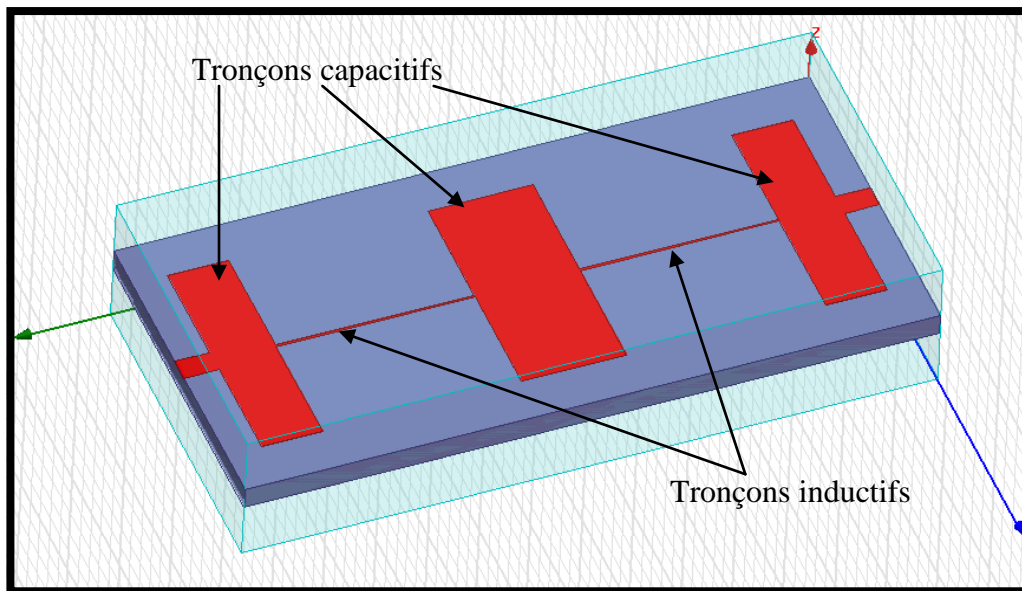


Figure IV.11 : Filtre passe-bas à saut d'impédances sous HFSS.

Pour la simulation de notre filtre sous HFSS, nous avons supposé que les éléments planaires (capacités et inductances) sont matérialisés à l'aide du conducteur qui est le cuivre, avec une épaisseur infiniment petite ( $t = 3\mu\text{m}$ ). Le substrat utilisé est l'alumine.

Après avoir simulé notre structure, on peut obtenir la réponse du filtre représentée par la figure suivante.

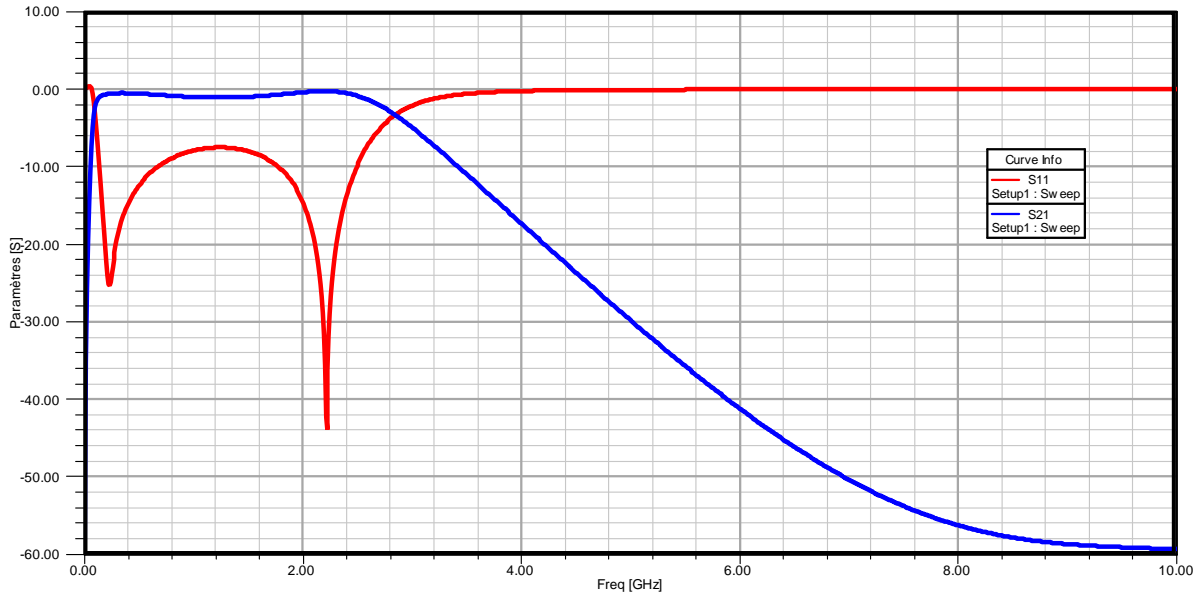


Figure IV.12 : Réponse en amplitude du filtre passe-bas à saut d'impédances.

Sur la figure ci-dessus, on observe des petites ondulations dans la bande passante pour le coefficient de transmission. Il s'agit d'un comportement passe-bas pour une large bande atténuée (associée à une bande transmise étroite).

Sur le simulateur HFSS, on peut visualiser la distribution du champ électromagnétique ( $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ) dans la structure. La figure suivante montre par exemple, la distribution du champ  $\vec{E}$  le long du filtre passe-bas.

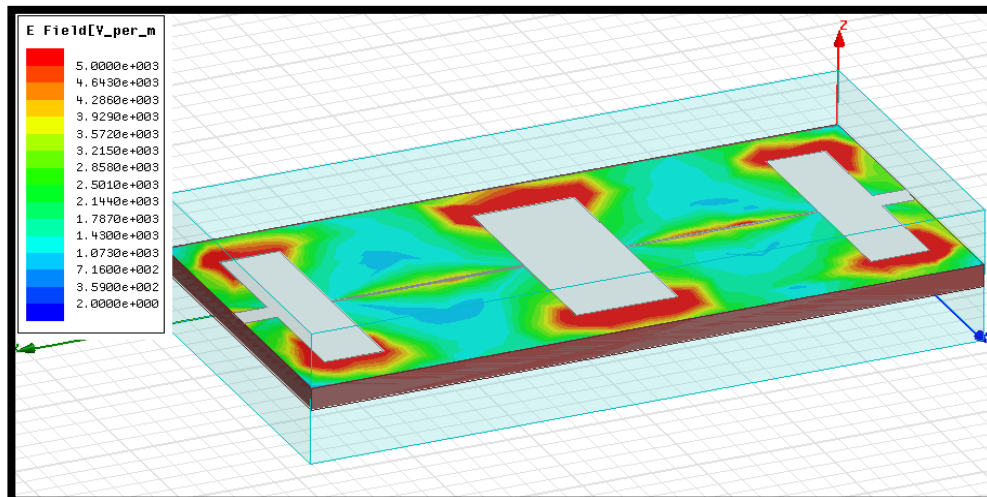


Figure IV.13 : Distribution du champ électrique  $\vec{E}$  sur le filtre passe-bas.

La figure IV.13 nous montre que le champ électrique  $\vec{E}$  est situé (condensé) autour des lignes capacitives avec une densité importante, ce qui n'est pas le cas pour les lignes inductives. Sur la figure IV.14 la distribution du champ magnétique est beaucoup plus importante autour des lignes inductives qu' autour des lignes capacitives.

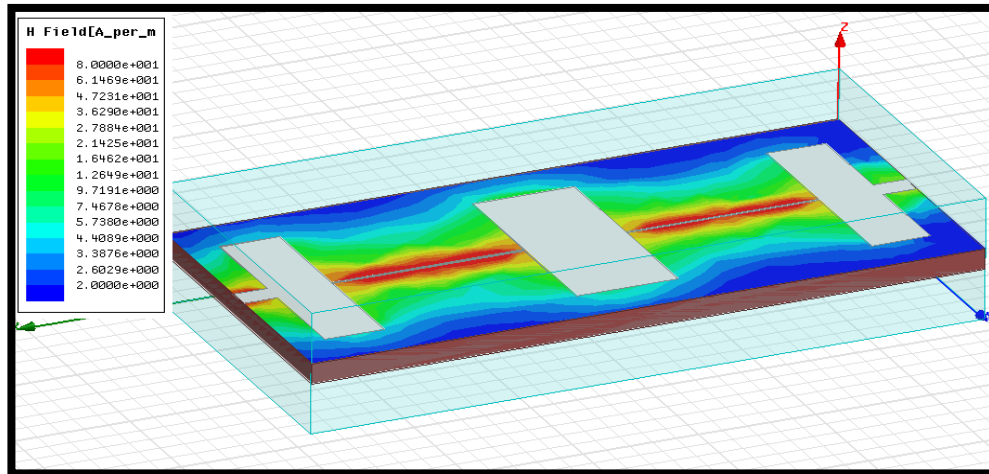


Figure IV.14 : Distribution du champ électrique  $\vec{H}$  sur le filtre passe-bas.

### IV.2.2.Filtres microondes passe-bande:

Le filtre passe-bande représente l'un parmi les types des filtres les plus utilisés dans les divers circuits microondes. Ce genre de filtre peut être obtenu à l'aide de plusieurs topologies et techniques de conception. Dans notre travail, nous allons présenter l'étude et la conception des filtres passe-bande à résonateurs linéiques en technologie planaire.

#### IV.2.2.1. Filtre passe-bande à gaps capacitifs couplés en série :

Le filtre microonde à gaps capacitifs couplés en série est un filtre qui utilise des résonateurs microrubans couplés en série par leurs extrémités, chaque résonateur possède une longueur demi-onde ( $\lambda/2$ ) à la fréquence centrale ( $f_0$ ) de la bande passante de ce filtre. Dans ce genre de filtre en utilisant les inverseurs d'impédances ou d'admittances ( $J_{i,i+1}$ ) qui autorisent une réflexion des niveaux d'impédances maximums vers l'extrémité de chaque résonateur microruban demi-onde. Les gaps capacitifs fonctionnent comme des condensateurs purement en série. La synthèse d'un tel filtre est obtenue, en utilisant le prototype passe-bas normalisé suivant une fonction de filtrage et suivant le nombre de résonateurs microrubans constituant le filtre à étudier.

Le filtre à résonateurs microruban couplés en série (à gaps capacitifs) peut représenter par la figure suivante :

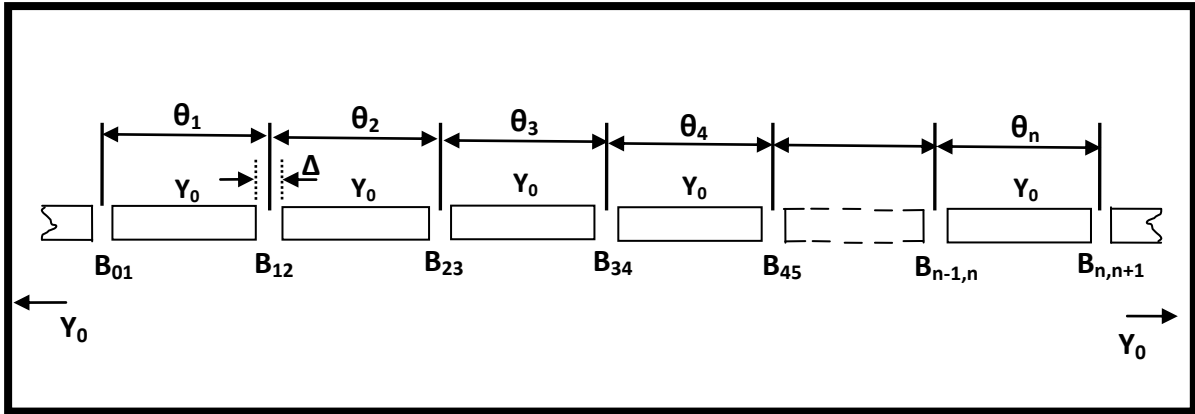


Figure IV.15 : Filtre a gaps capacitifs couplés en série.

▪ **Cahier des charges :**

Sur un substrat d'alumine 96% ( $\epsilon_r = 9.4$ ), d'épaisseur ( $h = 0.635\text{mm}$ ). La conception du filtre à gaps capacitifs selon la fonction de filtrage de Tchebychev est faite à l'aide des trois ( $n = 3$ ) résonateurs microruban en cuivre d'épaisseur ( $t$ ). La largeur ( $w$ ) des lignes d'entrée et de sortie sont choisies pour obtenir une adaptation à ( $Z_0 = 50 \Omega$ ) et l'ondulation dans la bande passante (ripple) est ( $r_p = 0.5\text{dB}$ ).

-Les éléments ( $g_i$ ) du prototype passe-bas selon la fonction de filtrage de Tchebychev sont :

$$\begin{cases} g_0 = 1, g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \\ g_i = \frac{4a_{i-1} a_i}{b_{i-1} b_i}, \text{ for } i = 2, \dots, n \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

$$\begin{cases} g_{n+1} = 1 & ; n \text{ impair} \\ g_{n+1} = \tan^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & ; n \text{ pair} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

$$\begin{cases} a_i = \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right], \text{ pour } i=1, 2, \dots, n \\ b_i = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{i\pi}{n}\right), \text{ pour } i=1, 2, \dots, n \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

$$\text{dont : } \gamma = \sin\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad \text{et} \quad \beta = \ln\left(\coth\left(\frac{r_p}{17.37}\right)\right) \quad (\text{IV.22})$$

-Les paramètres des inverseurs sont [78]:

$$\begin{cases} \frac{J_{0,1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\delta}{g_0 g_1 \omega'_1}} \\ \frac{J_{i,i+1}}{Y_0} = \frac{\pi \delta}{2 \omega'_1 \sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\delta}{g_n g_{n+1} \omega'_1}} \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Avec :  $\omega'_1$  représente la fréquence de coupure normalisée à -3dB du prototype passe-bas.  
 $\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$  : la bande passante relative du filtre après transformation fréquentielle.  
 $Y_0$  représente l'admittance des lignes d'entrée et de sortie ( $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ ).

- Les susceptances du couplage capacitif en série sont :

$$\frac{B_{i,i+1}}{Y_0} = \frac{\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}}{1 - \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right)^2}, \text{ pour } i=0,1,2, \dots, n \quad (\text{IV.24})$$

- Les distances électriques des gaps capacitifs sont :

$$\theta_i = \pi - \frac{1}{2} \left[ \tan^{-1} \left( \frac{2B_{i-1,i}}{Y_0} \right) + \tan^{-1} \left( \frac{2B_{i,i+1}}{Y_0} \right) \right] \text{ radians, pour } i=1,2, \dots, n \quad (\text{IV.25})$$

d'après [78], les gaps capacitifs (de largeurs physiques  $\Delta$ ) peuvent représenter par une capacité série  $B_b$  et des capacités parallèles  $B_a$  comme le montre la figure suivante :

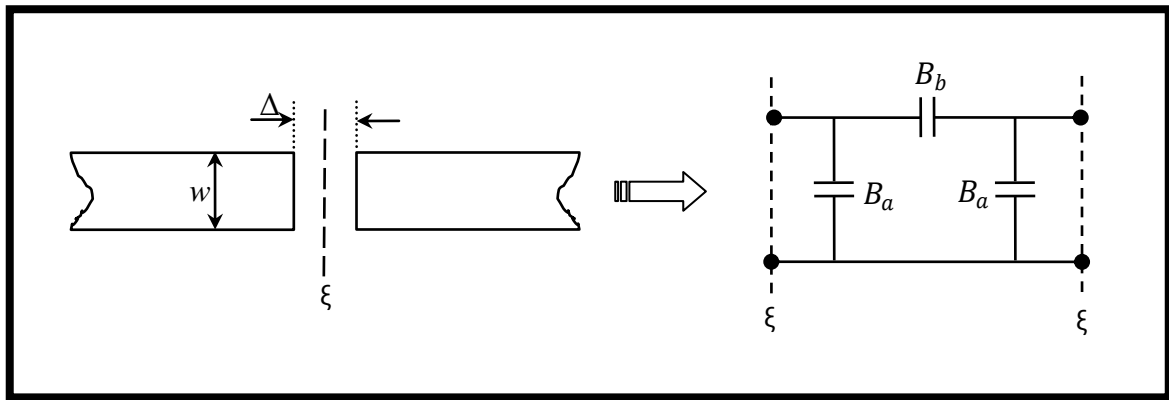


Figure IV.16 : Circuit équivalent aux gaps capacitifs.

-les capacités série et parallèle sont données par [78] :

$$\begin{cases} \frac{B_a}{Y_0} = -\frac{2h}{\lambda} \ln \left[ \cosh \left( \frac{\pi\Delta}{h} \right) \right] \\ \frac{B_b}{Y_0} = \frac{h}{\lambda} \ln \left[ \coth \left( \frac{\pi\Delta}{2h} \right) \right] \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

- La largeur des lignes d'entrée et de sortie et aussi des résonateurs est optimisée pour avoir une adaptation  $\left(\frac{w}{h} = 1.2\right)$ .

Les lignes d'entrée et de sortie possèdent la même longueur ( $l_e = l_s = 1.5\text{mm}$ ) et l'épaisseur des résonateurs est ( $t \ll h$ ).

- En utilisant l'abaque [78] qui désigne les largeurs des gaps ( $\Delta$ ) entre les résonateurs microrubans ( $J/Y_0(f_0)$ ) en fonction de la fréquence), on peut donc récapituler Les caractéristiques géométriques de ce filtre à partir du tableau suivant.



$i$	$g_i$	$\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}$	$\frac{B_{i,i+1}}{Y_0}$	$\theta_i (rd)$	$l_i (mm)$	$\Delta_{i,i+1} (mm)$
0	1.0000	0.2520	0.0554			0.1489
1	1.5963	0.0769	0.0263	1.6287	3.5122	0.0755
2	1.0961	0.0769	0.0263	0.9531	1.8441	0.0755
3	1.5963	0.2520	0.0554	1.6287	3.5122	0.1489

Tableau IV.3 : Caractéristiques géométriques du filtre à gaps capacitifs.

Notre filtre à gaps capacitifs couplés en série peut représenter sur le simulateur HFSS par la figure suivante.

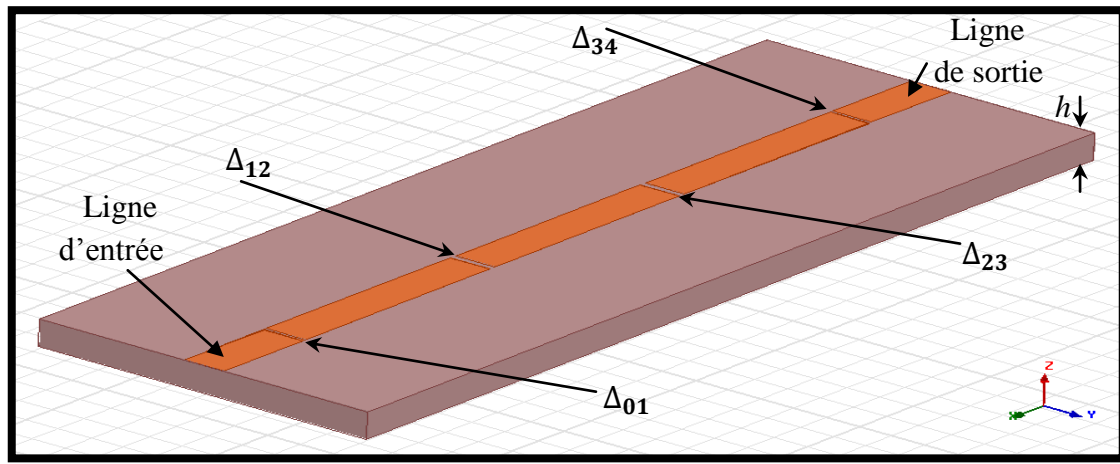


Figure IV.17 : Gabarit du filtre à gaps capacitifs (3 résonateurs).

La réponse de ce filtre est illustrée à l'aide du simulateur par la figure suivante :

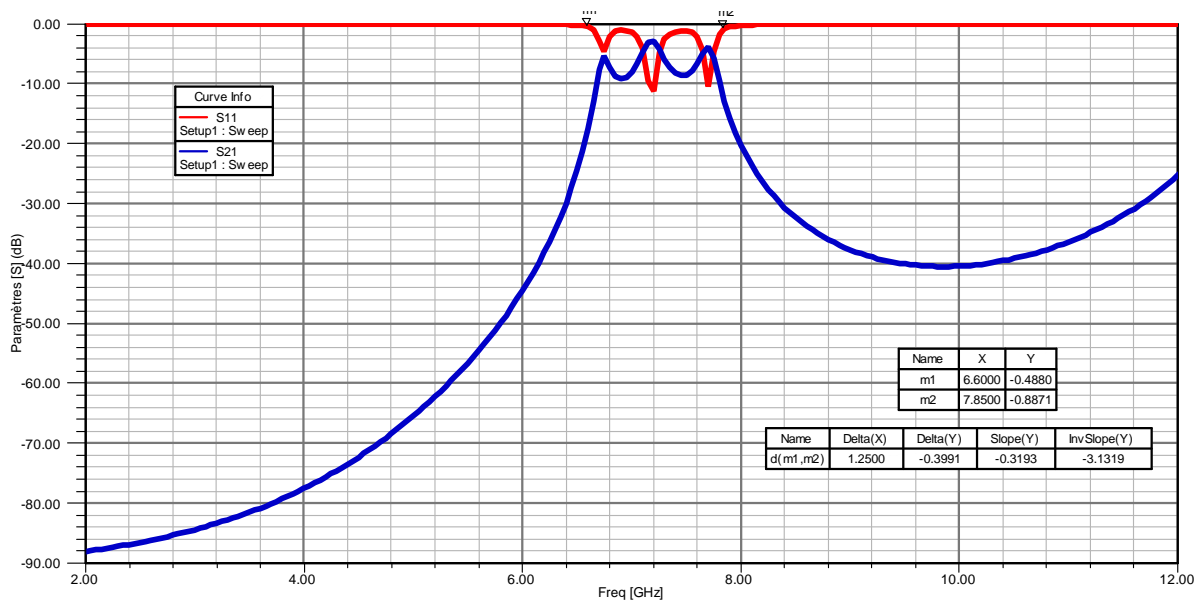


Figure IV.18 : Réponse du filtre de Tchebychev à trois résonateurs couplés en série.

Sur la figure (IV.18), on remarque que le comportement de notre filtre est passe-bande, de fréquence centrale ( $f_0 = 7.225$  GHz) pour une bande passante environ ( $B = 1.25$  GHz). Dans cette bande passante, on peut remarquer les trois ondulations dues au nombre de résonateurs constituant le filtre de Tchebychev.

La réponse du filtre montre aussi que les pertes d'insertion à la fréquence centrale  $f_0$  sont de l'ordre de  $-11.28$  dB.

On peut représenter la variation du Taux d'Ondes Stationnaires (T.O.S) de ce filtre en fonction de la fréquence à l'aide de notre simulateur, par la figure suivante.

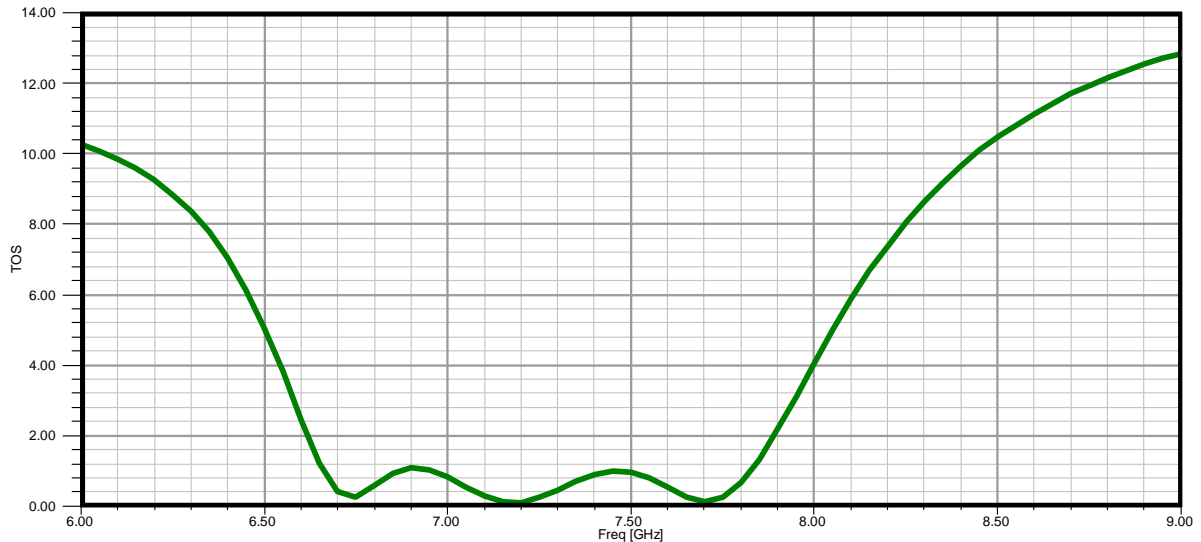


Figure IV.19 : T.O.S à l'entrée du filtre passe-bande.

Le champ électrique  $\vec{E}$  peut représenter le long du filtre à partir de la figure suivante.

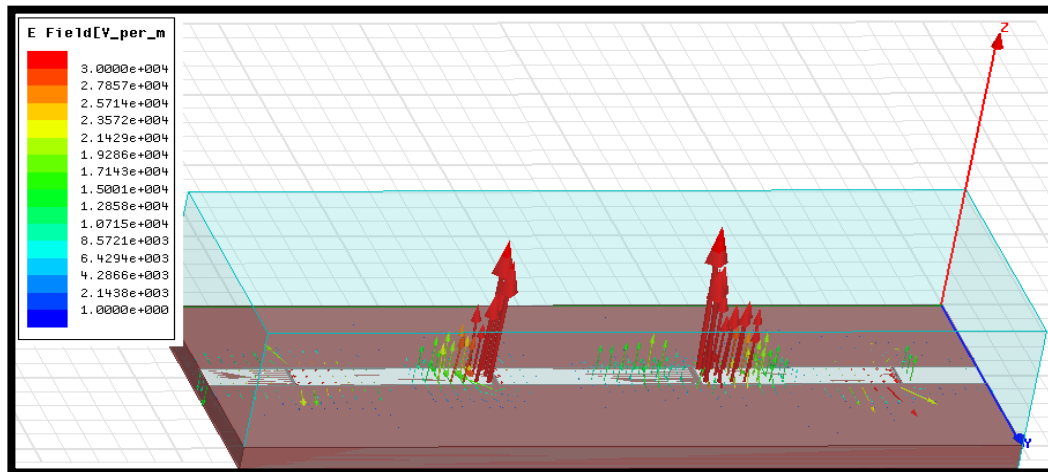


Figure IV.20 : Distribution du champ  $\vec{E}$  sur le filtre à gaps capacitifs (à  $f_0 = 7.225$  GHz).

La figure ci-dessus représente la répartition du champ électrique  $\vec{E}$  à la résonance électromagnétique ( $f_0 = 7.225$  GHz). Nous remarquons que le champ électrique  $\vec{E}$  est concentré autour des résonateurs du filtre, cette concentration est plus importante dans les gaps (moins importante entre les lignes d'alimentation et les résonateurs), ce qui justifie l'effet capacitifs des gaps entre les résonateurs.

#### IV.2.2.2. Filtre passe-bande à résonateurs microruban couplés en parallèle :

Le filtre à résonateurs couplés en parallèle peut considérer comme étant la structure des filtres microondes planaires la plus étudiée (plus utilisée) à cause de sa facilité de conception et de réalisation. Pour ce genre de filtre, on peut avoir une bande passante étroite (inférieure à 20 %). La nature de cette bande dépend essentiellement du niveau de couplage entre les résonateurs constituant le filtre.

Généralement, le filtre à lignes couplées en parallèle est défini comme étant un réseau de résonateurs microrubans mise en cascade de longueur demi-onde ( $\lambda/2$ ) à la fréquence de résonance, chacun d'entre eux étant couplé en parallèle sur un quart d'onde vis-à-vis de ce qu'il lui est adjacent comme il est indiqué sur la figure suivante.

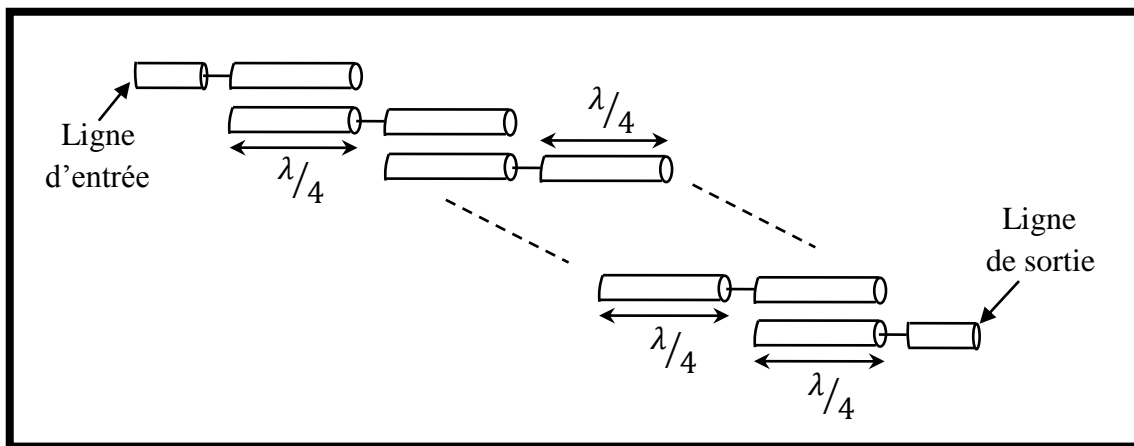


Figure IV.21 : Filtre à résonateurs couplés quart d'ondes.

#### IV.2.2.2.a. Notions de couplage (modes pairs et impairs) :

Les lignes de transmission couplées peuvent représenter un outil de base dans les diverses études des circuits microondes, notamment les filtres. Généralement, si une ligne est placée au voisinage de l'autre d'une manière parallèle, on aura un couplage continu qui existe entre les champs électromagnétiques des deux lignes. Les dimensions des lignes sont déterminées à partir des impédances des modes pairs et impairs pour chaque région couplée symétrique.

Les modes pairs et impairs sont définis en fonction des tensions dans les lignes couplées. Lorsque les potentiels des deux lignes couplées sont les mêmes, on parle des modes pairs. Dans le cas réciproque (deux potentiels opposés), on peut avoir les modes impairs. La figure suivante peut représenter le couplage de deux lignes de transmission sans pertes.

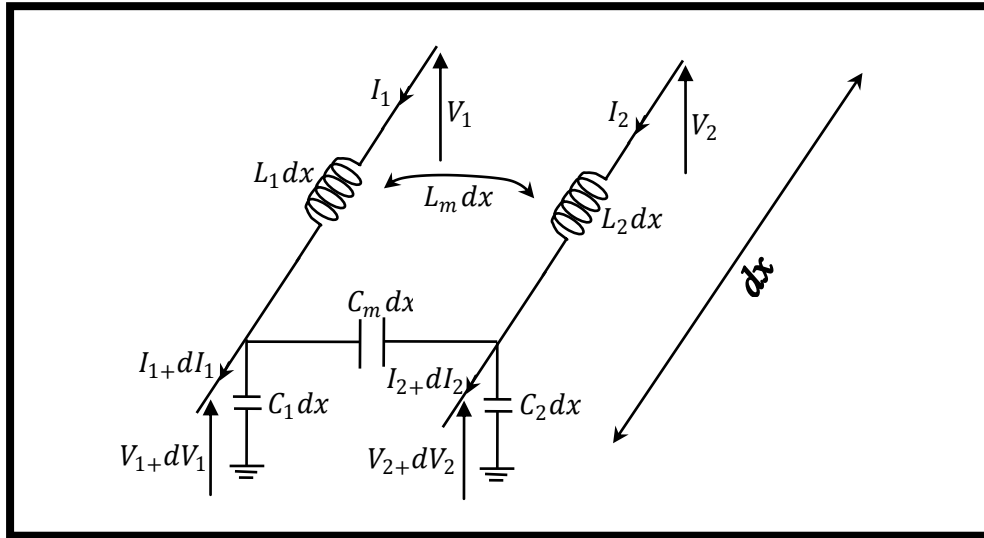


Figure IV.22 : Circuit équivalent au couplage de deux lignes élémentaires.

Généralement, les dimensions des lignes couplées en parallèle sont obtenues à l'aide des techniques qui se base sur les impédances caractéristiques de chaque ligne en modes pairs et impairs. Pour un couplage symétrique [79], on peut noter ( $L_1 = L_2 = L_0$  et  $C'_1 = C'_2 = C_0$ ).

Dont :

$$\begin{cases} C'_1 = C_1 + C_m \\ C'_2 = C_2 + C_m \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

La constante de propagation selon les deux modes pairs et impairs peut être exprimée en fonction des éléments linéiques du circuit équivalent représenté par la figure IV.22, par l'expression (IV.28) ci-dessous :

$$\beta_{e,o} = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \sqrt{L_1 C'_1 + L_2 C'_2 - 2L_m C_m \pm \sqrt{(L_2 C'_2 - L_1 C'_1)^2 + 4(L_m C'_1 - L_2 C_m)(L_m C'_2 - L_1 C_m)}}$$

Donc on peut écrire :

$$\beta_{e,o} = \omega \sqrt{L_0 C_0 - L_m C_m \pm \sqrt{L_m C_0 - L_0 C_m}} \quad (\text{IV.29})$$

Les impédances caractéristiques pour les deux modes pairs et impairs sont définies par :

$$\begin{cases} Z_{0e} = \frac{\omega}{\beta_e} (L_0 + L_m) = \frac{\beta_e}{\omega(C_0 - C_m)} \text{ pour les modes pairs} \\ Z_{0o} = \frac{\omega}{\beta_o} (L_0 - L_m) = \frac{\beta_o}{\omega(C_0 + C_m)} \text{ pour les modes impairs} \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

On définit le coefficient de couplage par l'expression suivante :

$$K = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (\text{IV.31})$$

De plus si :

$$K' = 20 \log_{10} |K| \quad (\text{IV.32})$$

On peu écrire :

$$\begin{cases} Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - 10^{\frac{K'}{20}}}{1 + 10^{\frac{K'}{20}}}} \\ Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + 10^{\frac{K'}{20}}}{1 - 10^{\frac{K'}{20}}}} \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

Où :  $Z_0$  représente l'impédance de normalisation (impédance des lignes d'alimentation).

Alors, les impédances caractéristiques des lignes en modes pairs et impairs représentent l'outil fondamental pour la l'étude et la synthèse des filtres à résonateurs couplés en parallèle.

#### IV.2.2.2.b. Synthèse du filtre microonde à lignes couplées en parallèle :

Pour la plus part des filtres microondes, notamment passe-bande, la synthèse de Matthaei représente le support principal pour la conception et la réalisation de ces filtres. Les filtres à lignes couplées en parallèle sont aussi basés sur cette synthèse de Matthaei [80].

La synthèse de Matthaei est souvent utilisée pour la conception des filtres microondes possédant les deux fonctions de filtrage (Butterworth et Tchebychev). En suivant la procédure décrite pour ce genre de synthèse, il suffit de savoir les caractéristiques électriques du filtre telles que, la fréquence centrale  $f_0$ , la bande passante relative  $B$ , l'impédance de normalisation du filtre  $Z_0$  et les éléments du prototype passe-bas normalisé (selon la fonction de filtrage souhaitée : Butterworth ou Tchebychev).

En notant que les impédances caractéristiques des lignes couplées en modes pairs et impairs sont misent en jeu aussi, pour le calcul final des portions du filtre.

-la synthèse de Matthaei peut résumer en [80] comme la suite :

1- Détermination des éléments  $g_i$  du prototype normalisé passe-bas :

(procédure du calcul déjà mentionnée dans le chapitre 1 pour les deux fonctions de filtrage).

2- Détermination des coefficients d'inverseurs d'admittances (ou d'impédances) :

$$\begin{cases} J_{0,1} = J_{n,n+1} = \frac{Z_0}{\sqrt{g_0 g_1}} = \frac{Z_0}{\sqrt{g_n g_{n+1}}} \\ J_{i,i+1} = \frac{Z_0}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

3- Détermination des impédances caractéristiques selon les modes pairs et impairs :

$$\begin{cases} Z_{0e}(1) = Z_{0e}(n+1) = Z_0[1 + A]; \text{ modes pairs} & (\text{IV.35.a}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} Z_{0o}(1) = Z_{0o}(n+1) = Z_0[1 - A]; \text{ modes impairs} & (\text{IV.35.b}) \end{cases}$$

Où :

$$\begin{cases} A = \frac{R}{\sqrt{0.5 \tan \theta_1 + R^2}} \\ R = \frac{J_{0,1}}{Z_0} \end{cases} \quad (\text{IV.36})$$

et :

$$\begin{cases} Z_{0e}(i+1) = qZ_0 \left( M_{i,i+1} + \frac{J_{i,i+1}}{Z_0} \right) \\ Z_{0o}(i+1) = qZ_0 \left( M_{i,i+1} - \frac{J_{i,i+1}}{Z_0} \right) \end{cases} \quad i=1, 2, \dots, n-1 \quad (\text{IV.37})$$

où :

$$\begin{cases} q = \frac{1}{\frac{\tan \theta_1}{2} + \left( \frac{J_{0,1}}{Z_0} \right)^2} \\ M_{i,i+1} = \sqrt{\left( \frac{J_{i,i+1}}{Z_0} \right)^2 + \frac{\tan^2(\theta_1)}{4}} \\ \theta_1 = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{B}{2} \right) \text{ et } B = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \end{cases} \quad (\text{IV.38})$$

4- Détermination des dimensions des résonateurs :

$$\begin{cases} \frac{W}{h} = \frac{2}{\pi(\alpha - 1)} - \frac{2}{\pi} \ln(2\alpha - 1) + \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\pi\epsilon_r} \right) \left[ \ln(\alpha - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right] \\ \frac{S}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left[ \frac{\cosh \left[ \frac{\pi}{2} \left( \frac{W}{h} \right)_e \right] + \cosh^{-2} \left[ \frac{\pi}{2} \left( \frac{W}{h} \right)_o \right]}{\cosh \left[ \frac{\pi}{2} \left( \frac{W}{h} \right)_o \right] - \cosh^{-2} \left[ \frac{\pi}{2} \left( \frac{W}{h} \right)_e \right]} \right] \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

Dont :

$$\alpha = \begin{cases} \frac{60\pi^2}{Z'_0 \sqrt{\epsilon_r}} & \text{avec } Z'_0 = \frac{Z_{0e}}{2} \text{ pour les mode pairs} \\ \frac{60\pi^2}{Z''_0 \sqrt{\epsilon_r}} & \text{avec } Z''_0 = \frac{Z_{0o}}{2} \text{ pour les mode impairs} \end{cases} \quad (\text{IV.40})$$

▪Cahier des charges :

Pour un filtre de Tchebychev de cinq éléments ( $n = 5$ ), la bande transmise est caractérisée par.

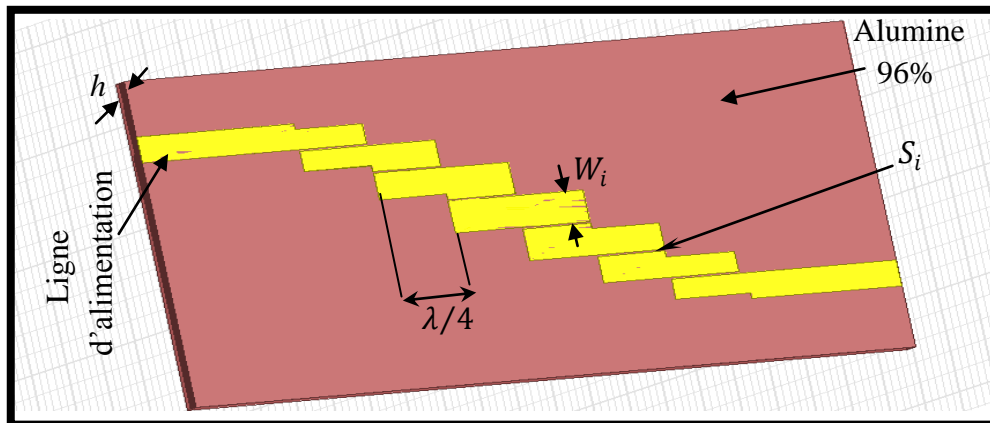
- ✓ Une fréquence centrale ( $f_0 = 6.5$  GHz).
- ✓ Une largeur de bande normalisée ( $B = 45\%$ ).
- ✓ Une ondulation dans la bande passante ( $r_p = 0.5$  dB).
- ✓ Une impédance de normalisation du filtre ( $Z_0 = 50 \Omega$ ).

Pour un substrat d'alumine 96% ( $\epsilon_r = 9.4$ ,  $h = 0.635$ mm), les caractéristiques géométriques de notre filtre de Tchebychev peuvent être résumées dans le tableau suivant :

$i$	$g_i$	$Z_{0e}(\Omega)$	$Z_{0o}(\Omega)$	$W/h$	$S/h$	$W_i(mm)$	$S_i(mm)$
1	1.7058	77.6288	22.3712	2.8225	0.4724	1.7922	0.2999
2	1.2296	57.3445	21.0294	3.1736	0.5233	2.0152	0.3323
3	2.5408	52.6447	22.8941	3.5114	0.5861	2.2297	0.3721
4	1.2296	52.6447	22.8941	3.5114	0.5861	2.2297	0.3721
5	1.7058	57.3445	21.0294	3.1736	0.5233	2.0152	0.3323
6	1.0000	77.6288	22.3712	2.8225	0.4724	1.7922	0.2999

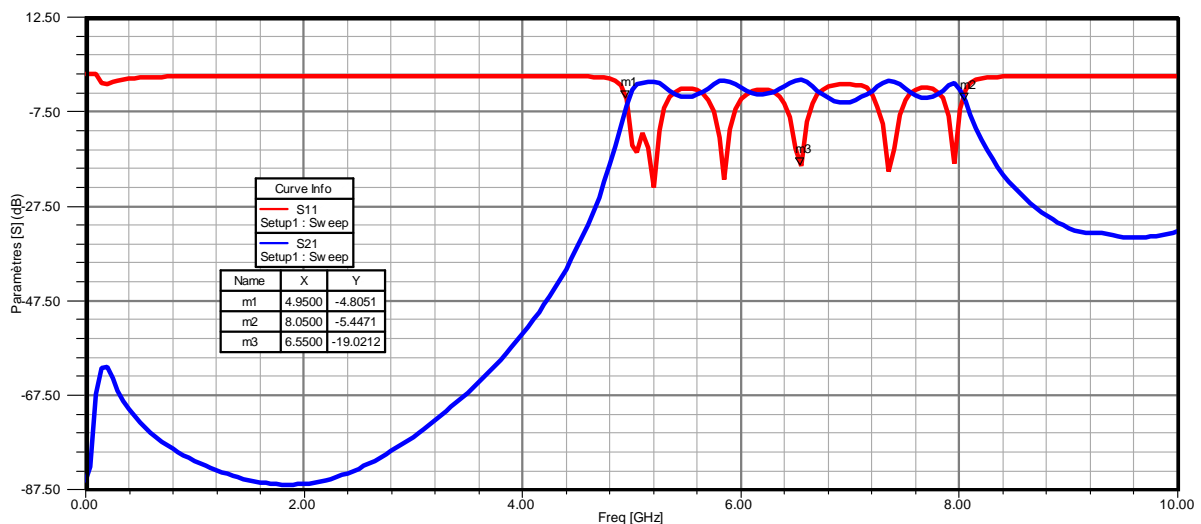
**Tableau IV.4 : Caractéristiques géométriques du filtre à résonateurs couplés.**

En utilisant ces caractéristiques géométriques qui peuvent répondre à notre cahier des charges, on peut alors représenter le gabarit du filtre à cinq éléments dans le 3D-Modeler du simulateur HFSS à l'aide de la figure suivante.



**Figure IV.23 : Gabarit du filtre à résonateurs couplés en parallèle.**

Les longueurs des lignes d'alimentation ( $l_e = l_s = 3.75$  mm) sont choisies pour avoir une adaptation à l'impédance ( $Z_0 = 50 \Omega$ ) et l'épaisseur des résonateurs en cuivres sont de valeurs  $t$  avec ( $t/h \ll 1$ ). La réponse du filtre est représentée par la figure ci-dessous.



**Figure IV.24 : Réponse du filtre de Tchebychev à cinq résonateurs couplés en parallèle.**

La figure ci-dessus fournit dans la gamme de fréquences [0-10] GHz les réponses fréquentielles du filtre de Tchebychev à cinq résonateurs couplés en parallèle de caractéristiques géométriques résumés au tableau IV.4, cette figure montre un comportement

passé-bande du filtre pour une fréquence centrale approximative ( $f_0 = 6.55\text{GHz}$ ), avec une bande passante qui contient 5 ondulations.

Le VSWR au niveau de l'entrée du filtre est représenté par la figure suivante :

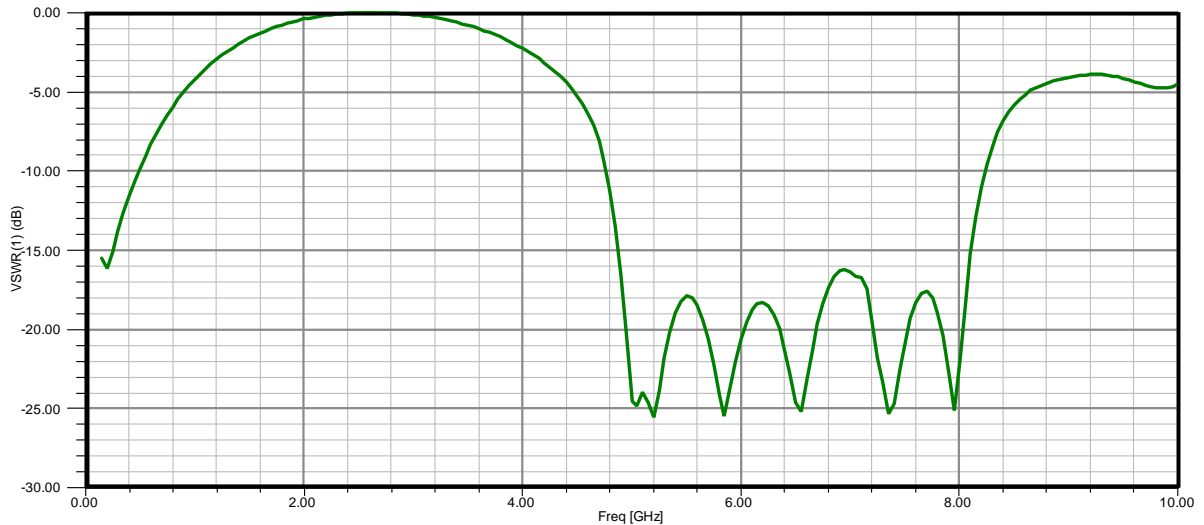


Figure IV.25 : VSWR à l'entrée du filtre de Tchebychev.

On remarque sur figure ci-dessus que le VSWR à l'entrée du filtre représente aussi des ondulations dans la même gamme fréquentielle [4.95 – 8.05] GHz.

#### IV.2.2.3. Filtre interdigité à bars conducteurs quart-d'onde :

Dans cette section on représente un filtre interdigité standard de dimensions importantes. Un simple exemple de six lignes ( $n = 6$ ) quart-d'onde couplées en parallèle est proposé pour avoir une fréquence centrale autour de 1.5 GHz et une bande passante B.P =1GHz. La fonction de filtrage utilisée est de type de Tchebychev pour une ondulation dans la bande passante ( $r_p = 0.1$  dB). Les portions de filtre peuvent résumer dans le tableau suivant.

$i$	$g_i$	$W_i(\text{mm})$	$S_i(\text{mm})$
1	1.1681	2.1652	1.8442
2	1.4039	2.1652	2.3773
3	2.0562	2.1652	2.5240
4	1.5170	2.1652	2.6221
5	1.9029	2.1652	2.5240
6	0.8618	2.1652	2.3773
7	1.3554		1.8442

Tableau IV.5 : Caractéristiques géométriques du filtre interdigité.

Notre filtre interdigité est constitué par six bars conducteurs d'épaisseurs  $h$  avec ( $W/h = 2$ ). Le filtre est représenté par la figure suivante :



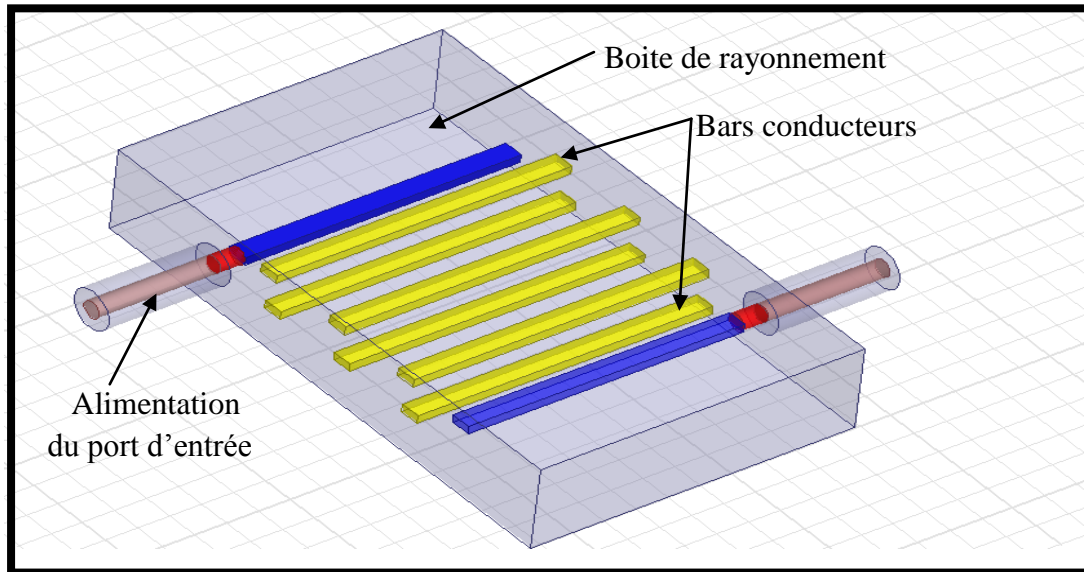


Figure IV.26 : Gabarit du filtre interdigité à six bars conducteurs.

La simulation du filtre interdigité sur le HFSS se fait sur le type de solution (Driven Terminal) parce que notre filtre est basé sur des lignes de transmission à plusieurs conducteurs. Les paramètres [S] de notre filtre sont calculés par notre simulateur en fonction de la tension et du courant aux accès.

Notre filtre interdigité qui répond aux caractéristiques géométriques indiquées au tableau IV.5 possède la réponse représentée par la figure ci-dessous.

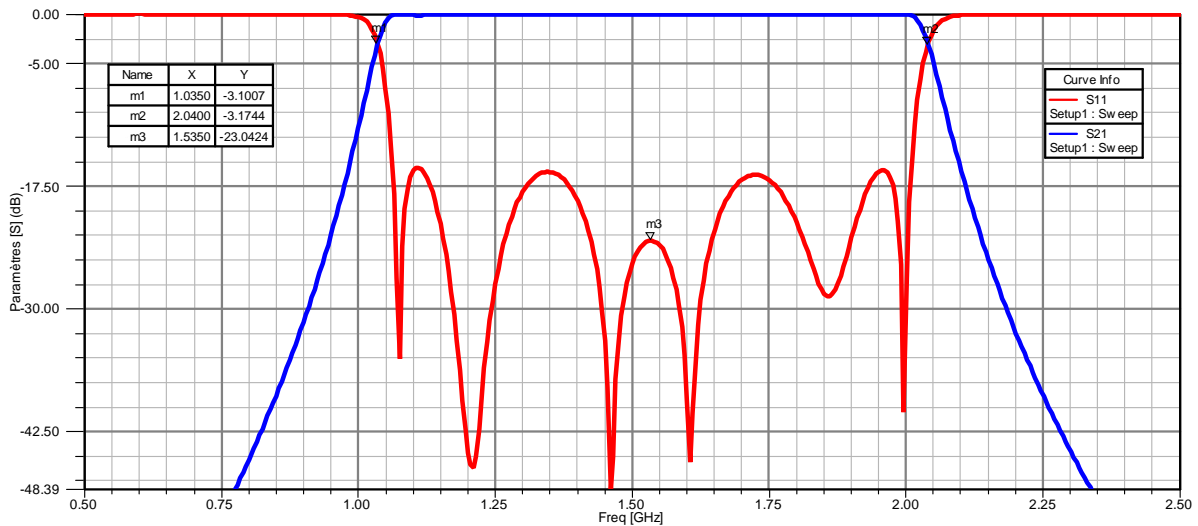


Figure IV.27 : Réponse du filtre interdigité à six bars conducteurs.

La figure IV.26 montre un comportement passe-bande du filtre interdigité sur la gamme fréquentielle [0.5 – 2.5] GHz, on remarque que la fréquence centrale de ce filtre est ( $f_0 = 1.53$  GHz) pour une bande normalisée environ ( $B=65\%$ ). Les pertes d'insertion à la résonance sont de l'ordre de 49 dB.

La carte du champ électrique pour notre filtre est représentée par la figure suivante :

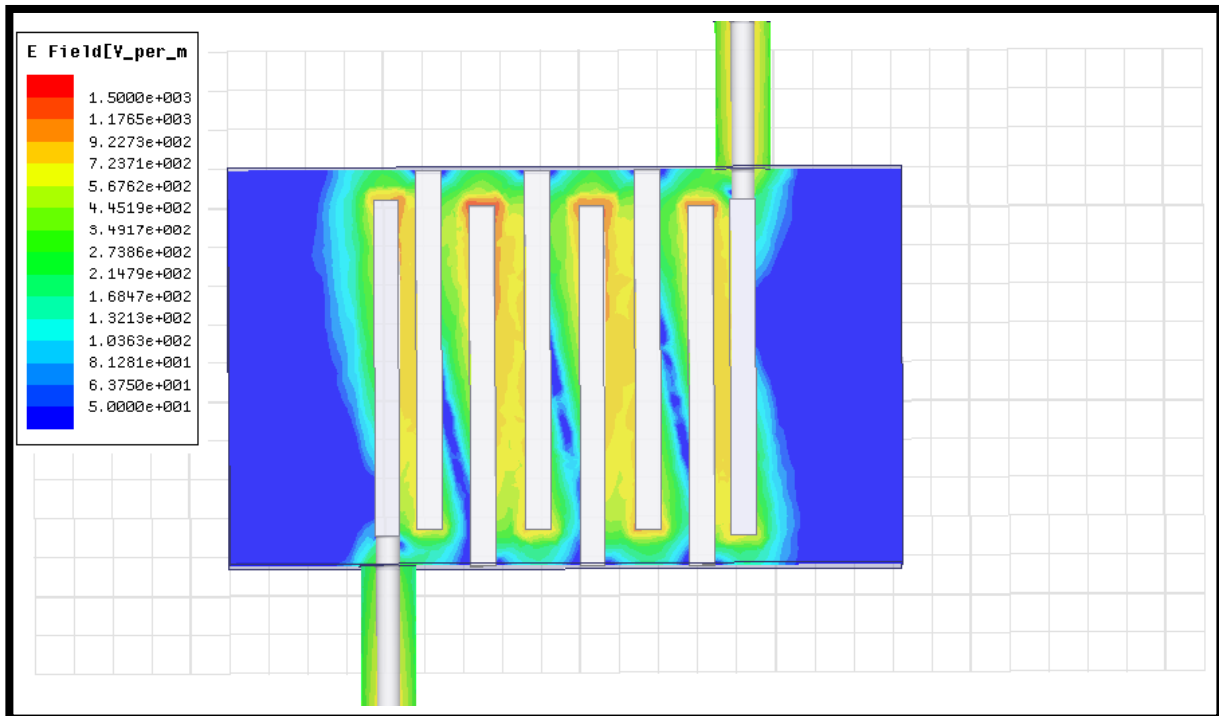


Figure IV.28 : Carte du champ électrique du filtre à ( $f_0 = 1.53$  GHz).

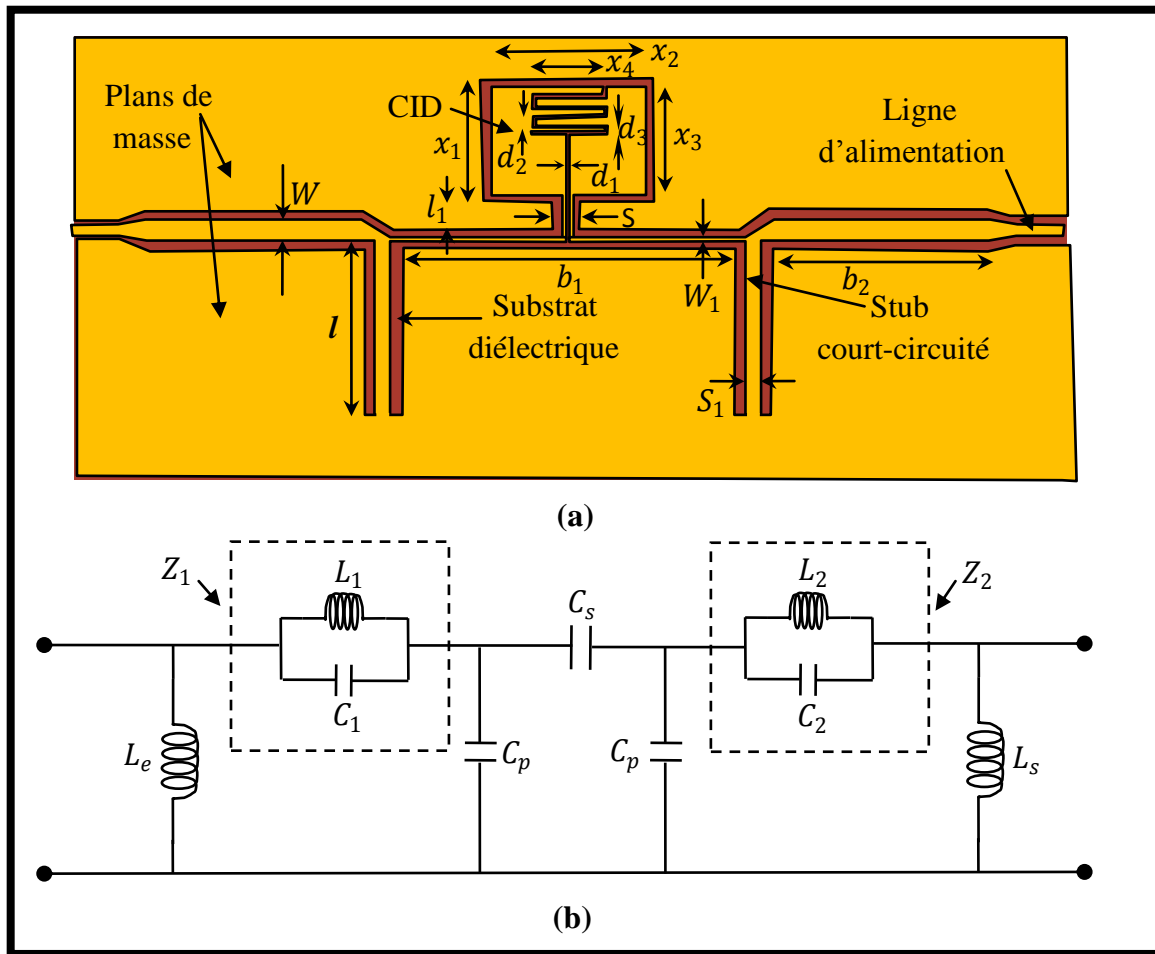
On remarque que le champ électrique est concentré autour des bars conducteurs et autour des lignes d'alimentation. Pour les lignes court-circuitées au plan de masse, on peut remarquer que cette concentration est diminuée.

### IV.3. Conception des filtres microondes à base des métamatériaux :

Dans cette section nous allons présenter des applications utilisant les résultats obtenus dans les chapitres précédents (II et III) et utilisant aussi les caractéristiques des métalignes et des métamatériaux. On va commencer par un exemple du filtre microonde utilisant les métalignes puis on va représenter des applications concernant les filtres microondes associés aux résonateurs en anneaux fendus (RAF). Une application de la topologie des résonateurs complémentaires (RAFC) sera soulignée à la fin de cette section pour avoir les différents comportements de filtrage microonde.

#### IV.3.1. Filtre coupe-bande à base de la ligne composite (CRHL) :

Nous présentons un exemple sur la conception du filtre microonde coupe-bande à base d'une métaligne. Ce filtre est constitué de deux inductances parallèles court-circuitées au plan de masse et d'une capacité interdigitée pour avoir le comportement main droite/main gauche. En technologie microruban, l'utilisation des trous métalliques (vias) est nécessaire pour avoir les court-circuits des deux inductances [81]. Pour notre conception, nous avons choisi la topologie coplanaire, donc en n'utilisant pas ces vias. Le gabarit de notre filtre et son circuit électrique équivalent sont représentés par la figure suivante :



**Figure IV.29 : Filtre à base d'une métaligne (a) Gabarit (b) circuit électrique équivalent**

La figure IV.28 (b) représente le circuit électrique équivalent du filtre, les deux inductances  $l_e$  et  $l_s$  sont identiques et représentent les stubs court-circuités aux plans de masse. La capacité interdigitée (CID) est représentée par les capacités en série et en parallèle  $C_s$ ,  $C_p$  respectivement. Les éléments inductifs et capacitifs du circuit équivalent du filtre ont les valeurs suivantes :

$L_e = L_s = 2.02\text{nH}$ ,  $L_1 = 3.25\text{nH}$ ,  $L_2 = 2.54\text{nH}$ ,  $C_1 = 4.75\text{pF}$ ,  $C_2 = 2.85\text{pF}$ ,  $C_s = 0.85\text{pF}$ ,  $C_p = 3.55\text{pF}$ .

Les fréquences de résonance des deux résonateurs  $Z_1$  et  $Z_2$  sont respectivement :

$$\begin{cases} f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \\ f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

Les dimensions du filtre sont résumées dans le tableau suivant :

Grandeur	$W$	$W_1$	$l$	$l_1$	$b_1$	$b_2$	$S$	$S_1$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$x_1$	$x_2$	$x_4$
Valeur (mm)	1.4	0.4	10	4.0	15	10	0.9	0.8	0.2	0.6	0.4	6.4	4.0	1.9

**Tableau IV.6 : Dimensions du filtre à base de (CRLH).**

Sur le simulateur HFSS, notre filtre est représenté par la figure suivante.

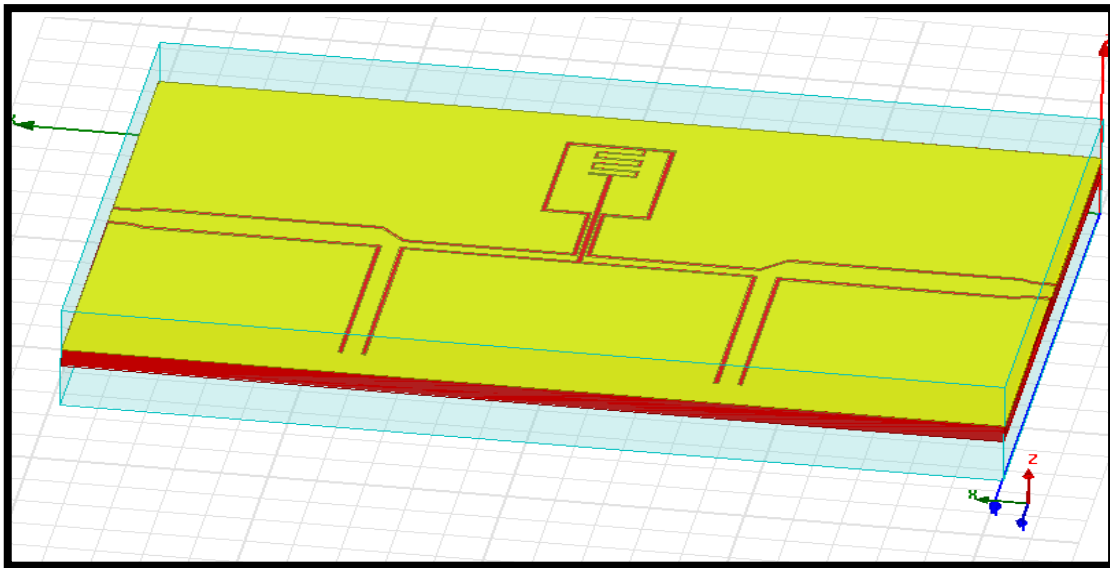


Figure IV.30 : Le filtre coupe bande sur le HFSS (3D Modeler).

Le substrat utilisé pour la conception de ce filtre est l'Alumine 96% de caractéristiques physiques indiquées précédemment et d'épaisseur ( $h = 0.635\text{mm}$ ). Après avoir simulé notre structure, nous avons obtenu la réponse du filtre représentée par la figure suivante.

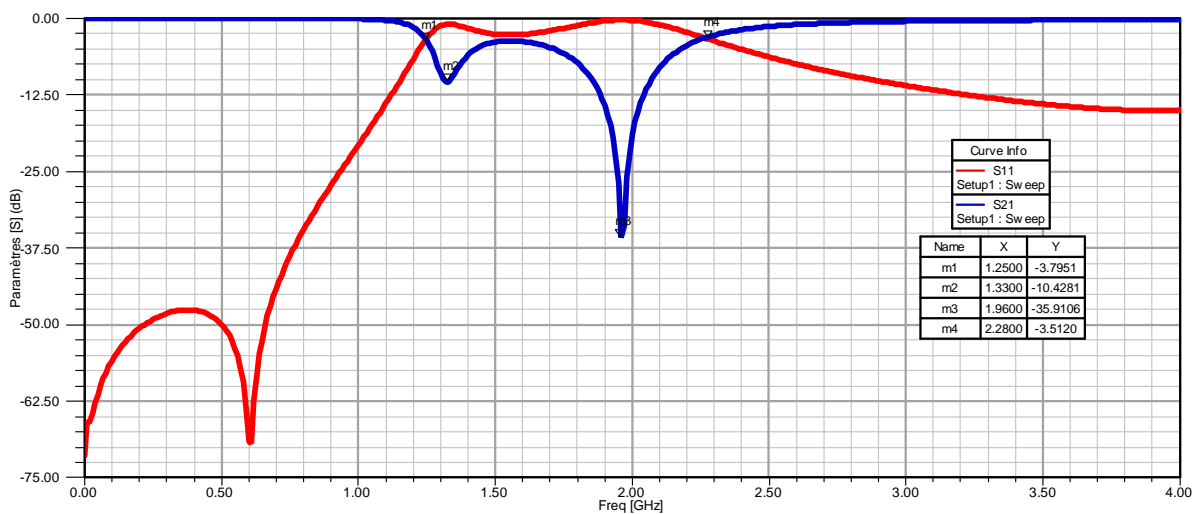
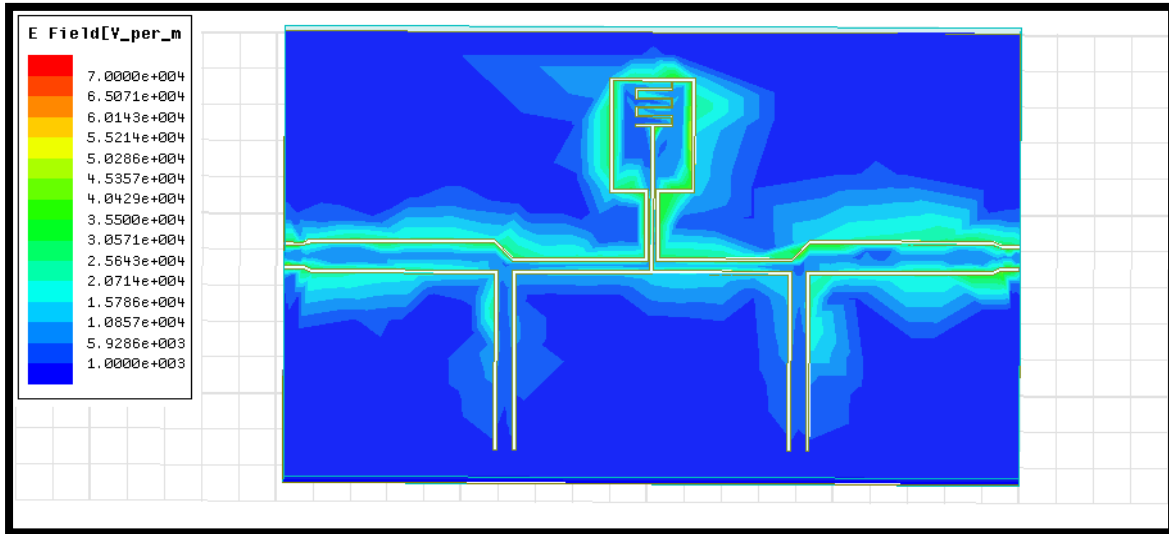


Figure IV.31 : Coefficients de transmission et de réflexion du filtre.

La figure ci-dessus, nous montre un comportement coupe-bande pour notre filtre. Sur la courbe on remarque les deux résonances de fréquences ( $f_{r1} = 1.33\text{ GHz}$  et  $f_{r2} = 1.96\text{ GHz}$ ) dus aux deux résonateurs d'impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  avec leurs pertes d'insertion respectivement (-10.42 dB et -35.91 dB). Les fréquences de résonances calculées à partir des valeurs des éléments capacitifs et inductifs sont ( $f_1 = 1.28\text{ GHz}$  et  $f_2 = 1.87\text{ GHz}$ ) pour les mêmes résonateurs.

Pour notre filtre, on remarque une certaine agilité en fréquence à partir de la fréquence ( $f_4 = 2.28\text{ GHz}$ ), ce qui permet de faire une comparaison avec les réponses obtenues pour la technologie microruban [81].

La carte du champ électrique répartie sur le filtre à la première résonance est représentée par la figure suivante.



**Figure IV.32 : Carte du champ électrique sur le filtre à ( $f_{r1} = 1.33$  GHz).**

La figure ci-dessus nous montre la répartition du champ électrique sur le filtre coupe-bande. On peut remarquer que le champ  $\vec{E}$  est condensé autour des éléments capacitifs du filtre (présence de la capacité interdigitée CID). Sur les deux stubs court-circuités, on observe une légère densité pour le champ électrique.

### IV.3.2. Filtres passe-bande à base des résonateurs en anneaux fendus (RAF) :

Dans cette section, nous allons montrer l'influence des résonateurs en anneaux fendus sur l'opération du filtrage microonde. Les diverses conceptions des filtres vont baser sur la technologie planaire (microruban et coplanaire) afin d'utiliser des lignes de transmission sans fréquence de coupure. Nous allons commencer par une étude parfaite des deux lignes microruban et coplanaire associées aux (RAF), puis en passant à la conception des filtres passe-bande utilisant ces résonateurs en anneaux fendus.

#### IV.3.2.1. Lignes de transmission chargées par des (RAF) :

Nous allons utiliser deux lignes de transmission associées aux (RAF). La forme de ces derniers est de type spirale pour avoir une résonance magnétique minimale.

##### ▪ En technologie microruban :

La conception de cette structure pour la topologie microruban se fait à partir d'une ligne microruban chargée par des (RAF) spirales. La largeur de la ligne est optimisée pour avoir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  et aussi pour que les (RAF) peuvent être couplés à cette ligne (substrat qui comporte les (RAF) peut contenir dans la ligne microruban). Les dimensions des (RAF) spirales sont choisies pour avoir une fréquence de résonance minimale et aussi pour avoir un couplage maximal avec la ligne microruban [82,83]. La longueur de la ligne microruban est choisie de telle sorte qu'on peut utiliser cinq (RAF) spirale. La structure globale est représentée sous HFSS par la figure suivante.

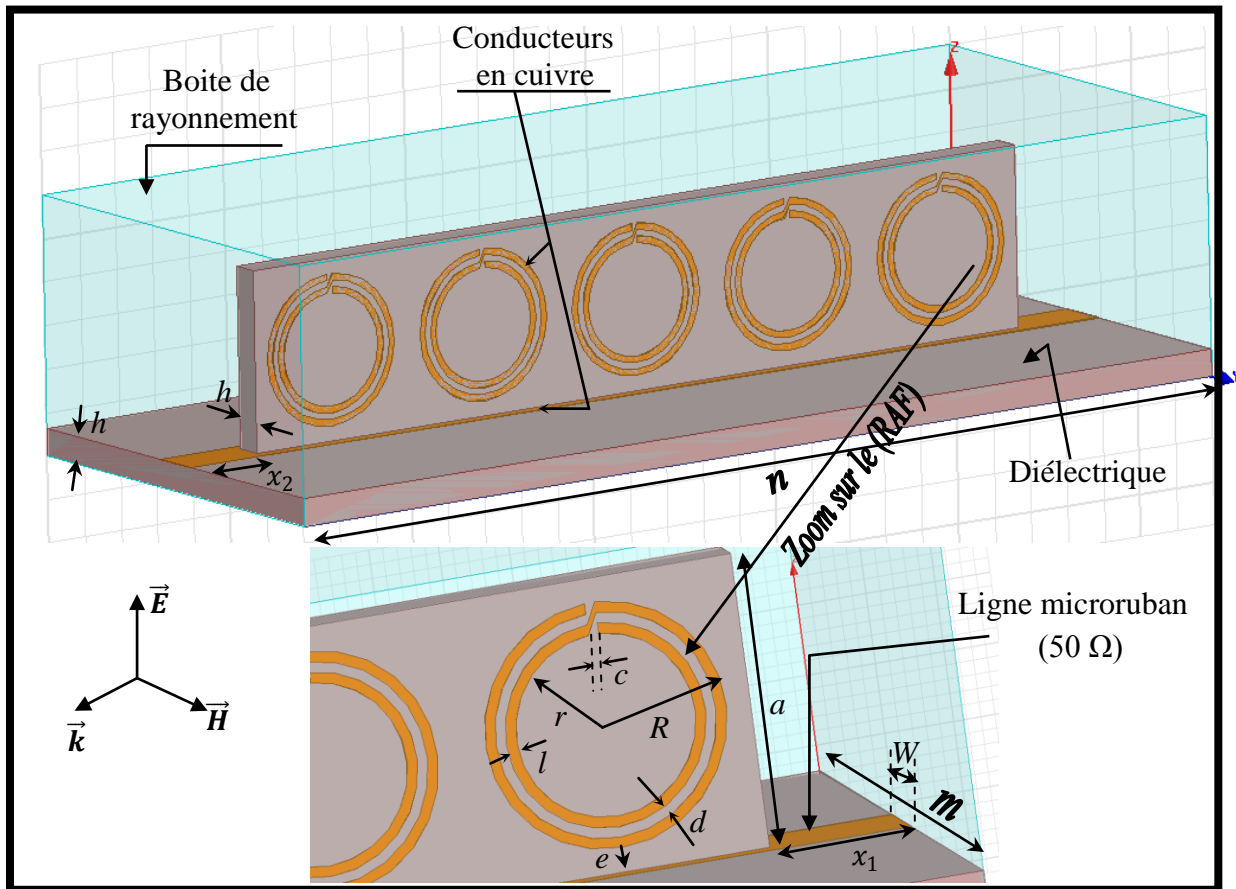


Figure IV.33 : Ligne microruban chargée par des (RAF) spirales.

La figure IV.33 représente une ligne microruban ( $50 \Omega$ ) chargée par cinq (RAF) spirales. Nous avons placé ces (RAF) de telle sorte qu'ils sont perpendiculaires à la ligne microruban d'une façon symétrique ( $x_1 = x_2$ ) pour justifier la condition nécessaire du couplage magnétique entre les résonateurs et la ligne microruban (champ magnétique  $\vec{H}$  est forcément normale aux (RAF)). Les ouvertures des anneaux fendus sont parallèles à la ligne microruban pour avoir une bonne polarisation des (RAF).

Les (RAF) spirales possèdent les mêmes paramètres géométriques (choisis en chapitre II), ils ont un espacement ( $e$ ) par rapport à la ligne microruban. Les substrats de la ligne microruban et des résonateurs fendus est la même (Alumine 96% d'épaisseurs identiques). Ces paramètres peuvent résumer dans le tableau ci-dessous.

Grandeur	$W$	$m$	$n$	$l$	$x_1$	$h$	$c$	$d$	$e$	$r$	$R$	$a$
Valeur (mm)	1.2	12	25	0.15	2	0.635	0.15	0.15	0.35	1.3	1.75	4.2

Tableau IV.7 : Dimensions de la ligne microruban chargée par les (RAF) spirales.

La réponse de notre structure globale est représentée par la figure suivante.

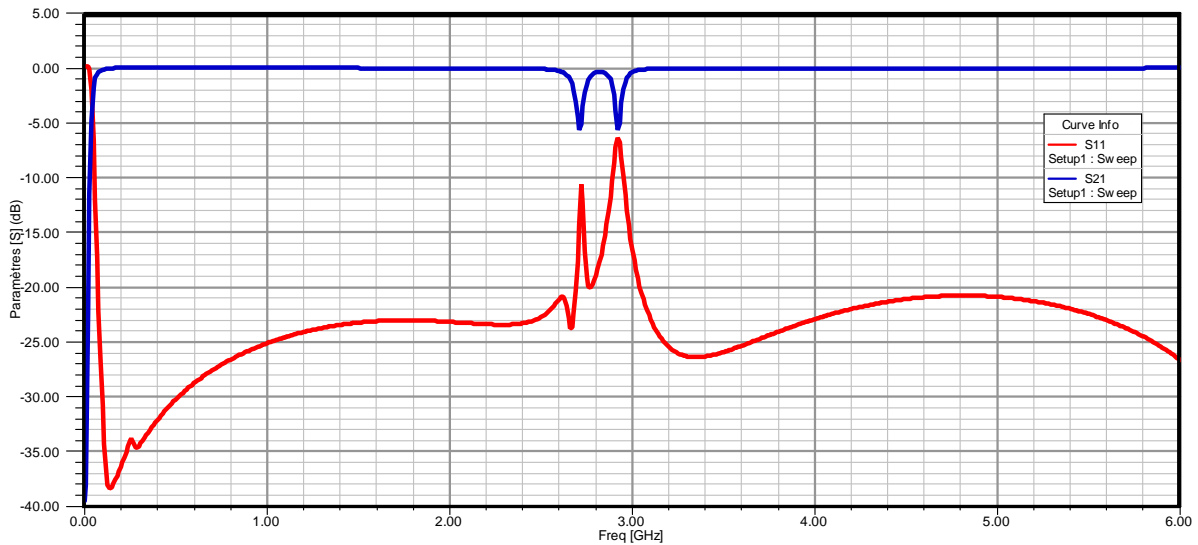


Figure IV.34 : Transmission et réflexion de la structure globale.

La figure ci-dessus nous montre que le comportement de la ligne microruban chargée par des (RAF) spirales est coupe-bande d'amplitude -6.5 dB autour de la fréquence de résonance ( $f_r = 2.82$  GHz). Ce comportement est justifié par l'influence des (RAF) spirales sur la ligne, ces résonateurs en anneaux qui ont aussi peuvent jouer le rôle d'un filtre coupe bande, mais autour d'une autre résonance magnétique.

▪ **En technologie coplanaire :**

Dans cette section, nous allons conserver la même procédure de conception, mais à l'aide d'une ligne coplanaire. La structure globale possède les mêmes dimensions, les mêmes caractéristiques physiques ainsi que les mêmes positions des (RAF) spirales. La ligne coplanaire est caractérisée par une fente ( $S = 0.2$ mm) chargée par ces résonateurs spirales est représentée par la figure suivante.

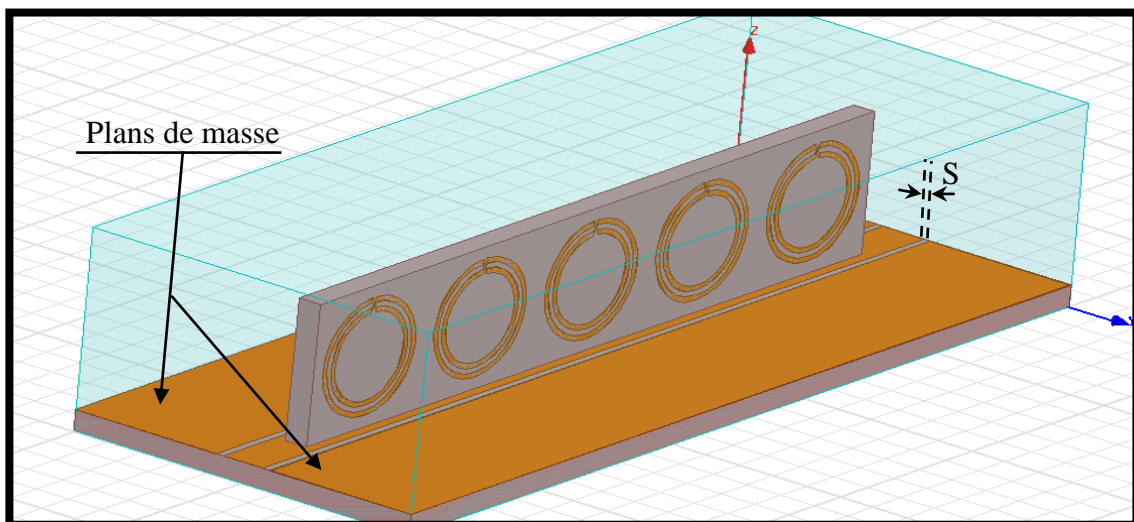


Figure IV.35 : Ligne microruban chargée par des (RAF) spirales.

Après avoir simulé la structure globale, on peut obtenir la transmission et la réflexion représentées par la figure suivante.

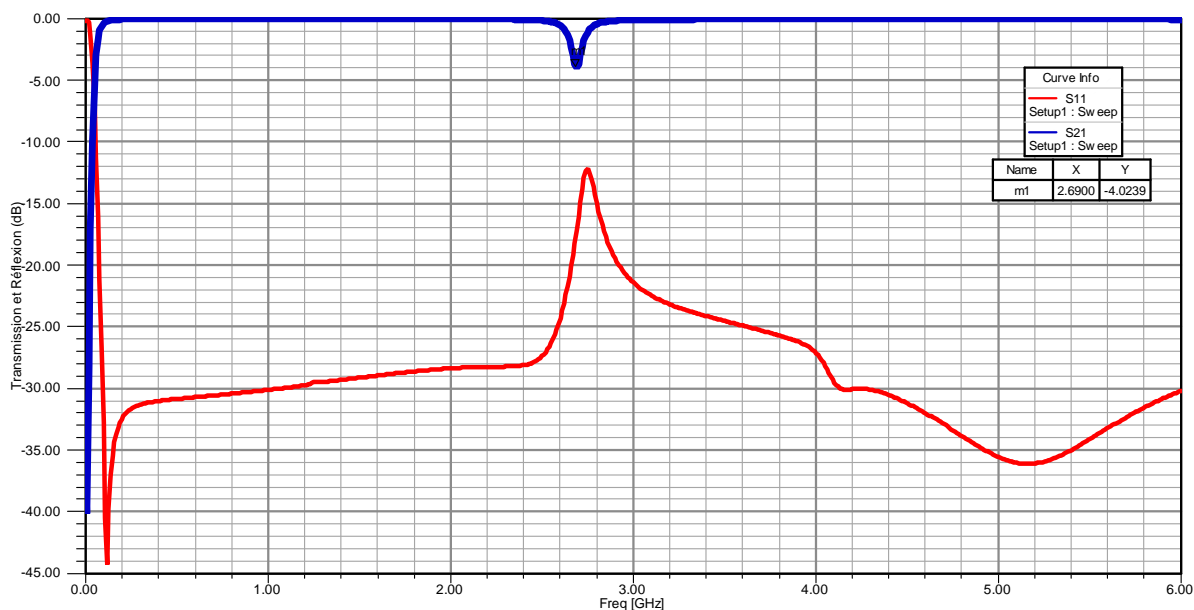


Figure IV.36 : Transmission et réflexion de la structure coplanaire globale.

La figure IV.36 montre aussi un comportement coupe-bande de la ligne coplanaire chargée par les mêmes (RAF) spirales. Une résonance magnétique autour de 2.69 GHz est remarquable, mais pour une amplitude réduite environ de -4.02 dB, ce qui justifie l'avantage offert par notre ligne coplanaire dans la conception de la structure globale.

#### IV.3.2.2. Filtre passe-bande à gaps capacitifs chargé par des (RAF) spirales :

Dans cette section, nous allons présenter la conception d'une structure filtrante composée par un filtre passe-bande à résonateurs microruban couplés en série et par des (RAF) spirales. Le filtre utilisé pour la structure globale est considéré en technologie microruban, tandis que les (RAF) associés au filtre sont de mêmes caractéristiques géométriques et physiques que les (RAF) utilisés dans (§IV.3.2.1). La position des (RAF) reste toujours perpendiculaire aux résonateurs microrubans du filtre passe-bande afin d'assurer le couplage magnétique souhaité.

La procédure de la conception du filtre passe-bande à gaps capacitifs est la même que celle mentionnée dans (§IV.2.2.1), mais l'objectif principal est d'avoir une fréquence centrale ( $f_0$ ) du passe-bande en dessus de la résonance magnétique des (RAF) spirales, ses dimensions sont choisi d'une façon relative aux dimensions des (RAF) pour répondre à ce besoin et aussi pour avoir une alimentation convenable de chaque résonateurs en anneau à l'aide des lignes d'alimentation du filtre passe-bande.

#### ▪ Réponse du (RAF) spiral :

En premier temps, nous allons vérifier la résonance magnétique d'un résonateur spiral seul, la cellule unitaire peut représenter par la figure suivante.



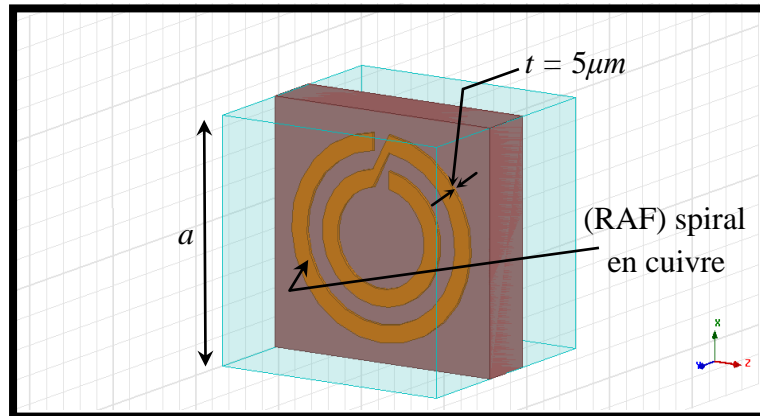


Figure IV.37 : Représentation du (RAF) spirale seul.

La simulation de cette cellule à l'aide des dimensions indiquées précédemment permet de nous donner la réponse représentée par la figure suivante.

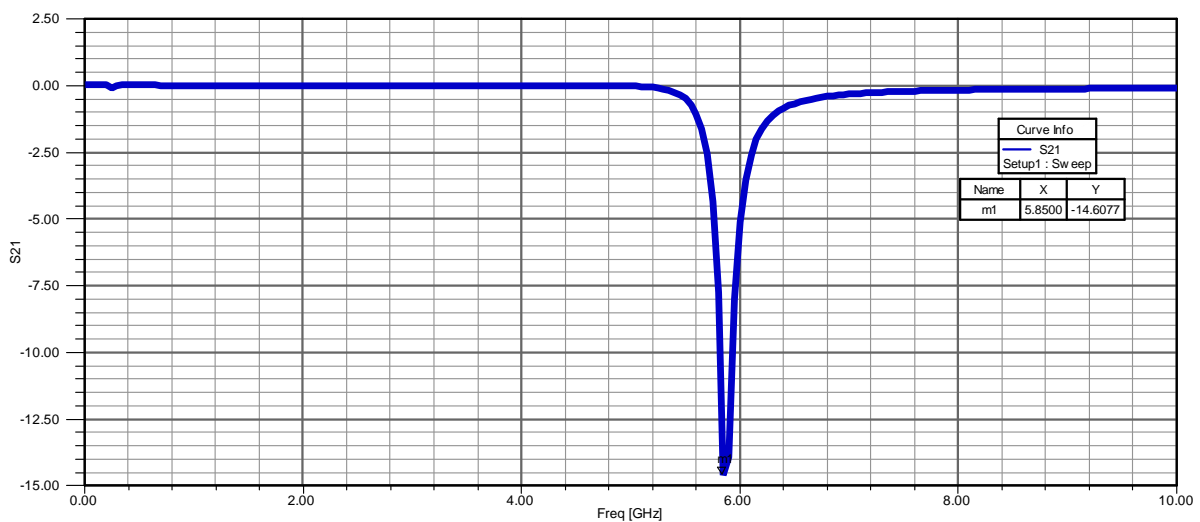


Figure IV.38 : Réponse du (RAF) spirale seul.

Sur la gamme fréquentielle [0 – 10] GHz, la figure IV.38 montre un comportement coupe-bande du (RAF) spirale à la résonance magnétique ( $f_{rm} = 5.85$  GHz) et pour une amplitude qui est de l'ordre de -14.60 d B.

▪ **Filtre passe-bande à résonateurs microrubans couplés en série :**

Pour notre application, nous allons choisi un filtre passe-bande à gaps capacitifs, selon l'approximation de Tchebychev ( $r_p = 0.5$  dB), qui contient sept ( $n = 7$ ) résonateurs microruban. Les dimensions du filtre vont vérifier la condition nécessaire ( $f_o > f_{rm}$ ), dans ce cas il faut que les longueurs électriques des résonateurs microruban sont identiques à la périodicités de chaque (RAF) spirale ( $\theta_i = a$ ).

Donc pour une périodicité ( $a = 4.2$  mm), le filtre de dimensions ( $m = 44.6$  mm,  $n = 12$  mm,  $W = 1.2$  mm,  $h = 0.635$  mm) peut apparaître sur la figure ci-dessous.

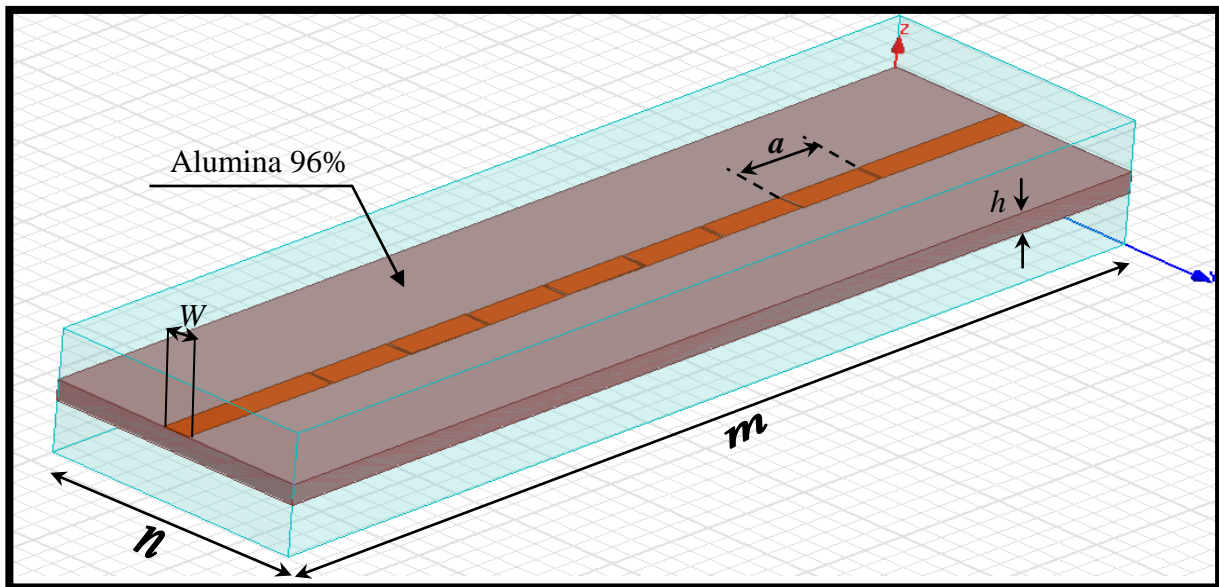


Figure IV.39 : Filtre passe-bande à sept résonateurs couplés en série.

Après avoir simulé notre filtre, on peut obtenir la réponse illustrée sur la figure suivante.

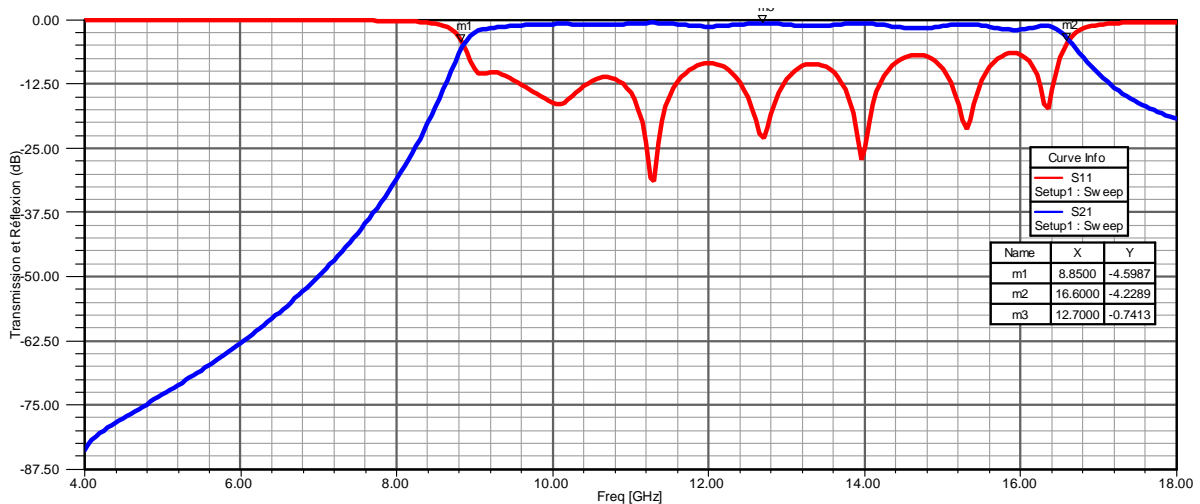


Figure IV.40 : Réponse du filtre à sept résonateurs couplés en série.

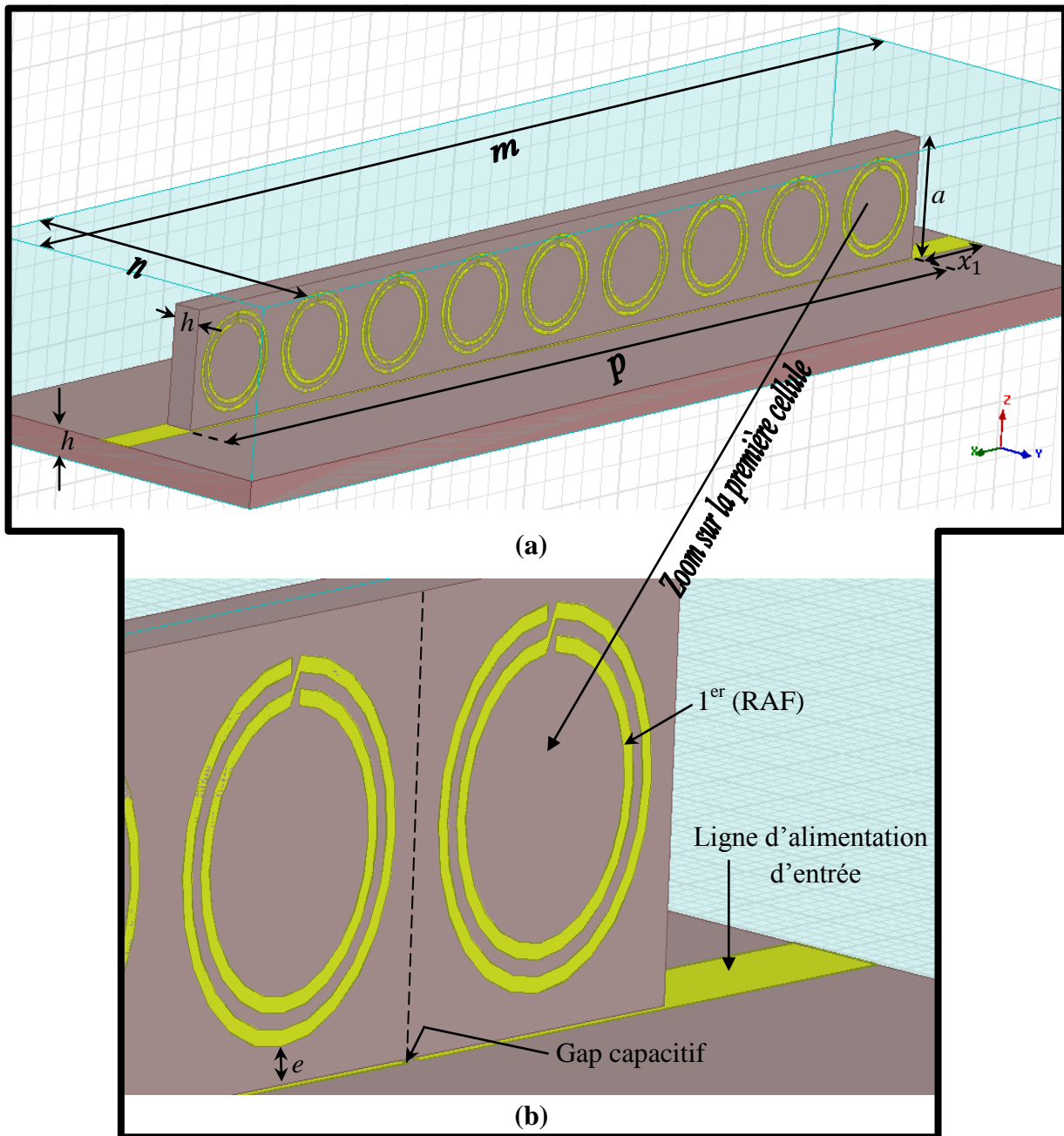
La figure ci-dessus montre sur la gamme fréquentielle [4 -18] GHz que le comportement de notre filtre est passe-bande de fréquence centrale ( $f_0 = 12.7$  GHz). Donc on remarque que cette fréquence est supérieure à la fréquence de résonance magnétique du (RAF) seul, c'est à dire notre condition est vérifiée ( $f_0 > f_{rm}$ ). Autrement, on peut dire que le filtre à gaps capacitifs ne fonctionne pas à la fréquence ( $f_{rm} = 5.85$  GHz), donc les signaux sont atténués pour cette fréquence.

Plusieurs solutions sont proposées pour minimiser la fréquence centrale du filtre passe-bande [84], en introduisant l'effet des résonateurs métamatériaux.

▪ **Filtre à résonateurs microruban associé aux (RAF) spirales :**

Comme dans le cas de la structure traitée dans la section (§ IV 3.2.1), nous allons associer notre filtre passe-bande aux résonateurs métamatériaux (RAF) de telle sorte que les (RAF)

seront perpendiculaires aux résonateurs microrubans constituant le filtre passe-bande. La figure suivante représente notre structure globale (filtre + (RAF)).



**Figure IV.41 : Filtre passe-bande associé aux (RAF) spirales, (a) Portions globales (b) Zoom sur l'entrée du filtre globale.**

La figure IV.41 (a) représente le filtre global composé du filtre à résonateurs microruban et des (RAF) spirales. Les portions externes du filtre mentionnées sur cette figure sont  $(m, n) = (44.6 \text{ mm}, 12 \text{ mm})$ , les (RAF) spirales de périodicité  $(a = 4.2 \text{ mm})$  sont gravés sur un substrat d'alumine 96% d'épaisseur  $(h = 0.635 \text{ mm})$  qui est perpendiculaire au résonateurs microruban d'une façon symétrique, c'est-à-dire  $(p, x_1) = (37.8 \text{ mm}, 3.4 \text{ mm})$ . Pour cette raison on peut associer neuf (RAF) spirale à notre filtre passe-bande, ce qui permet d'alimenter chaque (RAF) et aussi d'obtenir un couplage électromagnétique entre ces (RAF)

et les résonateurs microrubans du filtre passe-bande. Sur la même figure on peut remarquer que ce couplage est estimé à partir d'un espacement ( $e = 0.35$  mm).

La réponse de notre filtre globale est représentée par la figure suivante :

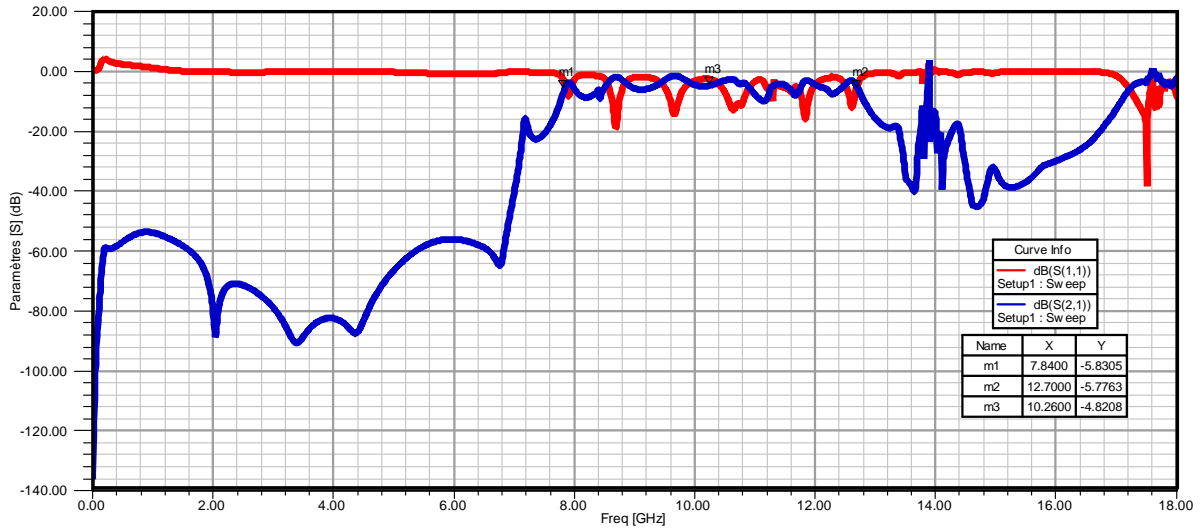


Figure IV.42: Réponse du filtre global.

La figure ci-dessus montre sur la gamme [0 -18] GHz que le comportement du filtre global reste passe-bande, mais avec un changement au niveau des caractéristiques fréquentielles. On remarque que la fréquence centrale du filtre composite devienne ( $f'_0 = 10.26$  GHz) au lieu de ( $f_0 = 12.7$  GHz), on peut remarquer également que la largeur de la bande passante pour le filtre global est diminuée par rapport à celle du filtre à résonateurs microrubans, ce que justifie l'effet du couplage entre ces résonateurs et les (RAF) spirales.

D'autre part, le filtre à résonateurs couplés en série ne peut pas fonctionner sur la bande passante de fréquence centrale ( $f'_0 < f_0$ ), donc à l'aide des (RAF) spirales on peut contrôler le fonctionnement de ce filtre et lui rend fonctionner sur cette fréquence.

Les caractéristiques électromagnétiques de notre structure globale peuvent être résumées dans celles du champ magnétique  $\vec{H}$  à travers les (RAF) spirales. Le couplage entre ces (RAF) et les résonateurs microrubans est représenté par la figure suivante.

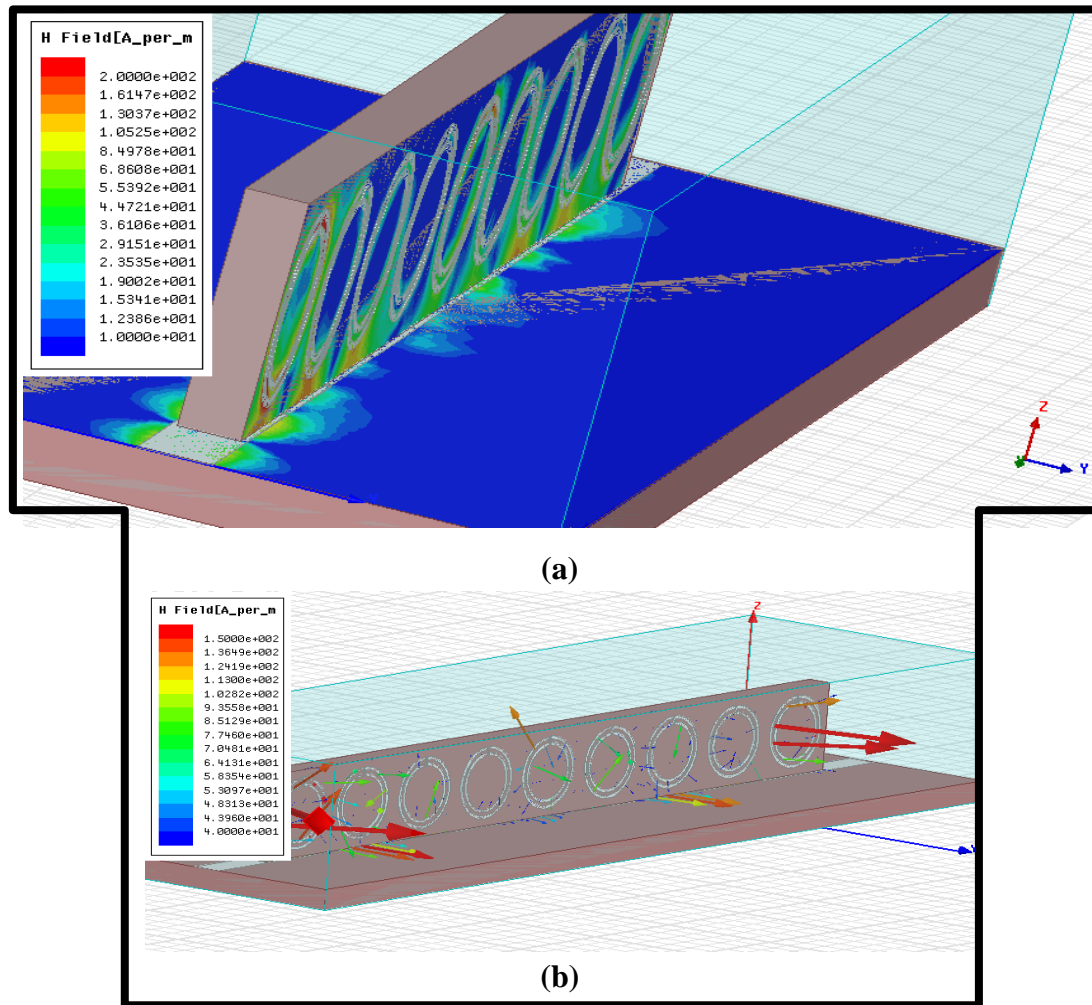


Figure IV.43 : Cartographie du champ magnétique à ( $f'_0 = 10.26$  GHz).

(a) Couplage magnétique (b) Vecteur  $\vec{H}$ .

#### IV.3.2.3. Filtre passe-bande à résonateurs couplés en parallèles chargé par des (RAF) circulaires:

Dans cette section nous allons présenter l'analyse et la conception d'un filtre passe-bande à résonateurs microrubans couplés en parallèle associés aux résonateurs métamatériaux de forme circulaire. La conception de ce filtre doit être basée sur l'influence des (RAF), ces derniers qui représentent un important facteur pour le fonctionnement du filtre primaire. Nous allons choisir la meilleure position des (RAF) par rapport au filtre à résonateurs microrubans pour assurer une bonne association (un bon couplage électromagnétique). À cause du problème de la symétrie, la forme circulaire des (RAF) est proposée pour répondre à nos besoins. La conception du filtre global se divise en deux grandes parties ; la première consiste à caractériser le filtre à résonateurs microrubans couplés en parallèle à partir de ses portions et aussi la caractérisation du comportement d'une cellule unitaire du (RAF) circulaire, tandis que la seconde permet d'obtenir la conception et la caractérisation du filtre global.

▪ **Filtre passe-bande à résonateurs microrubans couplés en parallèle :**

Pour la conception de ce filtre, nous avons choisi toujours la synthèse de Matthaei, le cahier des charges suivant permet d'obtenir les portions du filtre primaire.

▪ **Cahier des charges :**

Sur un substrat d'alumine 96% ( $\epsilon_r = 9.4$ ) de facteur de perte ( $\tan\delta=0.0004$ ) d'épaisseur ( $h = 0.635\text{mm}$ ), la conception du filtre passe-bande de Tchebychev est faite à l'aide des cinq ( $n = 5$ ) résonateurs microrubans en cuivre d'épaisseur ( $t = 5\mu\text{m}$ ). Les dimensions du filtre sont obtenues pour avoir une fréquence centrale autour de 21.4GHz, la largeur des lignes d'entrée et de sortie ( $\rho=h$ ) sont choisies pour obtenir une adaptation à  $50\Omega$  et l'ondulation dans la bande passante est ( $r_p = 0.5\text{dB}$ ).

Après avoir traité le filtre primaire à l'aide de la synthèse de Matthaei, les caractéristiques géométriques de ce filtre peuvent être résumées dans le tableau suivant :

$i$	$g_i$	$Z_{0e}(\Omega)$	$Z_{0o}(\Omega)$	$W/h$	$S/h$	$W(\text{mm})$	$S(\text{mm})$
1	1.7058	76.2616	23.7384	0.7839	0.0635	0.4977	0.0403
2	1.2296	55.9303	23.4383	1.0211	0.0604	0.6483	0.0383
3	2.5408	51.8872	25.2647	1.2308	0.0601	0.7815	0.0381
4	1.2296	51.8872	25.2647	1.2308	0.0601	0.7815	0.0381
5	1.7058	55.9303	23.4383	1.0211	0.0604	0.6483	0.0383
6	1.0000	76.2616	23.7384	0.7839	0.0635	0.4977	0.0403

**Tableau IV.8 : Caractéristiques géométriques du filtre passe-bande de Tchebychev.**

On peut remarquer que les caractéristiques géométriques qui répondent à notre cahier des charges peuvent indiquer un bon couplage électromagnétique entre les résonateurs microrubans, cela est justifié par les diverses valeurs des espacements entre un résonateur et l'autre.

Pour la simulation de notre filtre primaire, nous allons utiliser deux simulateurs afin de pouvoir comparer les résultats obtenus (ce genre de filtre représente une certaine difficulté lors de la caractérisation, notamment physique, c'est-à-dire la nature du substrat par exemple a une grande influence sur la réponse du filtre).

Nous avons utilisé les deux simulateurs (HFSS et CST Microwave Studio) durant toute l'analyse et la conception du filtre global.

**IV.3.2.3.A. Simulation par le CST Microwave Studio :**

▪ **Filtre passe-bande à résonateurs microruban couplés en parallèle :**

Sous le CST Microwave Studio, le filtre microondes à cinq ( $n = 5$ ) résonateurs microrubans couplés en parallèle est représenté par la figure suivante.

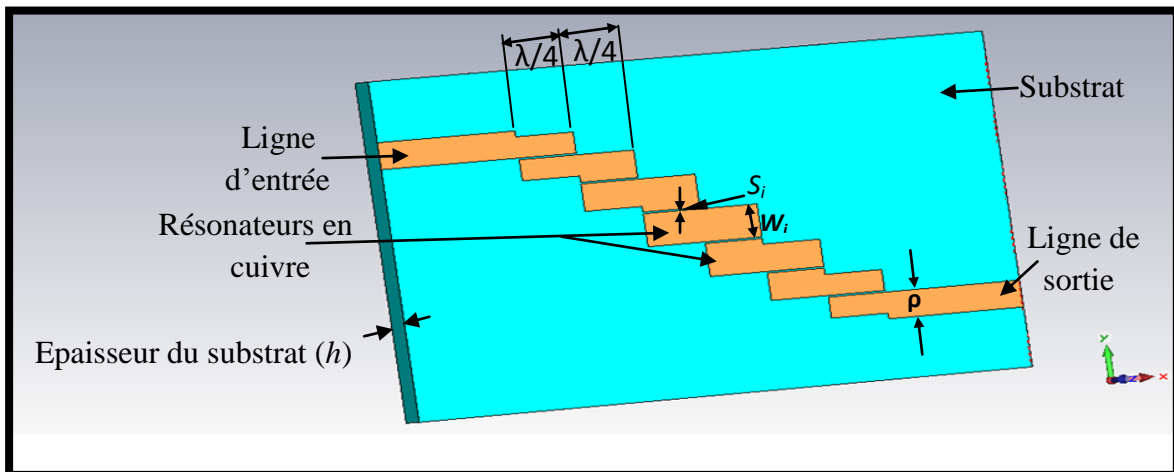


Figure IV.44 : Filtre passe-bande à cinq résonateurs microrubans couplés en parallèle.

La simulation de ce filtre sous CST Microwave Studio permet d'obtenir la réponse représentée par la figure suivante :

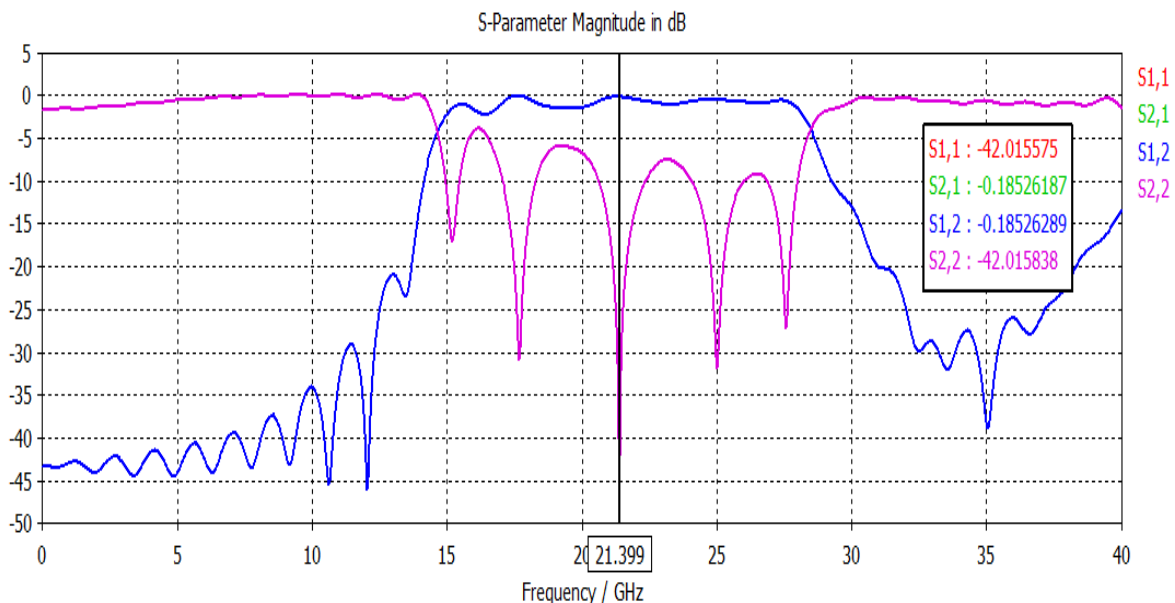


Figure IV.45 : Réponse du filtre de Tchebychev.

La figure IV.45 fournit dans la gamme de fréquences [0-40] GHz les résultats des réponses fréquentielles du filtre de Tchebychev à résonateurs couplés en parallèle de la figure IV.44 et de caractéristiques géométriques résumés au tableau IV.8, cette figure montre le comportement passe-bande du filtre de Tchebychev pour la fréquence centrale approximative ( $f_0 = 21.4$  GHz), avec une bande passante assez importante qui contient 5 ondulations ce qui justifie le nombre de résonateurs et qui justifie aussi le couplage électromagnétique important des résonateurs microrubans entre eux.

▪Analyse de la cellule unitaire des (RAF) circulaires :

Sous le CST, les caractéristiques géométriques de la cellule unitaire des (RAF) circulaires sont représentées par la figure suivante :

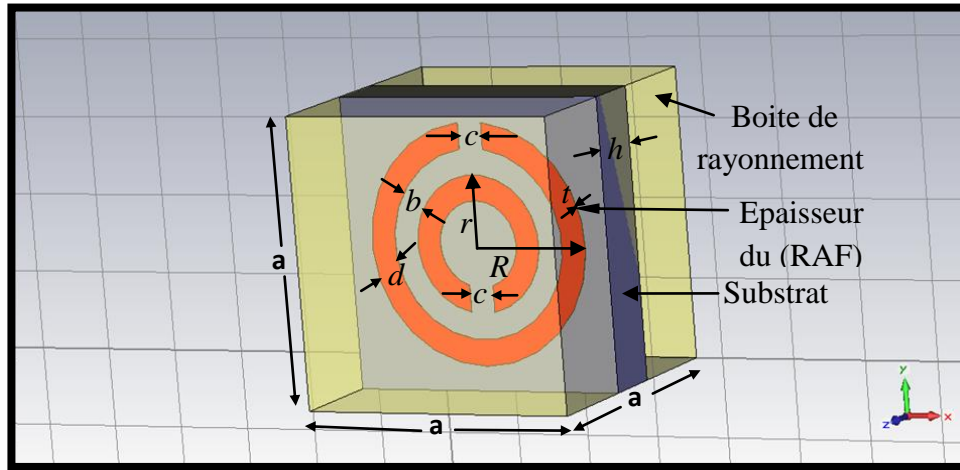


Figure IV.46 : Forme géométrique du (RAF) circulaire.

Le Résonateur en Anneau Fendu utilisé pour le filtre composite est dimensionné de telle sorte qu'il possède une fréquence de résonance dans la bande X [8-12] GHz. Les paramètres du (RAF) sont :

$$a = 1.1125\text{mm}, \quad b = c = d = 0.1\text{mm}, \quad R = 0.4562\text{mm}, \quad r = 0.2562\text{mm}$$

-Substrat d'Alumine ( $\epsilon_r = 9.4$ ) de même épaisseur du substrat du filtre ( $h = 0.635\text{mm}$ )

-Epaisseur des anneaux en cuivre ( $t = 5\mu\text{m}$ ).

-La simulation du (RAF) est faite sous CST MICROWAVE STUDIO, en utilisant une boite de rayonnement de même période ( $a=1.1125\text{mm}$ ).

Après avoir simulé cette cellule unitaire, on peut obtenir le comportement représenté par la figure suivante.

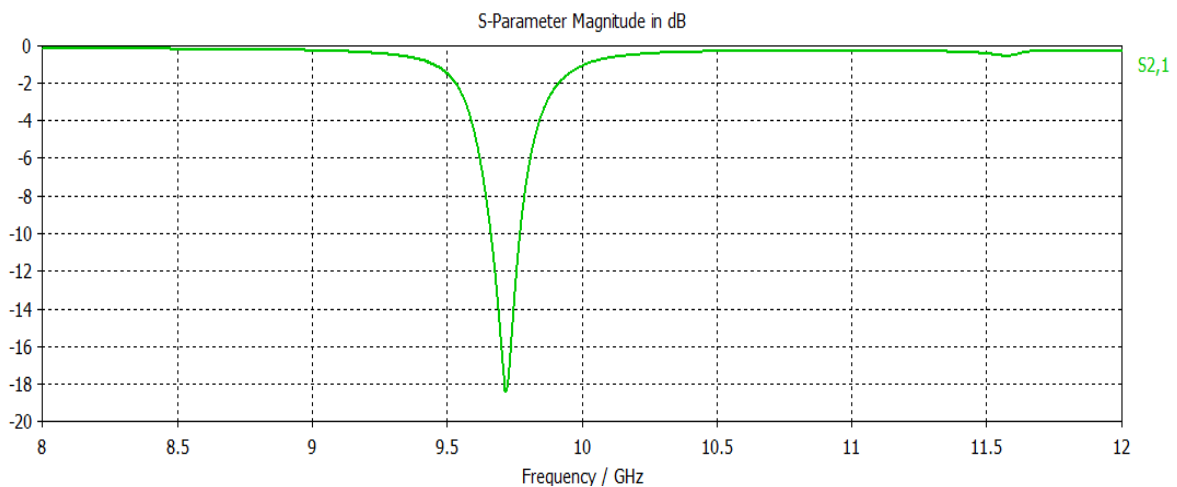


Figure IV.47 : Coefficient de transmission du (RAF) circulaire.

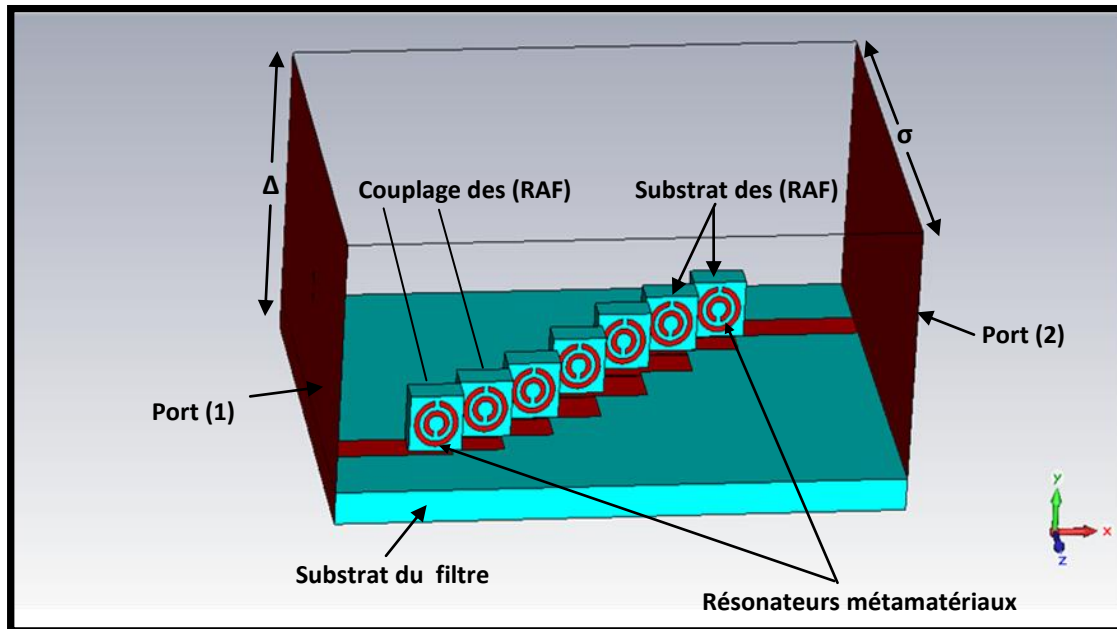
La figure IV.47 fournit dans la bande X [8-12] GHz les résultats de simulation du (RAF), elle montre un comportement coupe-bande de coefficient de transmission( $S_{21}$ ), qui possède un



minimum de -18 dB à la fréquence de résonance  $f_r = 9.75$  GHz. On remarque aussi que la résonance autour de  $f_r$  existe dans une largeur de bande étroite environ de 0.3 GHz.

▪**Filtre composite :**

Pour obtenir le filtre composite, en associant les (RAF) au filtre passe-bande de Tchebychev. Le nombre des (RAF) et leur position sont montrés dans la figure IV.48.



**Figure IV.48 : Filtre passe-bande associé aux (RAF) circulaires.**

- Pour alimenter les (RAF), en les plaçant juste en dessus des lignes d'entrée et de sortie de telle sorte que les coupures des anneaux sont normales aux résonateurs microrubans et sont vers le haut pour l'anneau externe et vers le bas pour l'anneau interne afin d'assurer le maximum de couplage électromagnétique entre ces (RAF) et les résonateurs microrubans. En CST MICROWAVE STUDIO, en alimentant le filtre global par les deux ports d'alimentation de grandeurs ( $5h \leq \Delta \leq 10h$ ) et ( $0 \leq \sigma \leq 6h$ ). Les (RAF) sont couplés d'une façon verticale par rapport au résonateur microruban et d'une façon parallèle entre eux pour assurer un bon couplage électromagnétique.

- Le nombre des (RAF) doit être convenable au nombre des résonateurs microrubans, alors pour ( $n = 5$ ) résonateurs, il faut sept (RAF) pour assurer le couplage électromagnétique à chaque résonateur et pour assurer l'alimentation des (RAF).

- Les substrats des (RAF) possèdent chacun une hauteur de même valeur que la période ( $a = 1.1125$ mm) et aussi des épaisseurs de même valeur de ( $W_f = 0.4977$ mm).

Après avoir simulé la structure globale, nous avons obtenu la réponse représentée par la figure suivante :

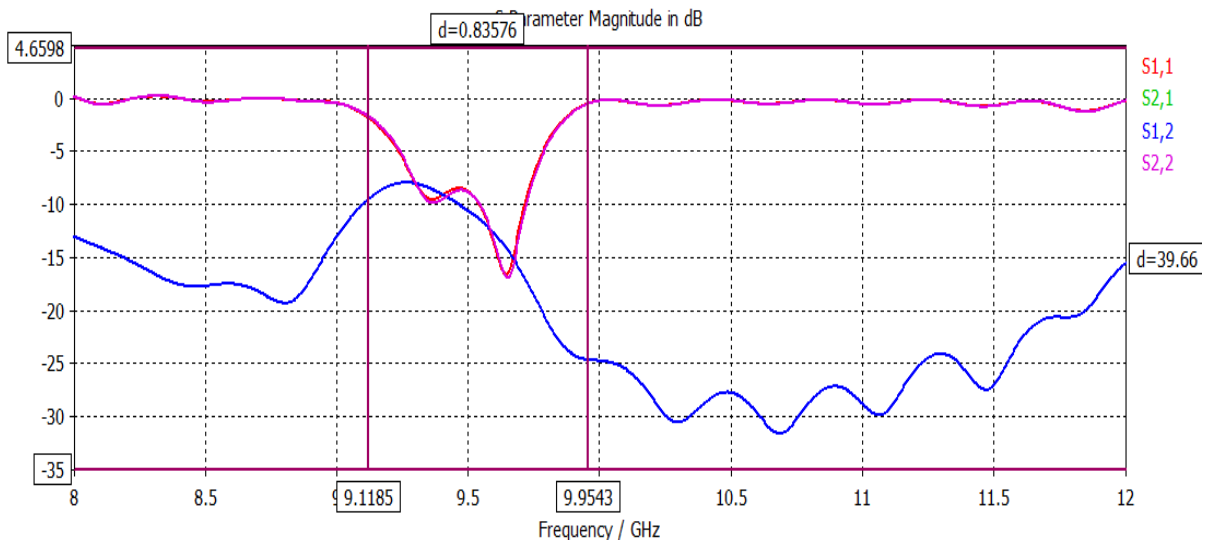


Figure IV.49 : Paramètres [S] du filtre composite.

La figure IV.49 montre que le comportement du filtre composé par les résonateurs microrubans couplés en parallèle et les (RAF) circulaires est un passe-bande aussi, avec une résonance autour de la fréquence centrale approximative  $f_0' = 9.54$  GHz au lieu de 21.4 GHz et pour une bande passante [9.1185 - 9.9543] GHz. Ce comportement montre l'influence des métamatériaux sur le filtre microonde de Tchebychev.

#### IV.3.2.3.B. Simulation par le HFSS :

##### •Filtre passe-bande à résonateurs microruban couplés en parallèle :

Sous le HFSS, le filtre microondes à cinq ( $n = 5$ ) résonateurs est représenté par la figure suivante.

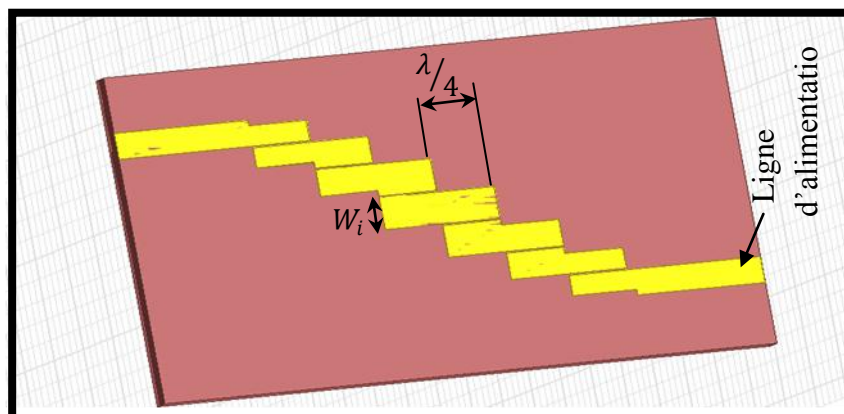
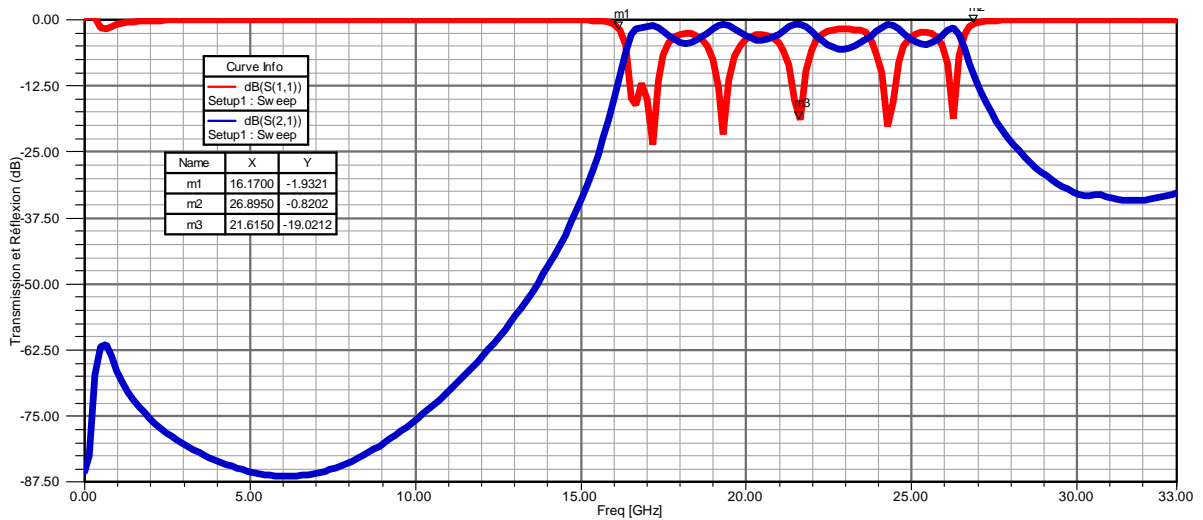


Figure IV.50 : Filtre passe-bande à cinq résonateurs microrubans couplés en parallèle.

Les caractéristiques géométriques de ce filtre selon la synthèse de Matthaei reste les mêmes, après simulation sous HFSS, la réponse du filtre est représentée par la figure suivante :

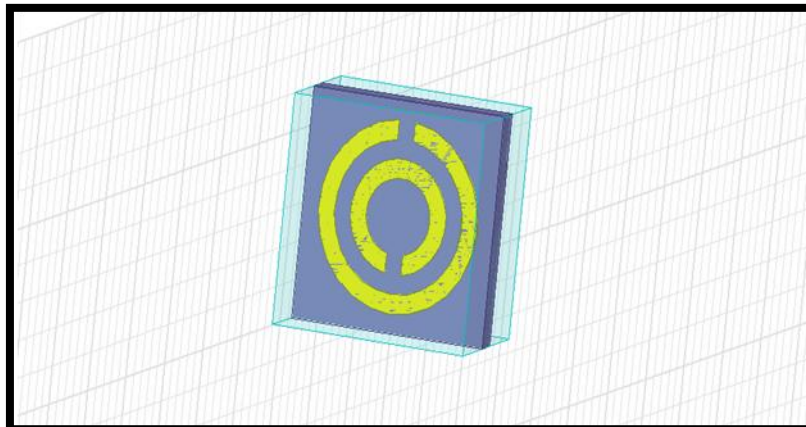


**Figure IV.51 : Réponse du filtre de Tchebychev sous HFSS.**

La figure ci-dessus représente la réponse du filtre de Tchebychev à cinq résonateurs, il s'agit d'un comportement passe-bande autour de la fréquence centrale ( $f_0 = 21.61$  GHz). On remarque que les pertes d'insertion à la moyenne sont de l'ordre de -19 dB.

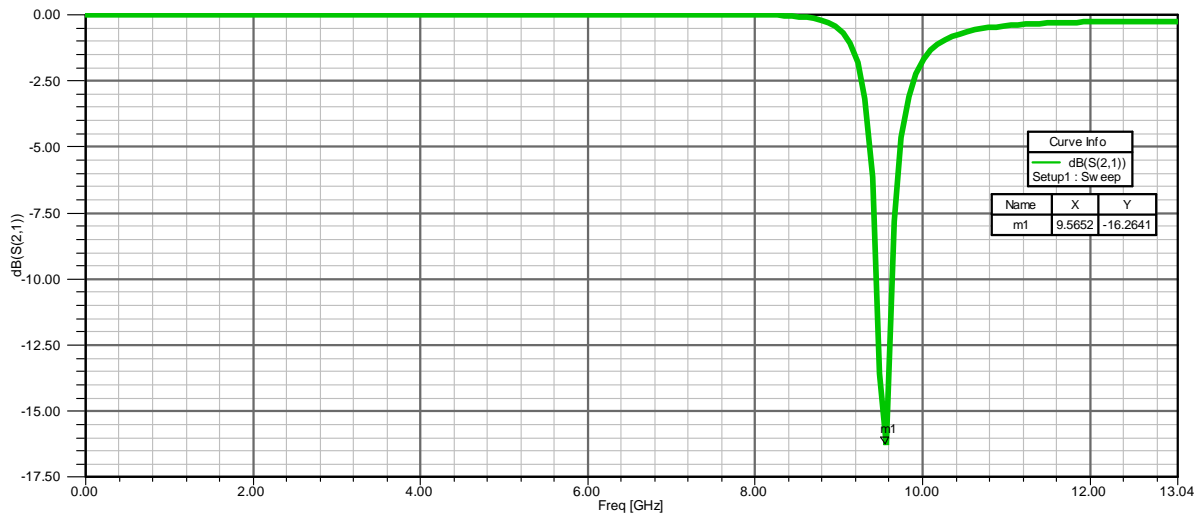
▪ **Analyse de la cellule unitaire des (RAF) circulaires :**

Sous le HFSS, les propriétés géométriques de la cellule des (RAF) sont représentées par la figure suivante :



**Figure IV.52 : (RAF) circulaire sous HFSS.**

En appliquant les conditions aux limites nécessaires, la simulation de cette structure sous HFSS, selon les mêmes dimensions permet de donner le comportement représenté par la figure suivante.

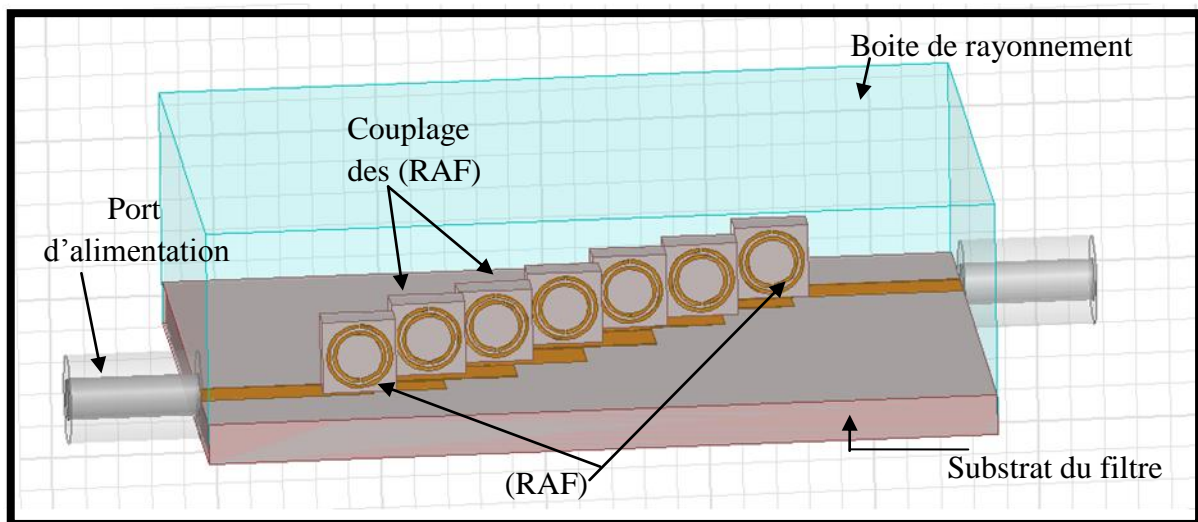


**Figure IV.53 : Résonance du (RAF) circulaire.**

La figure IV.53 montre un comportement coupe-bande pour une bande fréquentielle environ de 2.95 GHz et autour de la résonance  $f_r = 9.56$  GHz. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de -16.26 dB.

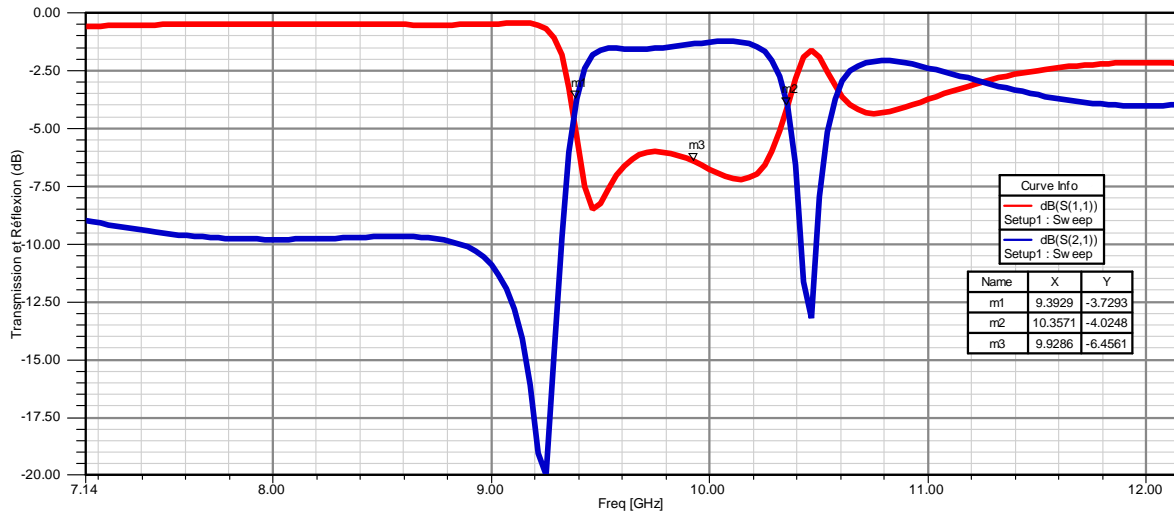
▪ **Filtre composite :**

Le filtre global qui contient les résonateurs microrubans couplés et les (RAF) circulaires est représenté par la figure suivante :



**Figure IV.54 : Filtre global sous HFSS.**

La simulation de cette structure sous HFSS nous donne le comportement représenté par la figure suivante.



**Figure IV.55 : Transmission et Réflexion du filtre composite.**

La figure IV.55 montre que le comportement global est un passe-bande aussi, avec une résonance autour de la fréquence centrale  $f_0'' = 9.92$  GHz au lieu de 21.61 GHz et pour une bande passante [9.3929 – 10.3571] GHz. On remarque que les pertes d’insertion sont assez faibles pour cette réponse.

▪ **Discussion des résultats :**

À partir des résultats obtenus à l’aide des deux simulateurs, on peut faire la comparaison représentée par le tableau suivant :

Comparaison		Fréquence centrale (GHz)	Pertes d’insertion (dB)
Filtre à résonateurs	CST	21.40	-42.01
	HFSS	21.61	-19.02
Cellule de (RAF)	CST	9.75	-18.34
	HFSS	9.56	-16.26
Filtre global	CST	9.54	-5 (au moyenne)
	HFSS	9.92	-3.5 (au moyenne)

**Tableau IV.9 : Comparaison des résultats obtenus par CST et HFSS.**

Selon les résultats obtenus à l’aide des deux simulateurs (CST et HFSS), nous pouvons dire que l’opération du filtrage microonde est influencée par plusieurs paramètres. Le facteur le plus souligné peut justifier par les dimensions du filtre microondes, à partir des quelles on peut désigner la bande passante ainsi que la résonance d’un telle filtre. Donc le fonctionnement sur la bande X [8.2 -12.4] GHz par exemple impose des dimensions remarquables pour le dispositif du filtrage. Pour réduire ces dimensions, donc le poids des dispositifs, une association de ces derniers aux résonateurs en anneaux fendus (RAF) est nécessaire. Un autre facteur important qui mise en jeu dans la conception des filtres microondes est représenté par le couplage électromagnétique fourni par les résonateurs en anneaux fendus, ces (RAF) qui permettent un contrôle convenable des caractéristiques du filtre microonde.

### IV.3.3. Filtres métamatériaux en technologie DGS :

La technologie « DGS » (Defected Ground Structure) ou structure à plan de masse démétallisé a été proposée pour la première fois par Park Jong et al [85 -86]. Dans ces travaux, P. Jong est basé en premier temps sur la technique PBG (Photonic Bandgap Structure) pour concevoir des filtres passe-bas planaires. Généralement, la démétallisation des plans de masse est obtenue en gravant une forme géométrique donnée dans ce plan. L'objectif principal de cette opération est d'avoir une certaine perturbation de la répartition des courants dans une telle structure microonde, cette perturbation nous permet de modifier les caractéristiques des éléments constituant la structure à étudier. Les formes géométriques gravées dans la face inférieure des substrats sont de type fente, ce qui va créer une démétallisation du plan de masse.

Pour les filtres microondes à base des métamatériaux, la technologie DGS est basée sur la gravure des formes géométriques identiques aux formes des (RAF) dans le plan de masse. Ces formes sont souvent appelées « Résonateur en Anneaux Fendus Complémentaires », connues sous l'abréviation (RAFC).

#### IV.3.3.1. Représentation des résonateurs en anneaux fendus complémentaires (RAFC) :

Le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire (RAFC) ou en anglais « Slot Split Ring Resonator (SSRR) » est un élément dérivé du résonateur (RAF). Au point de vue géométrique, le (RAFC) possède aussi des dimensions très faibles devant la longueur d'onde. Selon la forme géométrique choisie, on peut obtenir plusieurs types de (RAFC). Au point de vue physique, le (RAFC) est le complémentaire du (RAF), c'est-à-dire tous ce qui est en pistes conductrices dans les (RAF) devient des fentes dans les (RAFC) et réciproquement. Plusieurs études ont été effectuées sur ce genre d'élément dans les diverses technologies (notamment planaire), mais la plus célèbre peut être représentée par le principe de Babinet généralisé par Booker [87]. Suite à ce principe, le (RAFC) résonne quand un champ électrique est appliqué d'une façon verticale (perpendiculaire) à son plan.

Un exemple de forme circulaire, peut justifier la différence existe entre le (RAFC) et le (RAF) est représenté par la figure suivante.

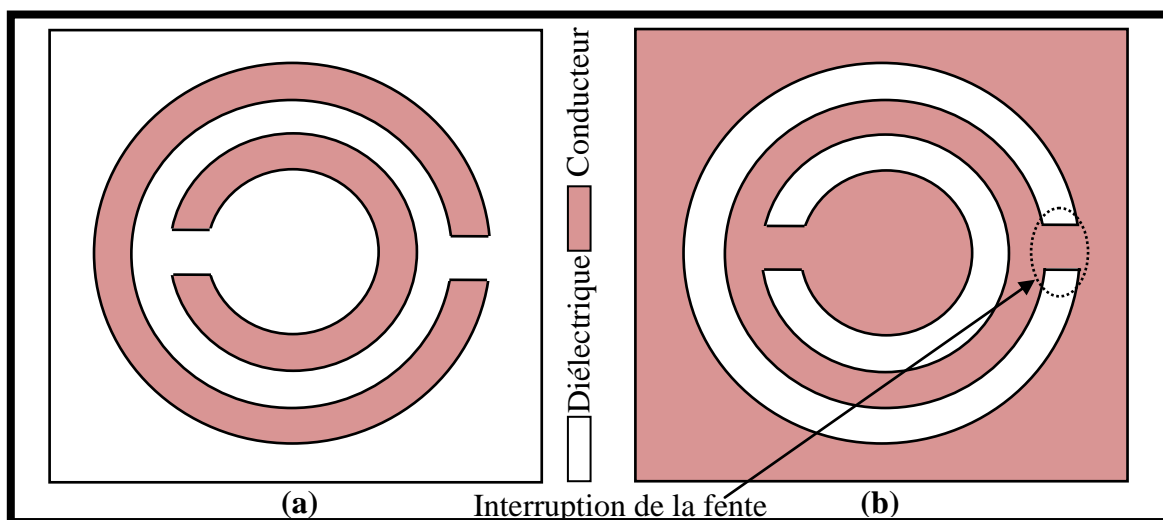


Figure IV.56 : Comparaison entre (a) (RAF), (b) (RAFC) de formes circulaires.

Les (RAFC) sont utilisés dans les divers circuits microondes (notamment les filtres), afin d'obtenir une haute qualité de filtrage. Comme dans le cas des (RAF), les résonateurs complémentaire sont polarisés mais cette polarisation se fait en respectant la condition indiquée précédemment (champ  $\vec{E}$  axial).

La figure suivante nous montre l'orientation du trièdre ( $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ ) pour une cellule de (RAFC) et son circuit électrique équivalent.

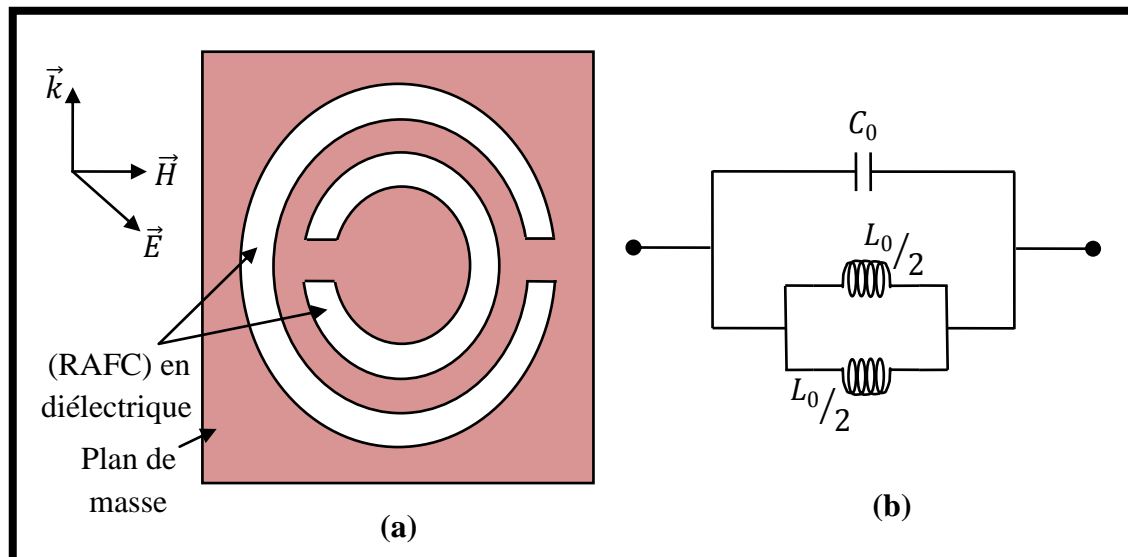


Figure IV.57 : (a) Polarisation convenable du (RAFC) circulaire, (b) circuit électrique équivalent [88].

#### IV.3.3.2. Conception du filtre passe-bande à base des (RAFC) :

Dans cette section, nous allons présenter une étude paramétrique pour aboutir à une conception convenable des filtres passe-bande à base des résonateurs en anneaux fendus complémentaire (RAFC). Notre étude se base sur la grandeur des (RAFC) et aussi sur leurs positions dans le plan de masse démetallisé. En premier temps nous allons visualiser le couplage électromagnétique (en série) entre deux lignes microrubans (sans résonateurs complémentaires). Ces lignes sont gravées sur un substrat d'Alumine 96%, d'épaisseur ( $h = 0.635$  mm), de longueur ( $m = 16$  mm), de largeur ( $n = 6$  mm). Les deux lignes microrubans ont une largeur ( $W = 1.143$  mm), elles représentent une impédance caractéristique de  $50\Omega$ . Nous allons varier la longueur des deux lignes couplées afin d'introduire l'effet des (RAFC). La figure suivante représente les portions de la structure primaire à étudier.

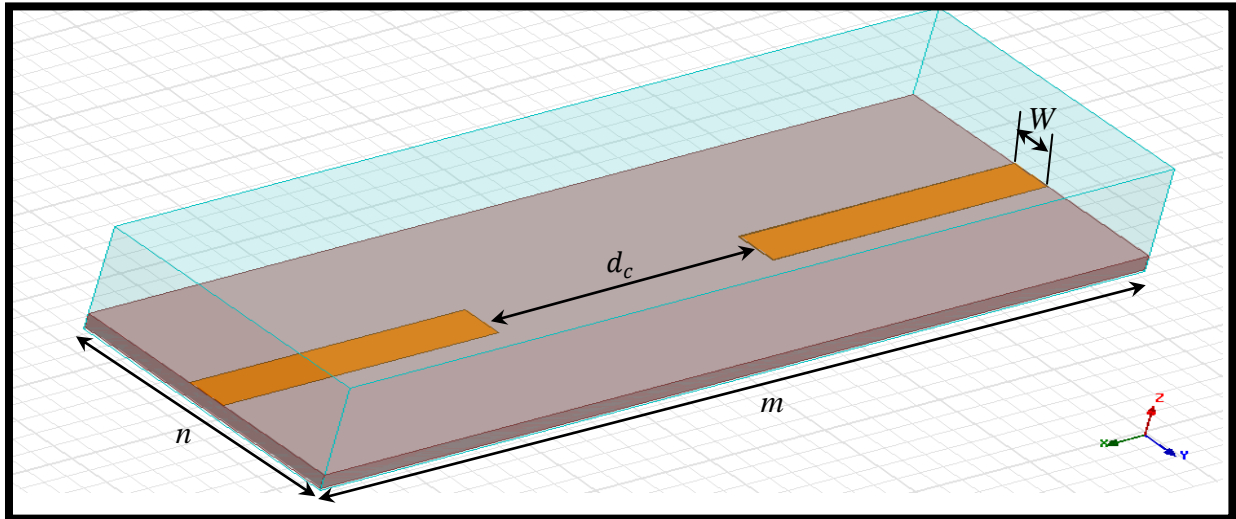


Figure IV.58 : Deux lignes microrubans couplées en série.

Selon les longueurs choisies des deux lignes couplées, la valeur de  $d_c$  va être changée. Pour deux valeurs de  $d_c$ , nous avons visualisé le couplage pour les deux cas à partir de la figure suivante.

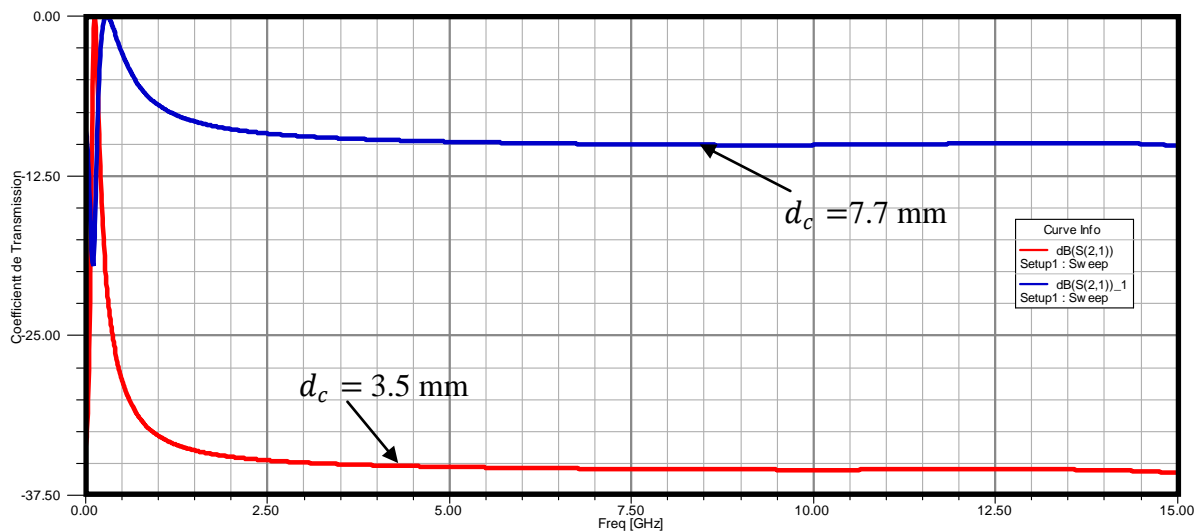


Figure IV.59 : Coefficients de transmission des deux lignes couplées (deux valeurs de  $d_c$ )

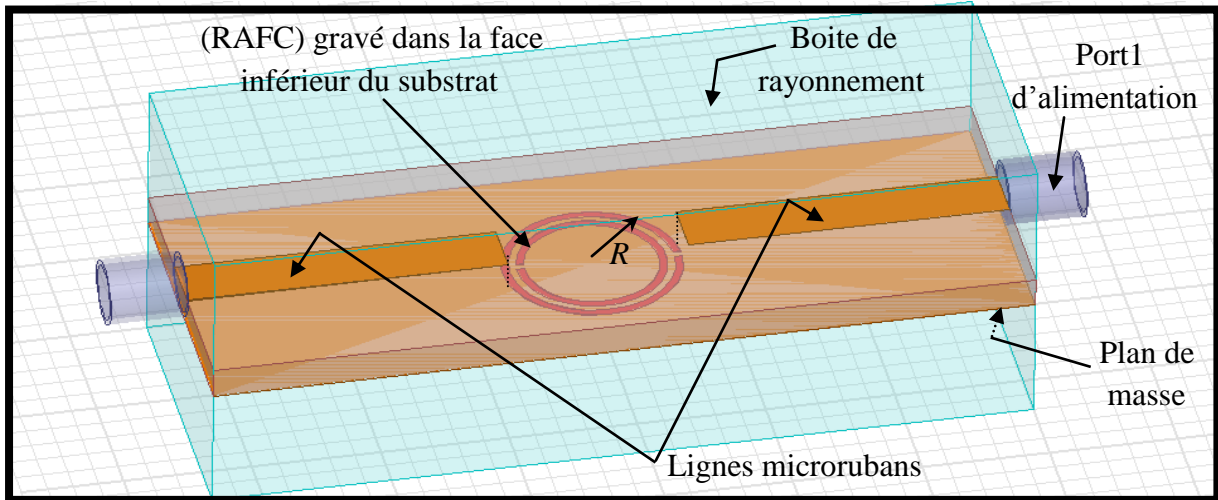
Sur la figure ci-dessus, nous remarquons que pour les deux cas, lorsque les deux lignes sont éloignées l'une de l'autre, le couplage électromagnétique est aussi faible que possible. On remarque aussi que le signal propagé dans la structure est presque totalement réfléchi, donc plus que la distance de couplage  $d_c$  est plus importante plus que le couplage est faible.

Pour obtenir un couplage électromagnétique, nous allons introduire l'effet des (RAFC) qui sont gravés dans le plan de masse. Donc pour ces deux cas précédents, en utilisant des (RAFC) de forme circulaire représentés dans la figure IV.57 pour obtenir deux structures filtrantes. Pour la simulation des structures selon les deux cas, nous allons conserver le même substrat (support diélectrique) ainsi que les mêmes caractéristiques des lignes microrubans.



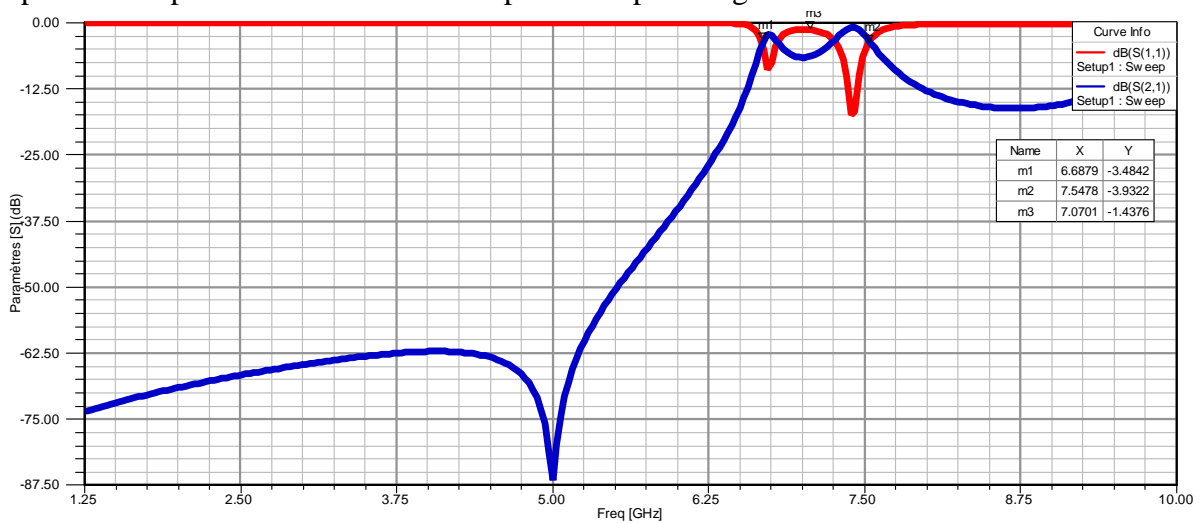
▪ 1<sup>er</sup> cas : ( $d_c = 3.5$  mm) :

Notre structure peut représentée par la figure suivante :



**Figure IV.60 : Filtre passe-bande utilisant une cellule des (RAFC) circulaire.**

La figure ci-dessus nous montre que la première structure utilise un seul résonateur complémentaire circulaire de rayon  $R$ , vérifiant la condition ( $2R = d_c$ ) et possède les mêmes dimensions du (RAF) circulaire (étudié en chapitre 2), l'interruption externe de la fente est dirigée vers le port1 tandis que l'interruption de la fente pour l'anneau interne est dirigée vers le port2. La réponse de notre filtre est représentée par la figure suivante.



**Figure IV.61 : Réponse du filtre à un (RAFC) circulaire.**

La figure ci-dessus montre sur la gamme fréquentielle [1-10] GHz un comportement passe-bande du filtre utilisant un seul (RAFC) de forme circulaire. La fréquence centrale de notre filtre est ( $f_0 = 7.07$  GHz), pour une largeur de bande étroite environ de 0.39 GHz. Les deux pics ainsi représentés sur la figure dus aux résonances de notre (RAFC), alors qu'un modeste couplage électromagnétique apparaît entre les lignes microrubans et le (RAFC) entraînant la transmission du filtre obtenue.

▪ 2<sup>ème</sup> cas : ( $d_c = 7.7$  mm) :

Pour ce cas, la longueur des lignes microrubans est diminuée (lignes éloignées), ce qui nous permet d'utiliser deux (RAFC) circulaires de mêmes dimensions que pour le cas précédent. Le filtre est donc peut apparaître sous la forme suivante.

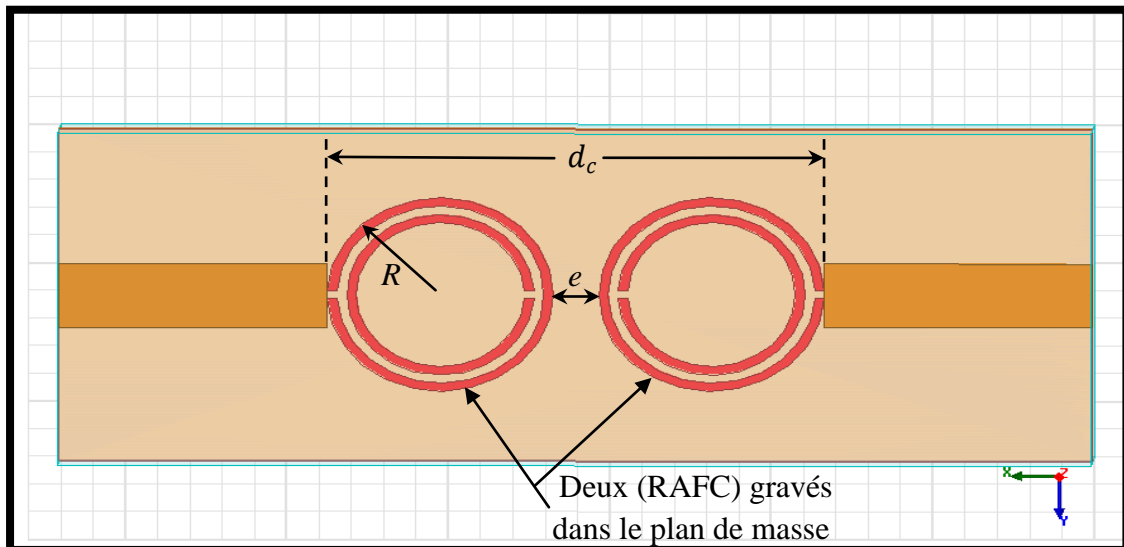


Figure IV.62 : Vue de dessus du filtre à deux (RAFC) circulaires.

Comme le montre la figure IV.62, le filtre contient deux (RAFC) circulaires de mêmes dimensions que pour le premier cas. La position des (RAFC) est choisie de telle sorte que les deux interruptions externes des fentes sont dirigées vers les lignes microrubans et les interruptions des fentes internes sont dirigées vers le centre du filtre. L'espace entre les deux (RAFC) est choisi pour avoir la périodicité indiquée précédemment ( $e = 0.35$  mm pour  $a = 4.2$  mm). La réponse du filtre est représentée par la figure suivante.

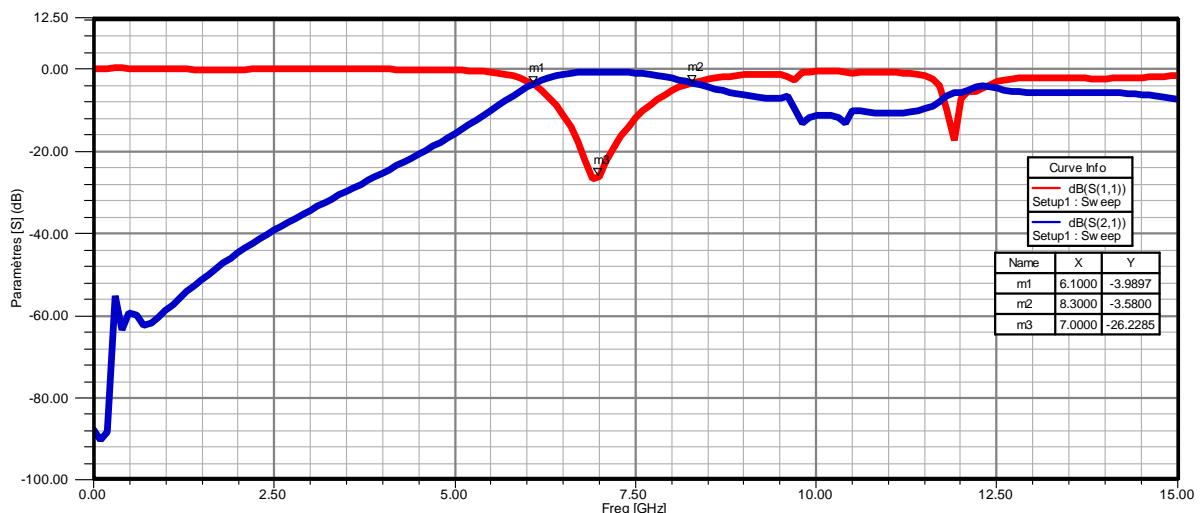


Figure IV.63 : Réponse du filtre utilisant deux (RAFC) circulaire.

La figure ci-dessus montre sur la gamme fréquentielle [0-15] GHz un comportement passe-bande du filtre utilisant deux (RAFC) de forme circulaire. La fréquence centrale de notre filtre est ( $f_0 = 7$  GHz), pour une largeur de bande ( $B = 2.2$  GHz).

Pour les deux cas étudiés, on peut dire que la démétallisation des plans de masse peut augmenter le couplage électromagnétique entre les lignes microrubans, ce qui nous aide à élargir la bande passante des filtres microondes.

#### IV.3.3.3. Conception du filtre coupe-bande à base des (RAFC) :

Dans cette partie, nous allons utiliser les résonateurs en anneaux fendus complémentaires pour la conception d'un filtre microonde coupe-bande, ce filtre qui est constitué essentiellement par ces (RAFC) et par une ligne microruban. L'objectif principal de cette étude est de contrôler les performances du filtre à partir des caractéristiques géométriques et physiques des (RAFC). Nous allons étudier l'influence du couplage électromagnétique fourni par les (RAFC) sur la ligne microruban centrale, ce couplage doit être établi en fonction du nombre et aussi en fonction de la position des (RAFC) gravés dans le plan de masse.

##### ▪ Cahier des charges :

- Le nombre de (RAFC) utilisé est ( $N = 8$ ), distribué sur un réseau de ( $2 \times 4$ ).
- Les dimensions de chaque (RAFC) sont les mêmes que ceux des (RAF) étudiés au chapitre II (périodicité  $a = 4.2$  mm, rayon externe  $R = 1.75$  mm, interruption des anneaux  $c = 0.15$  mm).
- Les (RAFC) gravés sur la face inférieure du substrat d'alumine 96% ( $h = 0.635$  mm) sont de type circulaires.
- Zone de gravure du réseau des (RAFC) est estimée de ( $\Delta = 9.6 \times 16.8$  mm<sup>2</sup>).
- La largeur de la ligne microruban est ( $W = 1.2$  mm).

La surface de gravure des (RAFC) est représentée par la figure suivante.

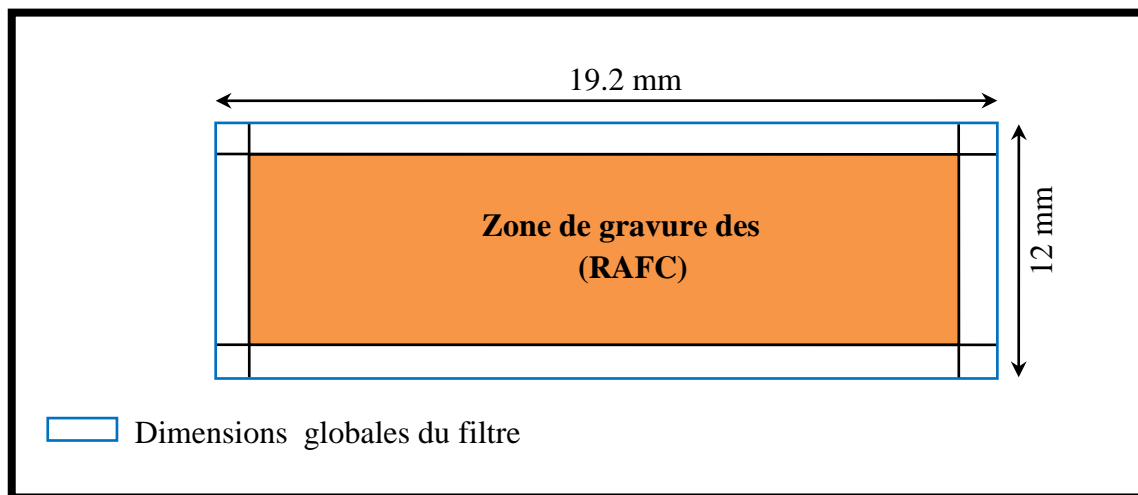


Figure IV.64 : Dimensions globales du filtre selon le cahier des charges.

Selon notre cahier des charges, la distance laissée des deux cotés (horizontale et verticale) est de 1.2 mm (même dimension que la largeur du ruban  $W$ ). Dans ces conditions, le filtre est représenté sous le simulateur HFSS par la figure suivante.

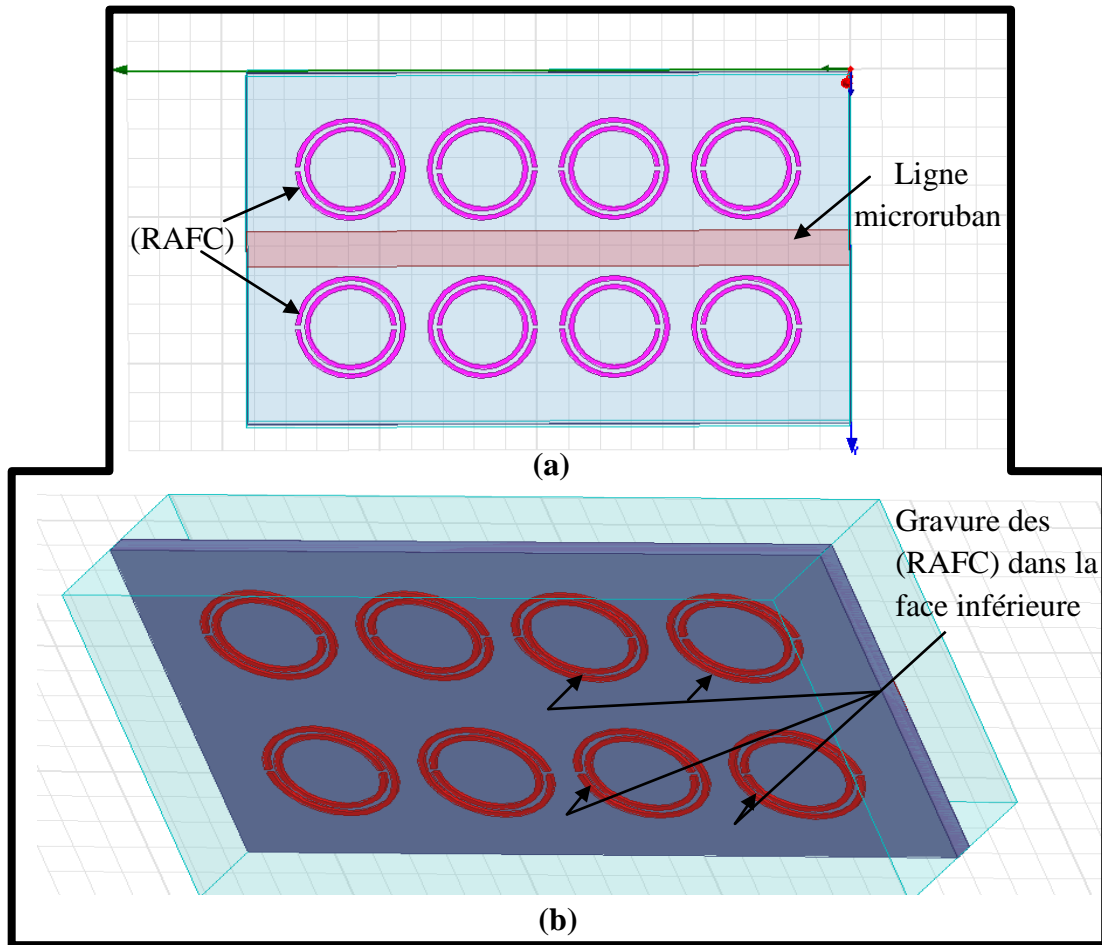


Figure IV.65 : Filtre coupe-bande à réseau (4×2) de (RAFC) circulaires.

(a) Vue de dessus, (b) Vue en dessous.

La figure IV.65 (a) représente la position des (RAFC) par rapport à la ligne microruban et aussi la position de chaque (RAFC) vis-à-vis de l'autre. On remarque que les quatre (RAFC) du cotés externes possèdent des interruptions des fentes dirigées vers les accès du filtre, tandis que les autres (RAFC) du centre ont des interruptions des fentes dirigées vers le centre du filtre. La réponse de ce filtre est illustrée sur la figure suivante.

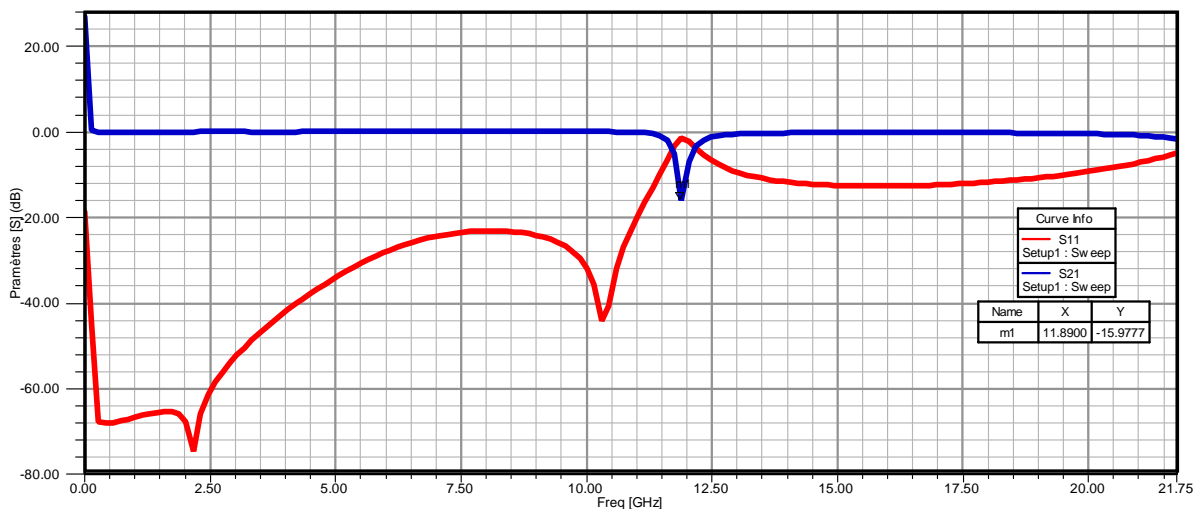


Figure IV.66 : Réponse du filtre à (4×2) (RAFC) circulaires.

La figure IV.66 montre un comportement coupe-bande de notre filtre autour de la fréquence ( $f_r = 11.89$  GHz), pour un niveau de pertes d'insertion qui est de l'ordre de  $-15.97$  dB et une largeur de bande assez faible ( $B = 0.5$  GHz). On remarque que ce filtre a rejeté les signaux autour de  $f_r$  qui est la résonance du (RAF) circulaire traité dans le chapitre II. On remarque aussi la bande est étroite ce qui peut justifier par la position des (RAFC) par rapport à la ligne microruban centrale (un couplage électromagnétique faible fourni par les (RAFC)).

Pour améliorer les qualités de ce filtre, en déplaçant le plan contenant les (RAF) vers le centre de la ligne microruban, afin d'avoir un couplage électromagnétique (notamment électrique) important. Il faut noter que le déplacement du plan des (RAF) proposé empêche l'utilisation de huit (RAFC), donc en diminuant le nombre à la moitié, d'où l'utilisation d'un réseau de  $(1 \times 4)$  des (RAFC) au lieu de  $(2 \times 4)$ . La figure suivante, nous montre la solution proposée pour notre filtre.

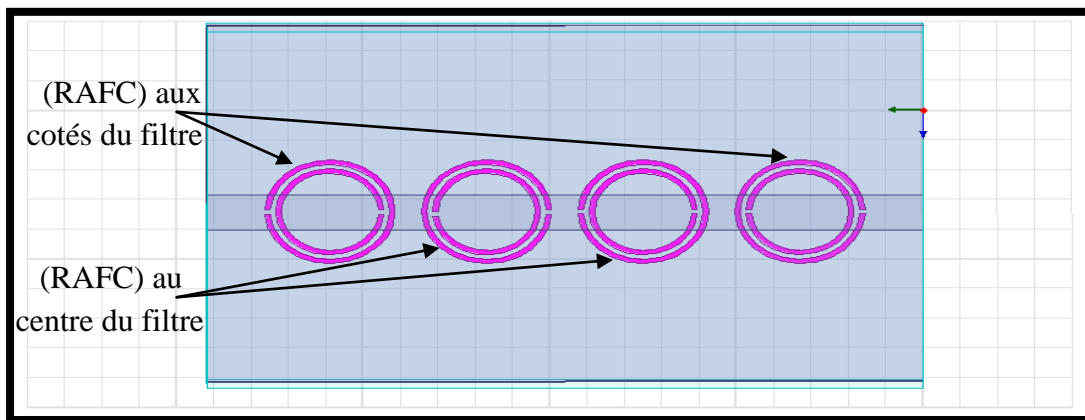


Figure IV.67 (a) : Vue de dessus du filtre à  $(1 \times 4)$  (RAFC) circulaire

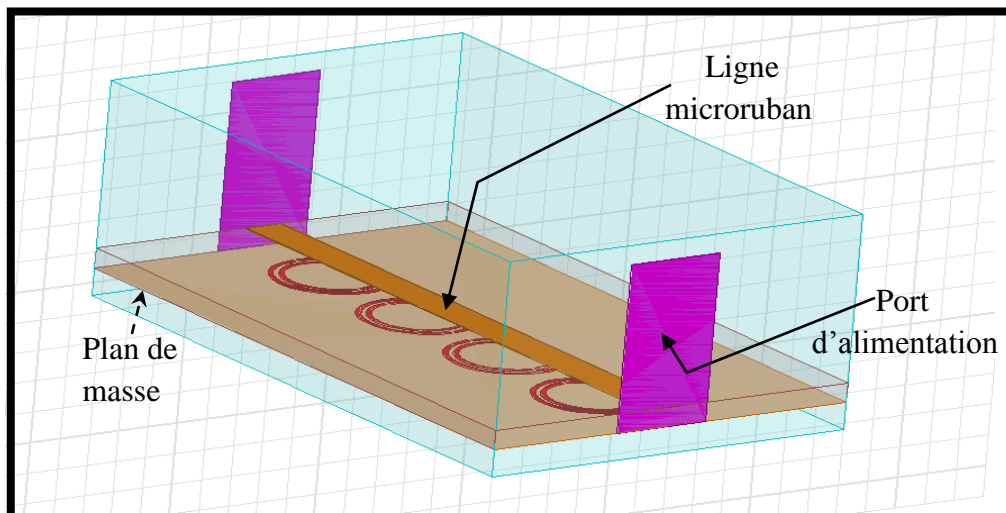
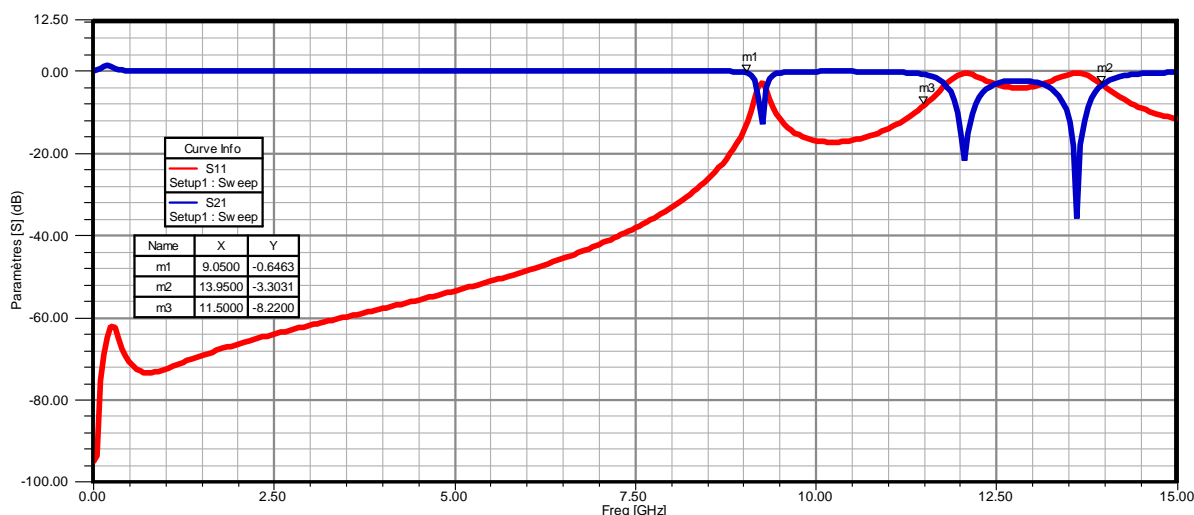


Figure IV.67 (b) : Structure globale du filtre après amélioration.

Après avoir simulé notre filtre, sa réponse est illustrée sur la figure suivante.



**Figure IV.68 : Réponse du filtre après déplacement des (RAFC).**

Sur la figure ci-dessus, nous pouvons remarquer que le comportement de notre filtre reste toujours coupe-bande, mais pour une largeur de bande qui est de l'ordre de 4.9 GHz, cette bande est élargie vers la fréquence basse d'autre part, le filtre fonctionne autour d'une fréquence ( $f_r = 11.5$  GHz) qui est presque la même que la fréquence de résonance du (RAF) circulaire de mêmes dimensions que les (RAFC) utilisés.

Les (RAFC) ont amélioré le filtre coupe-bande, même avec un nombre moindre (divisé par deux), mais le plus important c'est le fort couplage électromagnétique qui du à la position idéale des (RAFC) par rapport à la ligne microruban centrale.

#### IV.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté des exemples de filtres microondes conventionnels tels que le passe-bas et le passe-bande. Ensuite, nous avons appliqué toutes les études effectuées sur les résonateurs métamatériaux, pour la conception des divers types des filtres microondes. Une association des (RAF) métamatériaux au filtre passe-bande nous a permis de contrôler les caractéristiques du filtre, notamment la résonance. A partir de nos applications, on peut dire que les résonateurs métamatériaux (RAF) et (RAFC) ont des avantages remarquables pour la conception des filtres microondes; les plus mentionnés selon nos études sont l'agilité, l'accordabilité et surtout la miniaturisation des filtres microondes à l'aide de ces résonateurs métamatériaux. On peut citer aussi, la possibilité d'améliorer les performances du filtrage microonde en fonction de plusieurs paramètres géométriques et physiques.

*Conclusion générale*

## **Conclusion générale**

L'importance de l'utilisation des filtres microondes dans les divers dispositifs électroniques notamment les systèmes des télécommunications modernes impose une certaine progression dans les divers axes de recherche pour améliorer la qualité de ces systèmes. La recherche sur les filtres microondes peut prendre plusieurs axes, mais l'objectif commun voulu de ces recherches est essentiellement la simplicité de conception donc de fabrication.

Dans ce contexte, nous avons débuté dans le cadre de cette thèse par la recherche des solutions efficaces concernant les performances des filtres microondes.

Le travail que nous venons de présenter a été articulé autour de deux grandes parties, la première a été consacrée à l'étude des filtres microondes conventionnels tandis que dans la seconde nous nous sommes intéressés à la conception de ces filtres à l'aide des métamatériaux.

Nous avons présenté dans le premier chapitre un état de l'art sur les filtres microondes, donc une étude théorique des caractéristiques des filtres tels que les types d'opérations de filtrage, les transformations fréquentielles, les transformations des éléments localisés en éléments distribués constituant les filtres et aussi les diverses topologies de conception. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons abordé les métamatériaux à partir d'un historique qui montre un développement rapide dans les études effectuées sur ce genre de matériaux.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié les caractéristiques électromagnétiques des structures « métamatériaux ». Nous avons commencé par la caractérisation des tiges métalliques, le comportement de ces tiges a été représenté à partir de leurs coefficients de transmission et de réflexion et de la variation de la permittivité en fonction de la fréquence. Nous avons montré qu'autour de la résonance électrique des tiges métalliques, la permittivité est négative. Dans la dernière partie du chapitre nous avons caractérisé aussi une structure « métamatériau » à activité magnétique, qui est connue sous le nom de « Résonateur en Anneau Fendu ». L'étude et la simulation de ces (RAF) montrent cette activité magnétique, ce qui est justifié par le comportement de la perméabilité (de valeur négative) autour de la résonance magnétique. Ces caractéristiques ont été mises en évidence pour plusieurs types de (RAF) (selon la forme géométrique).

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une étude détaillée sur les lignes de transmission et leurs utilisations pour avoir des métalignes. Dans un premier temps, une étude des lignes main droite a été proposée, nous avons présenté aussi une analyse complète concernant les lignes main gauche, ensuite nous avons caractérisé la ligne composite main droite/main gauche (CRLH). L'objectif principal de ce chapitre est l'obtention des métalignes pour la conception des filtres microondes. Les simulations sur les discontinuités (capacité à gap, capacité inter-digitée (CID), discontinuité inductive) ont été réalisées. Les résultats obtenus nous ont permis de définir la cellule composite qui représente la métaligne d'indice de réfraction négatif.



Dans le dernier chapitre, nous avons proposé des applications des résultats obtenus précédemment sur les filtres microondes. Nous avons introduit les métamatériaux dans la conception des filtres microondes. Des exemples d'application ont été représentés pour montrer l'influence des métamatériaux sur l'opération du filtrage microonde.

Le principal objectif de notre contribution était de proposer des nouvelles structures pour les filtres microondes. La première structure est une association des (RAF) spirales et circulaires pour un filtre microonde passe-bande (suivant les deux formes géométriques). Les filtres composites ont toujours un comportement passe-bande mais avec une nouvelle bande passante, ce qui justifie l'importance des (RAF) pour la miniaturisation des circuits microondes. Pour la deuxième structure proposée, nous avons utilisé la technique de la démétallisation des plans de masse. Alors selon les diverses réponses des structures proposées, nous avons conclu que les plans de masse démétallisés représentent l'une des techniques les plus efficaces pour améliorer les performances des filtres microondes coupe-bande.

Durant tous nos travaux de recherche, nous avons utilisé le simulateur HFSS (High Frequency Structure Simulator) pour les différentes structures proposées. Il présente plusieurs avantages (simplicité, efficacité) lors de la simulation des structures microondes.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses, mais la plus importante concerne la possibilité de proposer ou d'innover des applications simples (domestiques) des filtres microondes et ainsi la possibilité de répondre aux besoins technologiques et économiques de notre vie quotidienne qui continue à se développer chaque jour.

# *Bibliographie*

## Bibliographie

- [1] H. W. Bode, " Network Analysis and feedback amplifier design ", *D. Van Nostrand Co, New York*, pp. 360-371, 1945.
- [2] R. M. Fano, " Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances ", *Journal of the Franklin Institute*, vol. 249, pp. 57-84 and 139-154, January-February 1950.
- [3] K.Chang, " Handbook of Microwave and Optical Components ",vol.1, *Ed. Texas*. 1989.
- [4] Rizzi, " Microwave Engineering Passive Circuits ", *Prentice Hall*, 1988.
- [5] A. I. Zverev, " Handbook of filter synthesis ", *Wiley*, 1967.
- [6] M. Hasler, J. Nierynck, " Traité d'électricité: Filtres électriques, vol. 14, *Ed. Georgi*.
- [7] G. Prigent, " Méthode de conception des filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétriques et millimétriques ", *Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, n° d'ordre 908, Décembre 2002*.
- [8] J. Ortusi, " Etude mathématique des circuits de l'électronique ", *Tome II : Synthèse des circuits, Ed. Masson*, 1967.
- [9] J. S. Hong, M. J. Lancaster, " Microstrip filters for RF/Microwave applications ", *J. Wiley & Sons, Inc, USA*, 2001.
- [10] P. Jarry, " Filtres Microondes", *Institut National des Télécommunications, INT, Polycopié*.
- [11] G. L. Matthaei, L. Yong & E. M. Jones, " *microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures* ", *Artech House, Norwood MA*, 1980.
- [12] D. M. Pozar, " Microwave engineering ", *3<sup>rd</sup> Edition, J. Wiley & Sons, Inc, USA*, 2005.
- [13] R. Saal, E. Ulbrich, " On the Design of Filters by Synthesis ", *Circuit Theory, IRE transactions*, vol.5, pp. 284-327, 1958.
- [14] M.guglielmi, R. C. Molina and A. Melcom, " Dual-mode circular waveguide filters without tuning screws ", *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol.2, pp. 457-458, November 1992.
- [15] V. Pommier, " Etude des filtres microondes à mode de galerie des résonateurs diélectriques ", *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges*, 2000.
- [16] R. Vahldieck, W. R. Hofer, " Finline and metal insert filters with improved bandpass separation and increased stopband attenuation ", *IEE Transactions on microwave theory and Techniques*, vol. 33, n° 12, pp.1333-1338, December 1985.
- [17] D. Budimir, " Optimised E-plane bandpass filters with improved stopband performance ", *IEE Transactions on microwave theory and Techniques*, vol. 45, n° 2, pp. 212-220, February 1997.
- [18] D. Ahn, C. S. Kim, J. S. Park and K. Y. Kang, " A coupled line type waveguide bandpass filter ", *IEE Transactions microwave theory and Techniques Symposium, CD-Rom*, 2001.
- [19] Y. C. Lim, R. F. Mostafavi and D. Mirshekar-Syahkal, " Unloaded Q-factor of slotted cylindrical ring resonator ", *EuMC, European Microwave Conference, CD-Rom*, 2001.

- [20] A. Enokihara, H. Nanba, T. Nakamura, T. Ishizaki and T. Uwano, " 26 GHz TM<sub>118</sub> mode dielectric resonator filter and duplexer with high Q- performance and compact configuration ", *IEE Transactions microwave theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2002.*
- [21] N. Delhote, " Composants céramique 3D par procédé de stéréolithographie, Solutions de filtrage hyperfréquence innovantes ", *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2007.*
- [22] J. Seaux, " Conception optimisation et test de dispositifs intégrant des matériaux en couche mince supraconducteurs ou ferroélectrique pour des applications de filtrage dans le domaine spatial ", *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2005.*
- [23] P. Blondy, A. R. Brown, D. Cros and G. Rebeiz, " Low loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems ", *IEE MTT-S International, vol.3, pp. 1181-1184, June, 1998.*
- [24] M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier and J. L. Cazaux, " A surface mountable membrane supported filter ", *IEE Microwave and Wireless components letters, vol.13, no 14, December 2003.*
- [25] D. Bourse, " Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage microonde ", *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1997.*
- [26] F. Rouchaud, " Analyse, conception et réalisation de filtres planaires supraconducteurs ", *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1999.*
- [27] P. Meunier, " Etude de circuits monolithiques simulant une résistance négative intégrable dans des filtres actifs microondes à résonateurs microruban ", *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Janvier 1995.*
- [28] G. L. Hewshipton, " Quasi lumped element bandpass filters using DC isolated shunt inductors ", *IEE MTT Symposium Digest, pp. 1493-1496, 1996.*
- [29] S. B. Cohn, " Parallel-coupled transmission line resonator filters ", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques; vol. 6, n° 2, pp. 223-231, 1998.*
- [30] K. S. Yeo, M. J. Lancaster and J. S. Hong, " The design of microstrip six-pole quasi-elliptic filter with linear phase response using extracted pole technique ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques; vol. 49, n° 2, February 2001.*
- [31] C. K. Liao, C. Y. Chang, " Design of microstrip quadruplet filters with source load coupling ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques; vol. 53, n° 7, July 2005.*
- [32] J. S. Hong, M. J. Lancaster, " Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques; vol. 48, n° 7, July 2000.*
- [33] M. Bernier, " International workshop on microwave filters ", *France, Toulouse, 2004.*
- [34] J. R. Lee, J. H. Cho and S. W. Yun, " new compact bandpass filter using microstrip  $\lambda/4$  resonators with open stub inverter ", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, pp. 526-527, December 2000.*
- [35] F. Paul, " Microondes : Filtres et Coupleurs ", *Edition Dunod, 1997.*
- [36] J. J. Tsai, C. L. Huang, " bandpass filters with multiple attenuation poles in stopband ", *IEICE transactions on Electronics, vol. 83, pp. 1160-1165, July 2000.*

- [37] D. Smith, W. Padilla, C. Vier, S. Nemat-Nasser and S. Schultz, " Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity ", *Physical Review Letters*, vol. 84, n° 18, pp. 4184-4187, 2000.
- [38] R. A. Shelby, D. Smith and S. Schultz, " Experimental verification of a negative index of refraction ", *Science*, vol.292, n° 5514, pp. 77-79, 2001.
- [39] J. Chunder, " On the rotation of plane of polarization of electric waves by a twisted structure ", *Proceedings of the Royal Society of London*, vol. 63, pp. 146-152, 1898.
- [40] H. Lamd, " On group velocity ", *Proceedings London Mathematical Society*, vol. 2, pp. 474-479, 1904.
- [41] H. Pocklington, " Growth of a wave-group when the group-velocity is negative ", *Nature*, vol. 71, pp. 607-608, 1905.
- [42] I. Lindell, A. Sihvola, and J. Kurkijarvi, " Karl F. Lindman: The last hertzian, and harbinger of electromagnetic chirality ", *IEEE Antennas Propagation Magazing*, vol. 34, pp. 24-30, 1992.
- [43] I. Mandelstam, " Lecture on some problems of the theory of oscillations ", *Complete Collection of works*, vol. 5, pp. 428-467, 1950.
- [44] G. D. Malyuzhinets, " A note on the radiation principle ", *Zhurnal Technicheskoi Fiziki*, vol. 21, pp. 940-942, 1951.
- [45] D. V. Sivukhin, " The energy of electromagnetic waves in dispersive media ", *Opt, Spektrosk*, vol. 3, pp. 308-332, 1957.
- [46] V. W. Pafomov, " JETP 33 ", *Soviet Physics*, vol. 33, pp. 1074, 1959.
- [47] V. G. Veselago, " The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$  ", *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, n° 4, pp. 509-514, February 1968.
- [48] S. A. Schelkunoff and H. t. Friis, " Antenna: theory and practice ", *New York, John Wiley and Sons*, 1952.
- [49] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, " Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*; vol. 47, n° 11, pp. 2075-2084, November 1999.
- [50] O. Acher, " Copper vs. iron: Microwave magnetism in the metamaterial age ", *Journal of magnetism and magnetic materials*, 2008.
- [51] N. Garcia, M. Nieto-Vesperinas, " is there an experimental verification of a negative index of refraction yet? ", *Optics Letters*, vol. 27, n° 11, pp. 885-887, June 2002.
- [52] P. Markos, I. Rouschatzakis and C. Soukoulis, " Transmission losses in left-handed materials ", *Physical Review E*, vol. 66, n° 4, pp. 45601, October 2002.
- [53] R. Marquez, F. Martin, and M. Sorolla, " Metamaterials with negative parameters ", 2008
- [54] J. B. Pendry, D. Schurig, and R. Smith, " Controlling electromagnetic fields ", *Science*, April 2006.
- [55] U. Leonhardt, " Optical conformal mapping ", *Science*, vol. 312, pp. 1777-1780, June 2006.
- [56] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, " Low frequency Plasmon's in thin-wire structures ", *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, n° 22, pp. 4785, 1998.

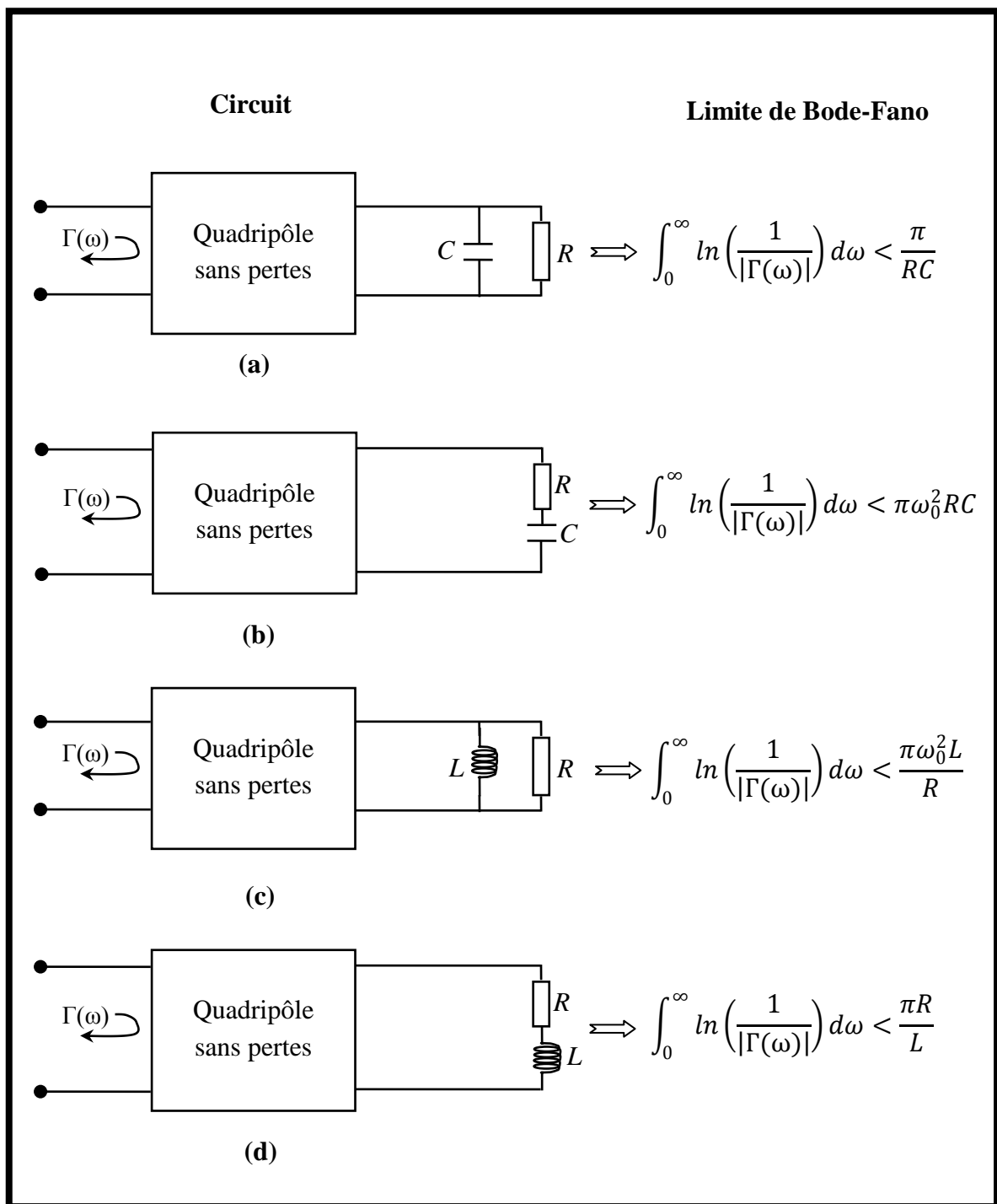
- [57] D. Seetharamdoo, R. Sauleau, A. Tarot, and K. Mahdjoubi, "Homogenization of negative refractive index metamaterials: Influence of physical parameters on the effective permittivity and permeability", *Antenna Technology Workshop on innovative Periodic Antennas*, pp. 571-578, Mars 2004.
- [58] A. L. Adenot, "Conception et étude expérimentale des propriétés électromagnétiques de milieux hétérogènes contenant des inclusions ferromagnétiques", *Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I*, 2000.
- [59] A. N. Lagarkov, A. K. Sarychev, "Electromagnetic properties of composites containing elongated conducting inclusions", *Physical Review B*, vol. 53, n° 10, pp. 6318-6336, 1996.
- [60] A. Gerbic, G. V. Eleftheriades, "Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial", *Journal of Applied Physics*, vol. 92, n° 10, pp. 5930-5935, November 2002.
- [61] R. Marquez, F. Medina, and R. Raffi, "Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials", *Physical Review B*, vol. 65, n° 14, pp. 14440, 2002.
- [62] P. Gay-Balmaz, O. F. Martin, "Efficient isotropic magnetic resonators", *Applied Physics Letters*, vol. 81, n° 5, pp. 939-941, July 2002.
- [63] J. Baena, R. Marquez, and F. Medina, "Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators", *Physical Review B*, vol. 69, n° 1, pp. 014402, January 2004.
- [64] S. O'Brien and J. B. Pendry, "Magnetic activity at infrared frequencies in structured metallic photonics crystals", *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 14, n° 25, pp. 6383-6394, July 2002.
- [65] C. R. Simovski, S. He, "Frequency range and explicit expressions for negative permittivity and permeability for an isotropic medium formed by a lattice of perfectly conducting omega particles", *Physical Letters A*, vol. 311, n° 2, pp. 254-263, May 2003.
- [66] H. Chen, L. Ran, J. Huangfu, X. Zhang and J. Kong, "Left-handed metamaterials composed of only S-shaped resonators", *Physical Review E*, vol. 70, n° 5, pp. 057605, November 2004.
- [67] D. Smith, D. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", *Physical Review B*, vol. 65, n° 19, April 2002.
- [68] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n° 2, pp. 68-70 February 2004.
- [69] S. Gevorgian, A. Deleniv, and T. Martinsson, "CAD model of a gap in a coplanar waveguide", *International Journal of Microwave and Millimeter-wave Computer-aided Engineering*, vol. 6, n° 5, pp. 369-377, 1996.
- [70] G. D. Alley, "Interdigital capacitors and their application to lumped-element microwave-integrated circuits", *IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques*; vol. 18, n° 12, pp. 1028-1033, December 1970.

- [71] S. Gevorgian, T. Martinsson, and P. Linner, " CAD models for multilayered substrate Interdigital capacitors ", *IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques*; vol. 44, n° 6, pp. 896-904, December 1996.
- [72] N. Dib, J. Ababneh, and A. Omar, " CAD modeling of coplanar waveguide interdigital capacitor ", *International Journal of RF and Microwave and Millimeter-wave Computer-aided Engineering* , vol. 14, n° 6, pp. 551-559, 2005.
- [73] N. Dib, " Comprehensive study of CAD models of several coplanar waveguide discontinuities ", *IEEE Proceedings Microwaves Antennas and Propagation*, vol. 152, n° 2, pp. 69-76, 2005.
- [74] J. Everard, k, Cheng, " High performance direct coupled bandpass filters on coplanar waveguide ", *IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques*; vol. 41, n° 9, pp. 1568-1573, 1993.
- [75] W. Getsinger, " Circuit duals on planar transmission media ", *IEEE MTT-S International Microwave Symp*, pp. 154-156, 1983.
- [76] G. L. Matthaei, L. Yong & E. M. Jones, " microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures ", *Artech House*, pp. 86-94, 1964.
- [77] H. A. Wheeler, " Transmission lines properties of a strip on a dielectric sheet on a plane " *IEEE Transactions*, vol MTT-25, pp. 631-674, 1977.
- [78] G. L. Matthaei, L. Yong & E. M. Jones, " microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures ", *Artech House*, pp. 443-446, 1964.
- [79] S. B. Cohn, " Parallel-coupled transmission line resonator filters ", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*; vol. 6, n° 2, pp. 223-231, 1998.
- [80] G. L. Matthaei, L. Yong & E. M. Jones, " microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures ", *Artech House*, pp. 472-473, 1964.
- [81] L. Peng, R. Cheng, Y. Chao-Yuan, " Design of a compact, wide stopband microstrip filter", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, n° 4, April 2010.
- [82] R. Marquéz, J. Baena, M. Beruete, F. Falcone, F. Martin and J. Garcia, " Ab initio Analysis of frequency selective surface based on conventional and complimentary split ring resonators ", *Pure Applications, Opt.* 7, pp. 38-43, January 2005.
- [83] R. Marquéz, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, " Left handed media simulation and transmission of EM waves in subwavelength SRR- loaded metallic waveguides ", *Physic Review Letter*, vol. 89, pp. 183901-183903, 2002.
- [84] S. N. Burkor, M. Latrach, and S. Toutain, " Split Ring Resonators and Slot Split Ring Resonators: Influence in microstrip line transmission and possible applications ", in *11<sup>th</sup> International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, ST-Malo, June 2005.
- [85] P. Jong-Im, K. Chul-Soo, K. Juno, P. Jun-Seok, Q. Yongxi, A. Dal, and T. Itoh, " Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design", *Microwave Conference, Asia Pacific*, pp. 331-334, vol. 2, 1999.
- [86] G. Xuehui, L. Guohui, and M. Zhewang, " Optimized design of low-pass filter using defected ground structures ", *Microwave Conference Proceedings, APMC, Asia Pacific Conference Proceedings*, 2005.

- [87] L. Thourel, “ Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques ”, *vol. 2, Les Antennes, Cepadues, 1990.*
- [88] R. Marquéz, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, “ Comparative analysis of edge and broadside coupled split ring resonators for metamaterial design theory and experiment”, *IEEE Transaction. Antenna Propagation, vol. 51, n<sup>o</sup> 10, pp. 2572-2581, October 2003.*



# *Annexes*



**Figure A :** Critère de Bode-Fano (a) *RC* parallèle (b) *RC* série (c) *RL* parallèle (d) *RL* série.

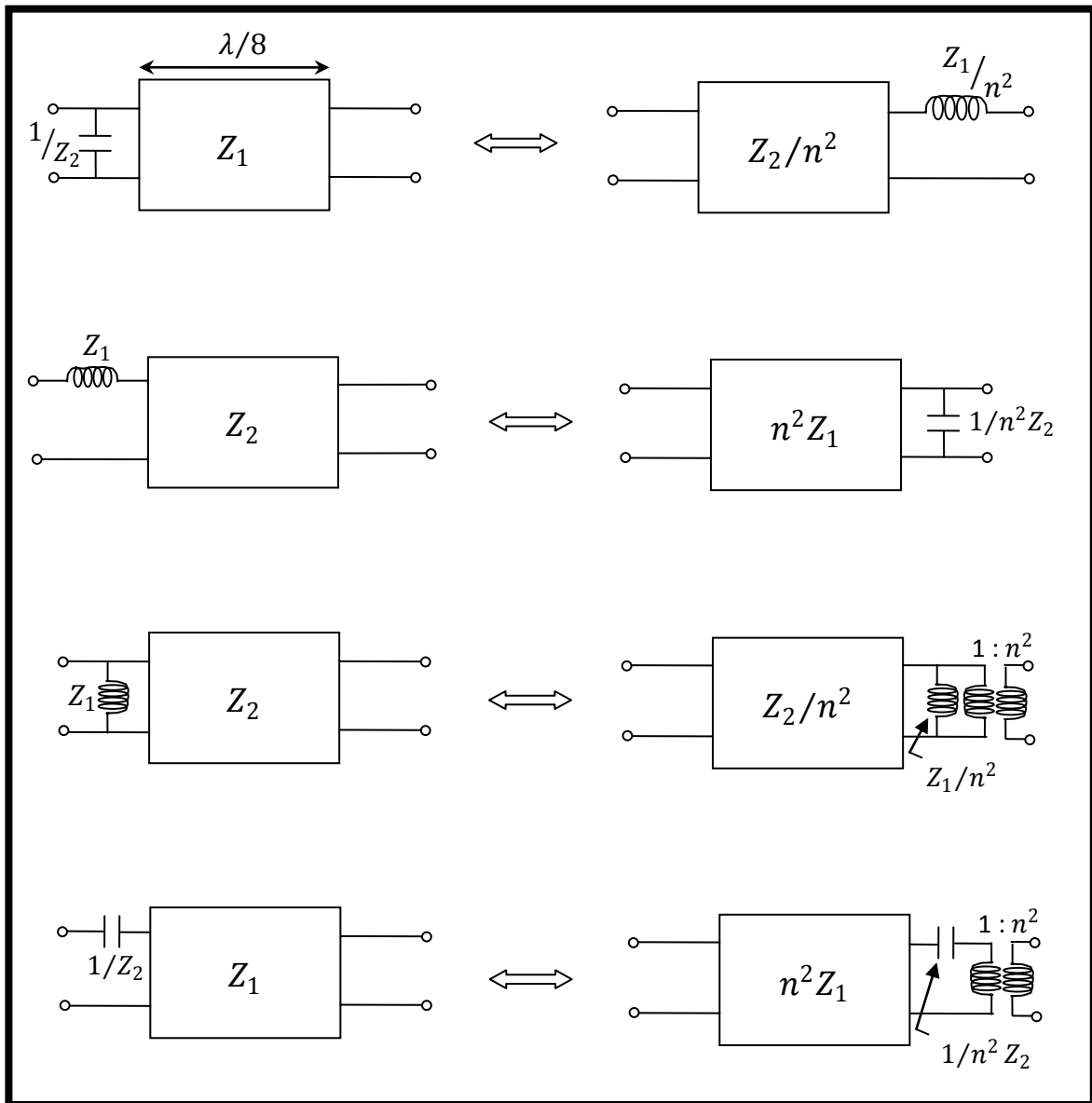


Figure B : Les quatre identités de Kuroda.

$$n^2 = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}$$

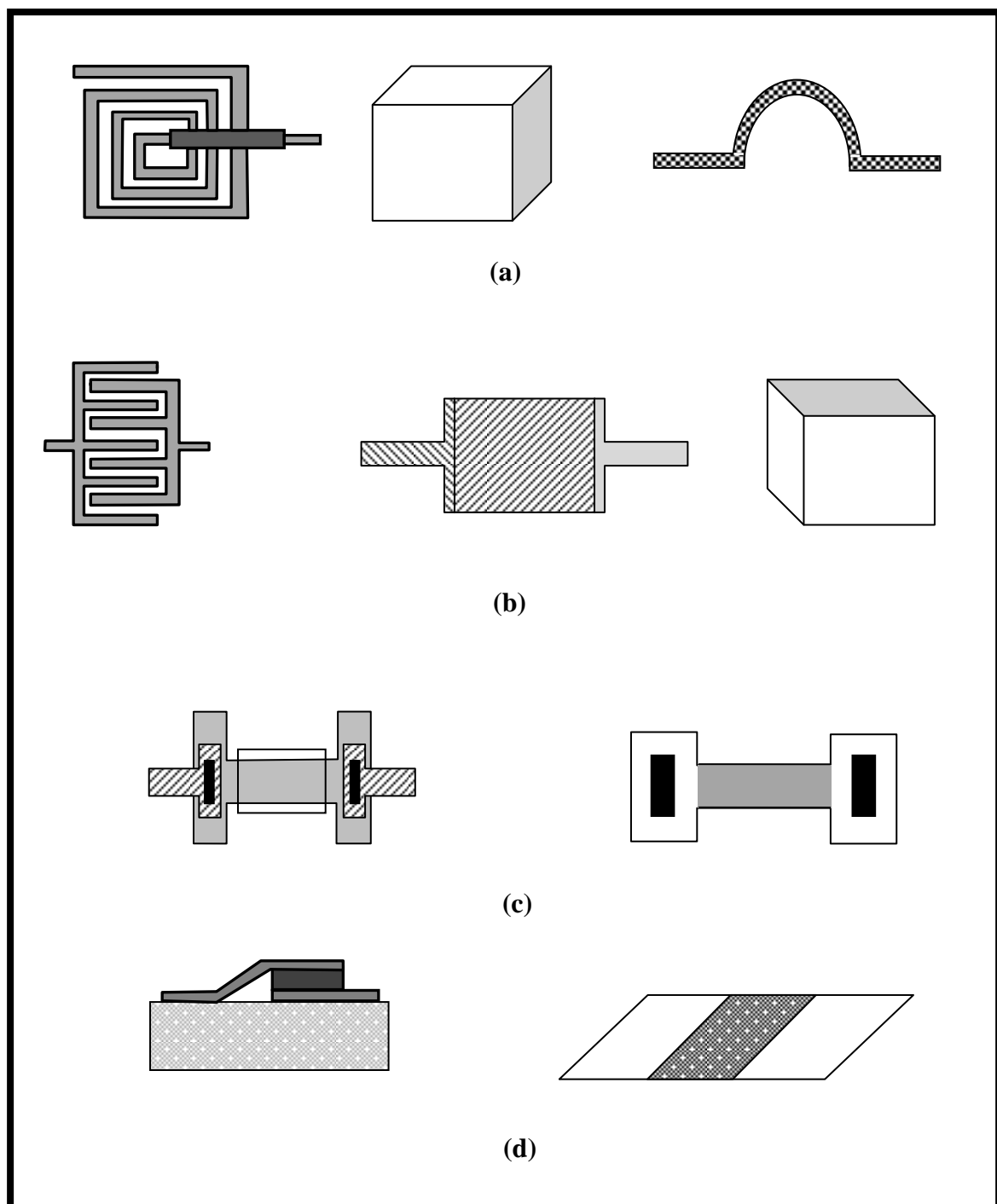


Figure C : Eléments localisés de base en microonde : (a) Inductifs (b) Capacitifs (c) Résistifs (d) Planaires et métalliques.

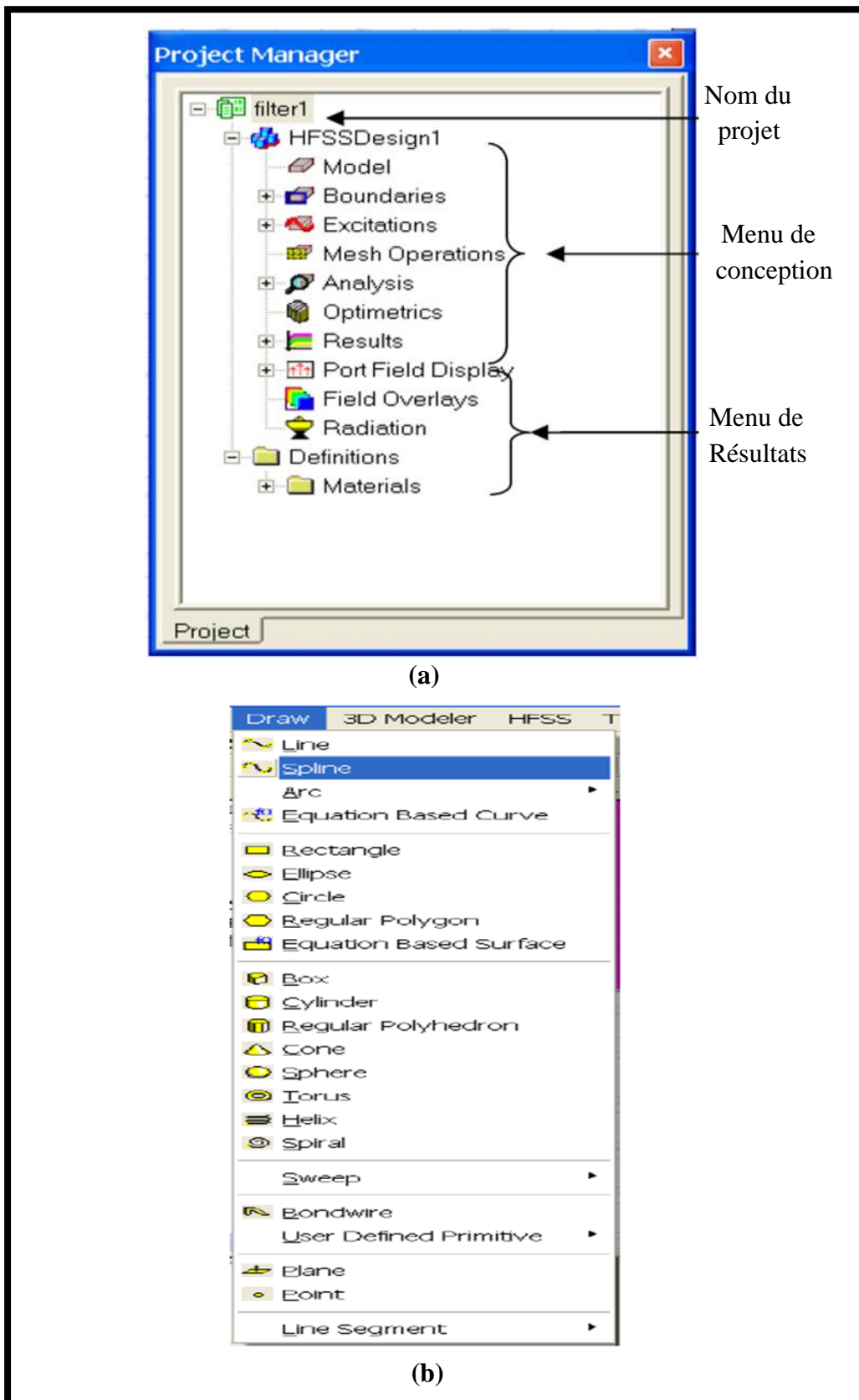


Figure D.1 : (a) Editeur de projet (b) Formes géométriques.

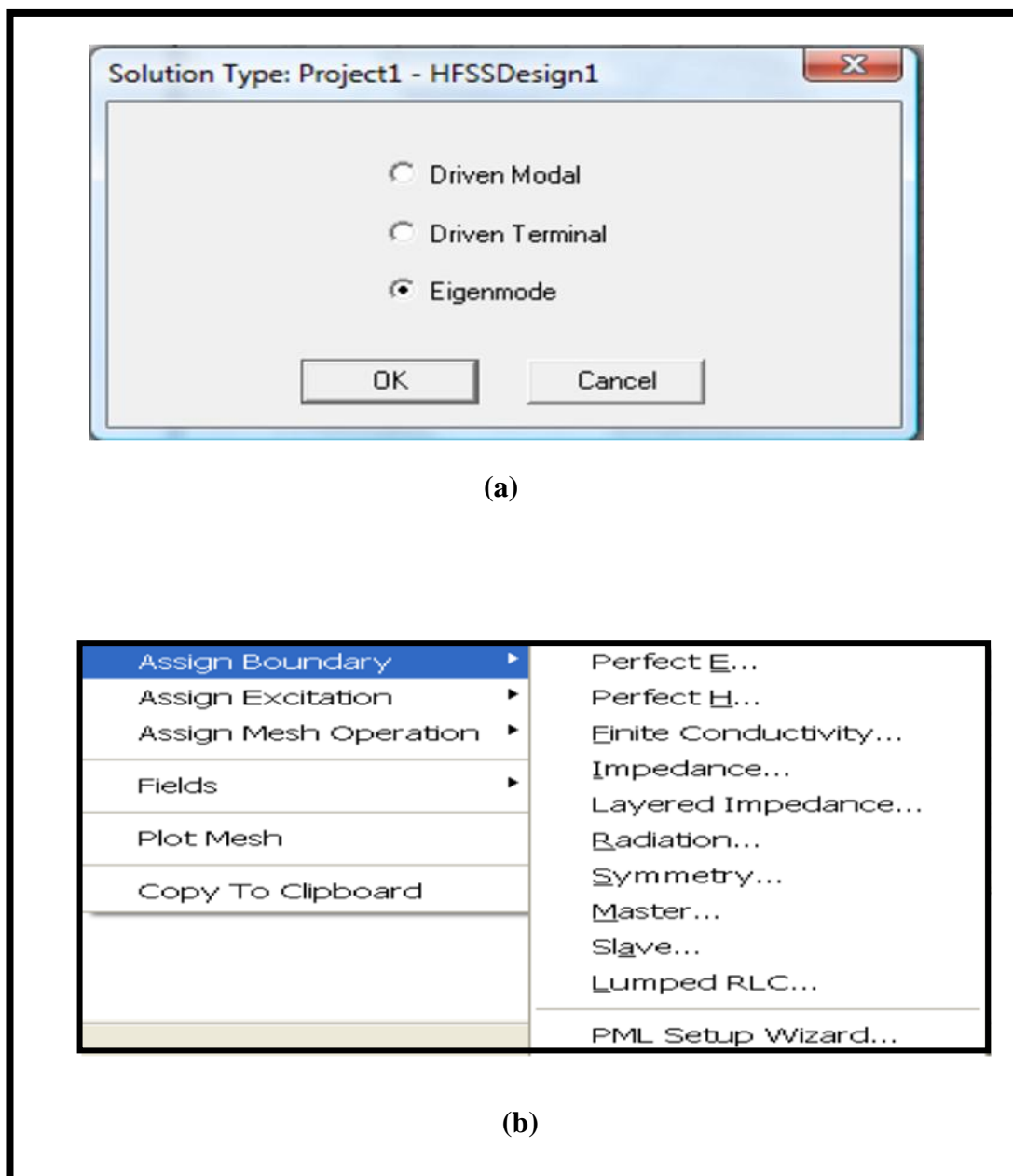


Figure D. 2 : (a) Type de solution (b) Conditions aux limites.

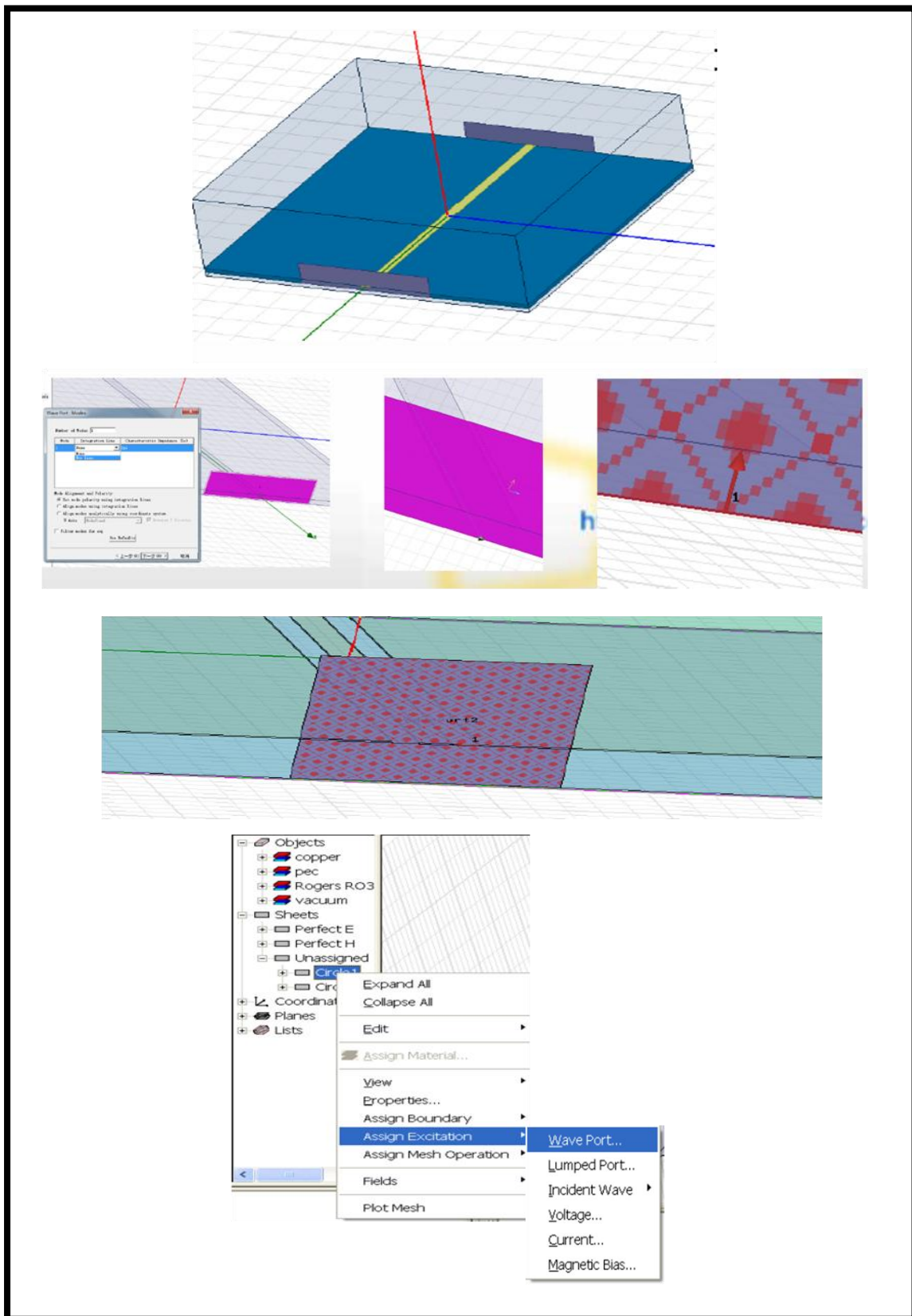


Figure D.3 : Etapes d'excitation des portes en HFSS.

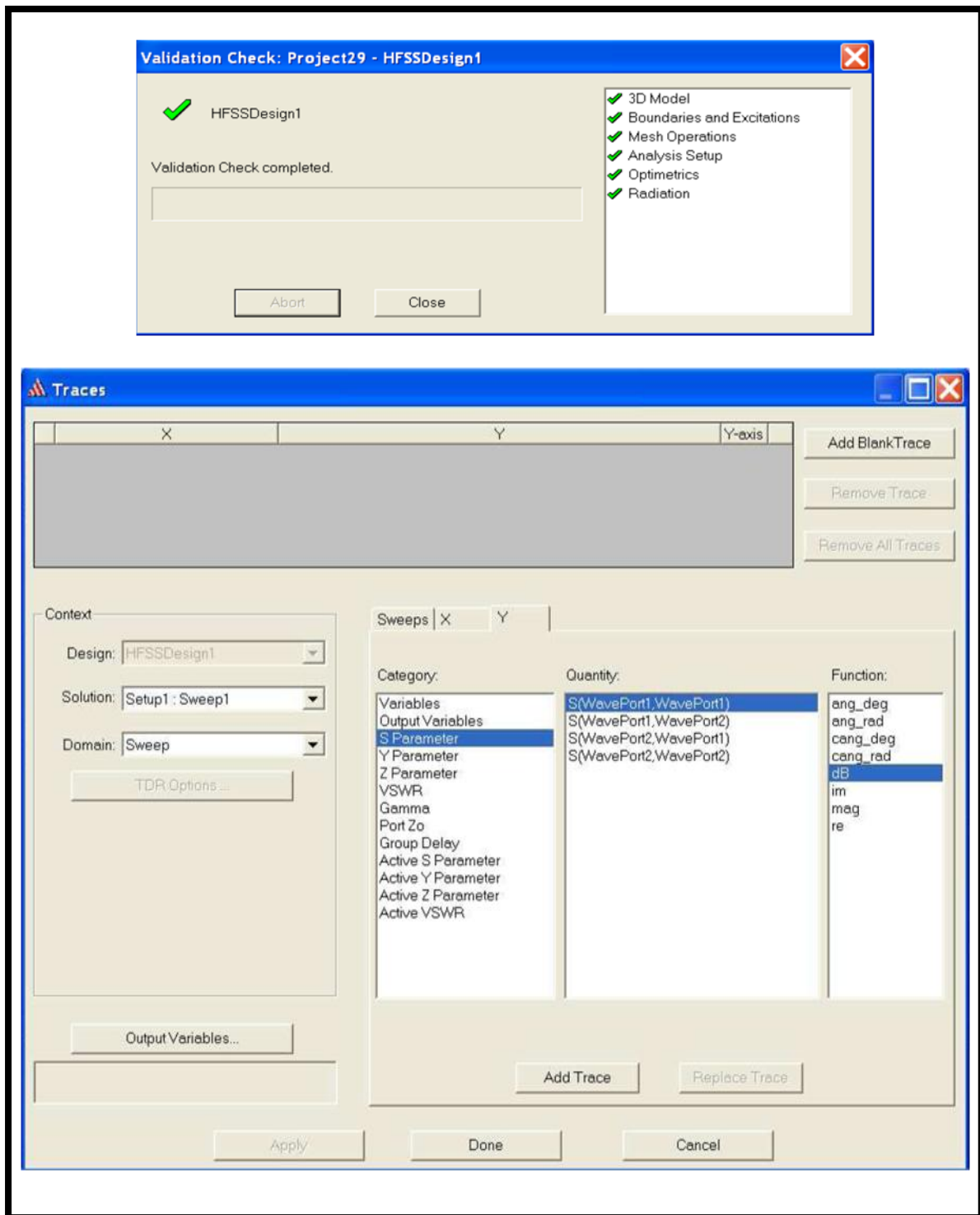


Figure D.4 : Vérification, Simulation et validation des résultats.



## Contribution à l'étude et la conception des filtres microondes à base des métamatériaux en technologie planaire.

Ce manuscrit concerne l'étude et la conception des filtres microondes à base des métamatériaux en technologie planaire. Notre travail est divisé en trois grandes parties ; la première est destinée pour représenter un rappel théorique sur les filtres microondes selon les diverses technologies. Dans la même partie, un état de l'art sur les métamatériaux est exposé pour enrichir le savoir de ce genre de matériaux physique. Nous avons orienté la deuxième partie vers la caractérisation des résonateurs métamatériaux en anneaux fendus, une simulation de ces structures périodiques nous a permis de choisir la forme géométrique et les dimensions convenables pour une meilleure conception des filtres. Dans la troisième partie, nous avons rassemblé toutes les caractéristiques, notamment géométriques des (RAF), des applications sont donc exposées. Nous avons orienté notre étude vers le filtre passe-bande, du fait que ce genre de filtre est le plus utilisé dans les dispositifs microondes. Une association des (RAF) aux filtres passe-bande nous a permis de contrôler les caractéristiques des filtres. Dans la dernière partie toujours, nous avons introduit la technologie de la démétallisation des plans de masse pour l'obtention des filtres microondes coupe-bande. Les avantages de cette technologie sont bien justifiés à l'aide de nos travaux.

**Mots clés :** Filtres microondes, Métamatériaux, (RAF), Planaire, Permittivité, Perméabilité, Indice de réfraction, Paramètres [S]. Ligne (CRLH).

### المساهمة في دراسة وتصميم المرشحات الميكروموجية باستخدام الميتاماتيريوم وفق تكنولوجيا الدارات الالكترونية المستوية

هذه الأطروحة تخص و تهدف إلى دراسة و تصميم المرشحات الميكروموجية باستخدام الميتاماتيريوم (ما بعد المادة) وفق تكنولوجيا الدارات الالكترونية المستوية. لقد قسمنا عملنا إلى ثلاثة أجزاء رئيسية. الجزء الأول اهتم بتقديم تذكير نظري فيما يخص المرشحات الميكروموجية في نفس الجزء تطرقنا بدقة إلى نوع جديد من المواد الفيزيائية والمسماة الميتاماتيريوم (ما بعد المادة). لقد وجهنا الجزء الثاني من الأطروحة إلى دراسة الخصائص الفيزيائية للمركبات الحلقية ذات التجاوب الكهرومغناطيسي. هذه الدراسة مكنتنا من معرفة الشكل الهندسي المناسب لتصميم المرشحات الميكروموجية فيما بعد. في الجزء الثالث قمنا بتجميع كل الخصائص للميتاماتيريوم وذلك من أجل وضع بعض التطبيقات في ميدان المرشحات. وبما أن المرشح الأكثر استعمالا في ميدان الميكروموجية هو المرشح ممر الموجة (passe-bande) فإننا قمنا بإسهامنا المتضمن التحكم في خصائص هذا المرشح بمعونة الميتاماتيريوم. في آخر الأطروحة قمنا بتصميم بعض المرشحات ذات الميتاماتيريوم وهذا بغرض تقديم بعض الحلول كنقص وزن المرشح والتقليل من أبعاده وفق تقنية (démétallisation du plan de masse)

**الكلمات المفاتيح :** المرشحات الميكروموجية - الميتاماتيريوم - المركبات الحلقية - السماحية - النفاذية - معامل الانكسار - خطوط (CRLH)



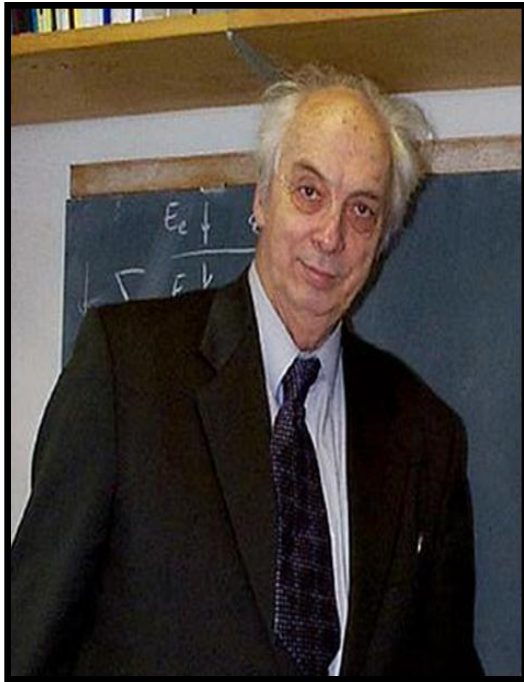
**André Marie Ampère** (20 Janvier 1775 – 10 Juin 1836), nommé en 1808 inspecteur général de l'université. De 1807 à 1814, il se consacre à des travaux de chimie qui conduisent à distinguer atomes et molécules (loi d'Avogadro-Ampère). Il jette les bases de l'électrodynamique ; il propose une explication du magnétisme terrestre et celui des aimants. Il donne une définition claire du courant électrique. Il rassemble l'essentiel de ses travaux dans un ouvrage intitulé "Théorie des phénomènes électrodynamiques uniquement déduite de l'expérience" en 1826. Elu en 1814 à l'Académie des sciences dans la section de géométrie, il occupa 10 ans plus tard en 1824 la chaire de physique expérimentale au Collège de France.



**Augustin Jean Fresnel** (10 Mai 1788 – 14 Juillet 1827), physicien français, fondateur de l'optique moderne, il proposa une explication de tous les phénomènes optiques dans le cadre de la théorie ondulatoire de la lumière. En 1809, il devient membre de l'école nationale des ponts et chaussées au service des phares. En 1815, il suppose à la théorie corpusculaire de la lumière de Newton en vigueur jusque là, et par des expériences sur la diffraction de la lumière, pose les bases de sa théorie "vibratoire" de la lumière. Dans le domaine de l'optique appliquée, Fresnel invente la lentille à échelon utilisée pour accroître le pouvoir de l'éclairage des phares.



**James Clerk Maxwell** (13 Juin 1831 – 5 Novembre 1879), physicien et mathématicien écossais. Il est principalement connu pour avoir unifié en un seul ensemble d'équations l'électricité, le magnétisme et l'induction, en incluant une importante modification du théorème d'Ampère. Ce fut à l'époque le modèle le plus unifié de l'électromagnétisme. Il est également célèbre pour avoir interprété la lumière comme étant un phénomène électromagnétique en s'appuyant sur les travaux de Faraday. Il a notamment démontré que les champs électriques et magnétiques se propageant dans l'espace sous la forme d'une onde et à la vitesse de la lumière.



**Veselago Victor Georgievich** (13 Juin 1929),  
Chaire du projet « SOLENOID » du 1960 au 1990. Ses recherches sont orientées vers les champs magnétiques à haute DC (jusqu'à 30 Tesla). Entre 1972 et 1990, chef de groupe de recherche "Phénomène photoniques dans les semi-conducteurs magnétiques". Durant les trois ans (1985 – 1988) il a démontré l'influence des fluides magnétiques. Actuellement, il s'occupe des publications scientifiques en électronique. En 1967 il posa les bases théoriques d'un nouveau dispositif physique qui est le métamatériau. Il a obtenu plusieurs prix durant son parcours (Prix d'état de l'URSS en 1973, Prix d'honneur de la Russie en 2001, Le chaire de l'académie U.A. F de la Russie en 2005. Veselago c'est le père des métamatériaux.



**Sir John Brian Pendry** (04 Juillet 1943),  
physicien anglais spécialiste de la physique théorique, ses recherches sont orientées vers les indices de réfraction et les domaines d'invisibilité dans la pratique. Professeur du physique des solides du collège impérial du London. Il commença ses recherches avec son PhD en physique en 1969. Chaire du Laboratoire de Cambridge en 1975. Pendry a commencé ses études sur l'interaction de la lumière et la matière. En 2000, il a proposé la première structure possédant un indice de réfraction négative (métamatériau magnétique). Il a obtenu plusieurs prix (Médaille de Dirac en 1996, Médaille royale de l'U.K en 2006, Médaille d'or de "Niels Bohr" de l'UNESCO en 2009 et la Médaille d'Isaac Newton en 2013).