

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE  
جامعة امّار تليدجي بالغاواط  
UNIVERSITE AMAR TELIDJI LAGHOUAT

كلية التكنولوجيا  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
قسم الكترولنيك  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



## Mémoire de Master

En vue de l'obtention du diplôme de Master

**Domaine :** Sciences et Technologies

**Filière :** Electronique

**Option :** Electronique des systèmes embarqués

### THEME

## ETUDE ET CONCEPTION DES FILTRES RF A BASE DES RESONATEURS CIRCULAIRES

*Présenté par :*

BOULEFA Med Abderahmane.

CHAHDANE Aymen.

*Encadrés par :*

DJERFAF Fatima

BENSAFIEDDINE Djalal Eddine

2021 /2022



## *Remerciements*

*Avant tout nous remercions Allah tout puissant, qui nous a donné le courage, la volonté, la force, la santé et la patience pour réaliser ce travail.*

*Nous tenant à remercier sincèrement professeur DJERFAF Fatima ET docteur BENSAFIEDDINE Djalal Eddine pour nous avoir encadrés, orientation et sa compréhension*

*Nos remerciements très sincèrement mes enseignants pendant les Trois ans d'étude.*

*a nos familles et nos amis qui par leurs prières et leur encouragements, on a pu surmonter tous les obstacles.*

# *Dédicace*

*Nous dédions ce modeste travail à notre très cher parent  
puisse les accueillir dans son vaste paradis*

*A mes frères Alla edinne, nidhle*

*et à toute la famille chahdane, boulefa et mes amis Lahdabe  
aek, Yazid, Mounir, et ma chère mère*

*A toute la promotion 2021-2022 sans exception A tous qui  
m'ont aidé durant mes études universitaires*

## ملخص

يتم استخدام مجال الموجات الدقيقة بشكل متزايد في الآونة الأخيرة لتطوير دوائر اتصالات الرادار التي تتطلب دقة بيانات أعلى وأعلى ، لذلك فإن تطوير أنواع مختلفة من مرشحات الترددات الراديوية مهم للغاية للحصول على هذه التكنولوجيا. في هذا العمل ، نحن مهتمون بتصميم مرشحات جديدة للترددات الراديوية (RF) والتي تركز على خطوط نقل الشقوق الداخلية والخارجية المتغيرة ( $g_1$  و  $g_2$ ). أكدت نتائج المحاكاة أن معامل الإرسال  $S_{21}$  للمرشح المقترح قد انخفض ( $0 >$  ديسيبل) في فاصل التردد [1 جيجا هرتز ؛ 3 جيجا هرتز] ، مع انعكاس  $S_{11}$  أقل من -10 ديسيبل. أدت إضافة المواد الخارقة الدائرية ذات الفتحات ( $g_1 = 3.3\text{mm}$  و  $g_2 = 1\text{mm}$ ) إلى تغيير سلوك المرشح من مرشح تمرير كلي إلى مرشح تمرير منخفض لـ  $f > 3\text{GHz}$ . تؤكد نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها التغيير في سلوك التردد لمرشح التردد الراديوي المقترح.

الكلمات المفتاحية : المواد الخارقة ، خطوط النقل ، مرشحات التردد الراديوي.

## Abstract

Today the field of microwaves is increasingly used for the development of radar communication circuits which require higher and higher data rates, so the development of different RF radio frequency filters is very important to obtain this technology. In this work, we are interested in the design of new radiofrequency (RF) filters based on microstrip transmission lines and loaded by metamaterial unit cells. We have used circular metamaterial resonators with different configurations of the gaps ( $g_1$  and  $g_2$ ). The simulation results confirmed that the transmission coefficient  $S_{21}$  of the proposed filter is decreased ( $< 0\text{dB}$ ) in the frequency band [1GHz; 3GHz], with a reflection  $S_{11}$  is less than -10dB. The use of the circular metamaterial resonators with the slots ( $g_1 = 3.3\text{mm}$  and  $g_2 = 1\text{mm}$ ) changed the behavior of the propose filter from (all Pass filter) to (low pass filter) for  $f > 3\text{GHz}$ . The simulation results also confirm the change in frequency behavior of the proposed RF filter.

Key words: Metamaterials, microstrip transmission lines, radio frequency filters.

## Résumé

Aujourd'hui le domaine des hyperfréquences est de plus en plus utilisé pour le développement des circuits de communications radar qui demande des débits de plus en plus élevés, donc le développement de différents types des filtres radio fréquence RF est très important pour obtenir cette technologie. Dans ce travail, nous intéressons à la conception des nouveaux filtres radiofréquences (RF) à base des lignes micro-ruban chargées par des cellules métamatériaux. Plusieurs configurations ont été simulées avec des résonateurs circulaires ayant des fentes intérieures et extérieures variables ( $g_1$  et  $g_2$ ). Les résultats de simulation ont confirmé que le coefficient de transmission  $S_{21}$  de filtre proposé est diminué ( $< 0\text{dB}$ ) dans l'intervalle de fréquences [1GHz ; 3GHz], avec une réflexion  $S_{11}$  est inférieure à -10dB. L'ajout d'un résonateur (fentes :  $g_1 = 3.3\text{mm}$  et  $g_2 = 1\text{mm}$ ) a changé le comportement de filtre de passe tous vers passe bas pour  $f > 3\text{GHz}$ . Les résultats de simulation obtenus confirment le changement du comportement fréquentiel de filtre RF proposé.

Mots clés : Métamatériaux, lignes micro-ruban, filtres radio fréquence RF.

## **LISTE DES ABREVIATIONS**

Parametres S: scattering parameters.

S11: reflection.

S21: transmission.

dB : unite decibel définie comme dix fois le logarithme décimal du rapport entre deux puissances.

GHz : gigahertz, mesure de la fréquence.

Hz : hertz.

RF : resonateur frequentielle.

RAF : résonateurs en anneaux fendus.

RAFC : résonateurs en anneaux fendus complémentaires.

HF : Hight Frequency Structure Simulator.

# SOMMAIRE

Remerciements

Dédicace

Résumé

Liste des abréviations

Liste de figures

Liste de tableaux

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE 1 : *GENERALITES SUR LES FILTRES RF*

1 Introduction .....2

1.2 Spectre électromagnétique .....2

1.2.1 Caractéristiques des ondes électromagnétiques... ..3

1.2.2 Domaine d'application des ondes électromagnétique .....4

1.3 Théorie de ligne de transmission et sa modalisation... ..6

1.3.1 Ligne micro-ruban.....7

1.3.2 Modélisation de la ligne de transmission... ..9

1.4 Paramètre S.....10

1.5 Technologies appliquées au filtrage .....13

1.5.1 Filtres passifs volumiques... ..14

1.5.2 Filtres planaires... ..14

1.5.2.1 Technologie coplanaire .....15

1.5.2.2 Technologie multicouches.....17

1.5.3 Filtres à résonateurs SAW .....18

1.5.4 Filtres à résonateurs BAW .....21

1.6 Caractérisation des filtres... ..27

1.6.1 RAF circulaire .....27

1.6.2 Tige micro-ruban.....30

1.6.3 Fréquence de coupure et la fréquence centrale...	31
1.6.4 Coefficient de qualité en charge .....	31
1.7 Conclusion.....	32

**CHAPITRE 2 : LES METAMATERIAUX ET LEURS APPLICATIONS**

2.1 Introduction...	33
2.2 Définition des métamatériaux .....	33
2.3 Terminologie...	33
2.4 Historique des métamatériaux .....	34
2.5 Propagation électromagnétique dans un milieu homogène.....	37
2.6 Classification des matériaux.....	39
2.6.1. Matériaux doublement positifs (DPS).....	40
2.6.2. Matériaux à perméabilité négative (MNG) .....	40
2.6.3. Matériaux à permittivité négative (ENG).....	41
2.6.4 Matériaux doublement négatifs (DNG).....	42
2.7 Avantages de l'emploi des métamatériaux.....	43
2.8 Métamatériaux et leurs applications.....	44
2.9 Autres applications .....	48
2.9.1 Communication.....	48
2.9.2 Spatial.....	50
2.9.3 Nanotechnologies .....	50
2.10 Conclusion.....	50

CHAPITRE 3 : *CONCEPTION DES FILTRES RF A BASE DES CELLULES CIRCULAIRES*

3.1 Introduction.....	51
3.2 Ligne micro-ruban.....	51
3.3 Résonateurs circulaire.....,	52
3.4. Influence des fentes intérieures sur les paramètres S .....	53
3.5. Influence des fentes extérieures sur les paramètres S. ....	54
3.6. Structure globale du filtre avec RAFC .....	55
3.7. Influence des fentes de résonateur sur les paramètres S.....	55
3.8. Conclusion.....	58
CONCLUSION GENERALE.....	59
Bibliographie.....	60
Annexe .....	63

<b>Figure 1-1</b> : Répartition des ondes électromagnétiques en fonction de leur longueur d'onde....	3
<b>Figure 1-2</b> : Présentation des 4 grandes techniques d'imagerie, des énergie, longueur d'onde et fréquence mises en jeu pour chacune d'elle.....	4
<b>Figure 1-3</b> : Vision en infrarouge.....	5
<b>Figure 1-4</b> : Capture d'une caméra infrarouge.....	6
<b>Figure 1-5</b> : Câble coaxial flexible type RG-59.....	6
<b>Figure 1-6</b> : Ligne micro-ruban.....	7
<b>Figure 1-7</b> : section $\Delta z$ d'une ligne de transmission .....	9
<b>Figure 1-8</b> : Modèle équivalent de la ligne de transmission .....	9
<b>Figure 1-9</b> : Circuits hyper fréquences a 2 ports.....	10
<b>Figure 1-10</b> : Les paramètres S d'un circuit hyper fréquences .....	11
<b>Figure 1-11</b> : Analyseur de réseau : Agilent E8361C, 10MHz a 67GHz .....	12
<b>Figure 1-12</b> : Circuit qui alimente deux transistors à partir du port 3 .....	12
<b>Figure 1-13</b> : Les paramètres S du circuit précédent .....	13
<b>Figure 1-14</b> : (a) Vue d'une ligne coplanaire et (b) celle de ses lignes de champs (électriques et magnétiques) pour le mode impair quasi-TEM.....	15
<b>Figure 1-15</b> : (a) Technologie planaire multicouches. (b) Principe de fabrication d'un circuit LTCC.....	17
<b>Figure 1-16</b> : (a) Structure de base de filtres à ondes acoustiques de surface (SAW). (b) Filtre à plusieurs résonateurs : la moitié des ondes acoustiques est perdue sur les extrémités. (c) Filtre SAW montrant deux parois réfléchissantes sur les bords, limitant les fuites.....	18
<b>Figure 1-17</b> : Exemple de filtre SAW fonctionnant au-delà de 5GHz [11] : (a) Résolution lithographique de 0.18 $\mu$ m des électrodes interdigitées (SAW) et (b) la réponse en transmission du dispositif.....	20
<b>Figure 1-18</b> : (a) Structure de base d'un résonateur BAW et (b) sa réponse fréquentielle en impédance .....	21
<b>Figure 1-19</b> : FBAR suspendu micro-usiné en volume .....	23
<b>Figure 1-20</b> : Procédé de réalisation d'un résonateur suspendu (FBAR) sur une cavité d'air dans le substrat.....	23
<b>Figure 1-21</b> : Procédé de réalisation d'un résonateur suspendu (FBAR) sur une cavité d'air au-dessus du substrat .....	24
<b>Figure 1-22</b> : Résonateur BAW SMR avec un réflecteur de Bragg .....	25

<b>Figure 1-23</b> : Réflexion d'une onde acoustique sur une interface entre deux matériaux. d'impédances acoustiques différentes.....	25
<b>Figure 1-24</b> : Configuration d'un HBAR, l'épaisseur du substrat est très grande comparée à celle du transducteur.....	26
<b>Figure 1-25</b> : Résonateur BAW SMR avec un réflecteur de Bragg.....	27
<b>Figure 1-26</b> : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF circulaire.....	28
<b>Figure 1-27</b> : RAF circulaire avec E selon l'axe y : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective .....	29
<b>Figure 1-28</b> : RAF circulaire avec E selon l'axe z : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective .....	29
<b>Figure 1-29</b> : Réseau de tiges métalliques continues de largeur 0,33 mm et de période 3,63 mm .....	30
<b>Figure 1-30</b> : Réseau de tiges métalliques continues de largeur 0,33 mm : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective.....	31
<b>Figure 1-31</b> : Extraire les paramètres pour calculer le coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur.....	32
<b>Figure 2-1</b> : Le premier schéma de principe de la réfraction négative.....	35
<b>Figure 2-2</b> : Principe de la propagation main gauche.....	36
<b>Figure 2-3</b> : Nombre de publication en échelle logarithmique en fonction des années dans le domaine des matériaux à indice de réfraction négatifs.....	37
<b>Figure 2-4</b> : Structure RAF présentant $\mu$ négative .....	40
<b>Figure 2-5</b> : Structure des fils métalliques fins qui donnent $\epsilon$ négative .....	41
<b>Figure 2-6</b> : La permittivité en fonction de la fréquence.....	42
<b>Figure 2-7</b> : (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige .....	43
<b>Figure 2-8</b> : Cellule DNG sous forme de « $\Omega$ ».....	43
<b>Figure 2-9</b> : (a), (b) & (c) Schéma de la cellule unitaire avec résonateur (d) Résultats après fabrication (e) Résultats après simulation .....	45
<b>Figure 2-10</b> : (a) Récupération des ondes propageant, (b) Amplification de l'onde évanescente .....	46
<b>Figure 2-11</b> : : Le rayon lumineux est en rouge et l'objet camouflé est entouré par la zone en bleu .....	46

<b>Figure 2-12 :</b> Cellules unitaires de métamatériaux utilisées pour les capteurs (a) multiples résonateurs en anneaux fendus SRR (b) Sierpinski SRR (c) SRR en spirale .....	47
<b>Figure 2-13 :</b> Dispositif expérimental d'une cape d'invisibilité de J. Pendry.....	48
<b>Figure 2-14 :</b> (a) Circuit fabriqué de l'antenne à base de CPW, (b) Résultat de la simple antenne patch et (c) Résultat de l'antenne métamatériau .....	49
<b>Figure 3-1 :</b> Ligne micro-ruban.....	51
<b>Figure 3-2 :</b> Coefficients de réflexion S11 et transmission S21 en dB.....	52
<b>Figure 3-3 :</b> Topologie de la cellule circulaire avec ( $g1$ , et $g2$ ) fentes intérieures et extérieur.....	52
<b>Figure 3-4 :</b> Influence des fentes intérieures $g1$ sur les paramètres S21.....	53
<b>Figure 3-5 :</b> Influence des fentes extérieures $g2$ sur les paramètres S21.....	54
<b>Figure 3.6 :</b> Structure de filtre RF avec un résonateur circulaire.....	55
<b>Figure 3-7 :</b> Influence de fente $g2$ sur les paramètres S ( $g1= 3.3\text{mm}$ $g2=1\text{ mm}$ ) .....	55
<b>Figure 3-8 :</b> Influence de fente $g2$ sur les paramètres S ( $g1= 3.3\text{ mm}$ $g2=4\text{ mm}$ ) .....	56
<b>Figure 3-9 :</b> Influence de fente $g1$ sur les paramètres S ( $g1= 1\text{ mm}$ $g2=3.3\text{ mm}$ ) .....	56
<b>Figure 3-10 :</b> Influence de fente $g1$ sur les paramètres S ( $g1= 2\text{ mm}$ $g2=3.3\text{ mm}$ ) .....	57
<b>Figure 3-11 :</b> Influence de fente $g1$ sur les paramètres S ( $g1= 4\text{ mm}$ $g2=3.3\text{ mm}$ ) .....	57
<b>Tableau 1.1:</b> Comparaison entre les performances de plusieurs filtres réalisés en technologie coplanaire .....	15
<b>Tableau 3.1 :</b> Paramètre S21 de résonateur pour $g2 = 3.3\text{ mm}$ et $g1$ variable .....	53
<b>Table 3.2 :</b> Paramètre S21 de résonateur pour $g1=3.3\text{ mm}$ et $g2$ variable .....	54

# ***INTRODUCTION GENERALE***

### INTRODUCTUION GENERALE

L'arrivée de matériaux innovants, nommés « Métamatériaux » a poussé la communauté des scientifiques à étudier la possibilité d'affranchir les limites technologiques. Ces métamatériaux ont été largement utilisés pour leurs potentialités à créer de nouvelles propriétés, à l'égard de miniaturiser les circuits. Grâce à ces avancées technologiques, l'utilisation des Métamatériaux a développé plusieurs domaines comme des applications (radars, satellites, médecine,...) .

Plusieurs systèmes de télécommunication modernes, tels que les systèmes embarqués, utilisent les filtres. En effet, les métamatériaux permettent de concevoir des filtres ayant des comportements différents par rapport aux filtres classiques.

La conception des circuits concurrentiels constitue un grand défi, depuis l'apparition des métamatériaux, les chercheurs ont proposé des structures planaires à base de cellules métamatériaux.

Dans ce travail, nous intéressons à la conception des nouveaux filtres radiofréquences (RF) et l'étude de leurs comportements fréquentiels (spécifiquement les paramètres de dispersion des lignes micro-ruban chargées par des cellules métamatériaux circulaires).

Dans le premier chapitre, nous présenterons des généralités sur les filtres RF : l'état de l'art sur les principales technologies des filtres radiofréquences, l'historique et la théorie liée à la propagation des ondes électromagnétiques.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons les lignes de transmission, la modélisation d'une ligne et les paramètres S d'un quadripôle. Nous arrangerons ensuite la classification des matériaux en termes des paramètres effectifs, puis nous citerons l'ensemble des applications des métamatériaux

Le troisième chapitre sera consacré à la simulation des filtres chargés par des cellules métamatériaux circulaires (résonateurs circulaires) et à l'étude du comportement fréquentiel des paramètres S pour différents filtres. Et par conséquent, nous présenterons nos résultats de simulation accompagnés par les tableaux de synthèse.

***CHAPITRE 1 :***  
***GENERALITES SUR LES FILTRE***

## 1.1. Introduction

Dans ce chapitre nous présentons des généralités sur le spectre électromagnétique et le domaine d'application des ondes électromagnétique, ensuite nous rappellerons la théorie des lignes de transmission et leurs modélisations, où on va aussi présenter les technologies appliquées au filtrage et aussi caractérisation des filtres et fréquence de coupure et la fréquence centrale ainsi que pertes d'insertion avec le coefficient de qualité en charge.

## 1.2. Spectre électromagnétique

Le terme spectre fait employé pour la première fois en 1666 par Isaac Newton pour se référer au phénomène par lequel un prisme de verre peut séparer les couleurs contenues dans la lumière du Soleil.

Le spectre électromagnétique est la décomposition du rayonnement électromagnétique selon ses différentes composantes en termes de fréquence (ou période), d'énergie des photons ou encore de longueur d'onde associée, les quatre grandeurs  $\nu$  (fréquence),  $T$  (période),  $E$  (énergie) et  $\lambda$  (longueur d'onde) étant liées deux à deux par :

Selon les formules :

$$E=h\nu = h/T \quad (1-1)$$

Pour l'énergie transportée par le photon.

$$E=h\nu = hc/\lambda \quad (1-2)$$

Pour le déplacement dans le vide (relativiste dans tous les référentiels) du photon, d'où aussi

$$E=hc/\lambda \quad (1-3)$$

Le spectre électromagnétique représente la répartition des ondes électromagnétiques en fonction de leur longueur d'onde, de leur fréquence ou bien encore de leur énergie.

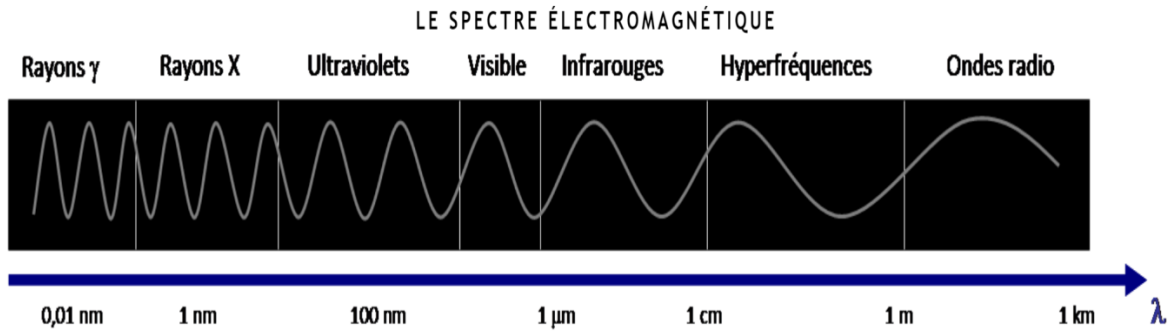


Figure 1-1 : Répartition des ondes électromagnétiques en fonction de leur longueur d'onde.

Contrairement à l'œil humain qui n'est capable de capter le rayonnement que dans une fenêtre très étroite du spectre électromagnétique, celle correspondant au domaine du visible (longueurs d'onde comprises entre 0,4 $\mu$ m et 0,7 $\mu$ m), les capteurs satellitaires utilisent une fraction beaucoup plus étendue du spectre.

### 1.2.1. Caractéristiques des ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique est caractérisée par plusieurs grandeurs physiques :

La longueur d'onde ( $\lambda$ ) : elle exprime le caractère oscillatoire périodique de l'onde dans l'espace.

C'est la longueur d'un cycle d'une onde, la distance séparant deux crêtes successives. Elle est mesurée en mètre ou en l'un de ses sous-multiples, les ondes électromagnétiques utilisées en télédétection spatiale ayant des longueurs d'onde relativement courtes .

La période (T) : elle représente le temps nécessaire pour que l'onde effectue un cycle. L'unité est la seconde.

La fréquence ( $\nu$ ) : inverse de la période, elle traduit le nombre de cycles par unité de temps. Elle s'exprime en Hertz (Hz) - un Hz équivaut à une oscillation par seconde - ou en multiples du Hertz, les ondes électromagnétiques utilisées en télédétection spatiale ayant des fréquences très élevées :

Longueur d'onde et fréquence sont inversement proportionnelles et unies par la relation suivante :

$$\lambda = \frac{c}{\nu} \quad (1-4)$$

Où

$\lambda$  : longueur d'onde de l'onde électromagnétique

$c$  : vitesse de la lumière ( $3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$ )

$\nu$  : la fréquence de l'onde

Par conséquent, plus la longueur d'onde est petite, plus la fréquence est élevée, et réciproquement [1].

### 1.2.2. Domaine d'application des ondes électromagnétique

Il existe plusieurs applications dans de nombreux domaines tel que :

- **Application médicale :**

En radiologie les ondes électromagnétiques ont fait une grande contribution en permettant aux docteurs d'avoir accès à des radios plus précises ce qui aide au traitement des patients, comme le montre la figure ci-dessous :

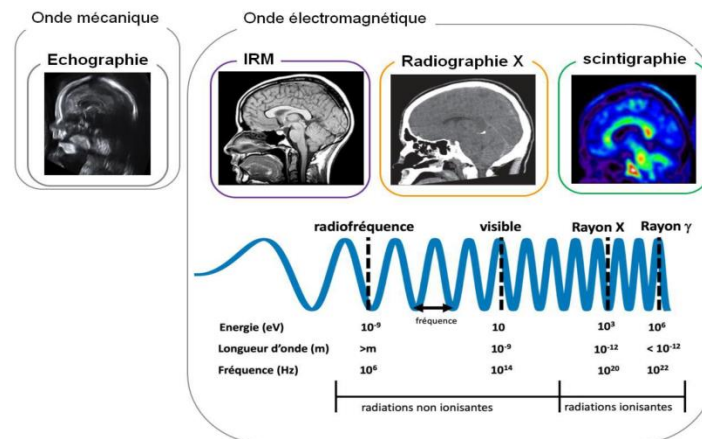


Figure 1-2 : Présentation des 4 grandes techniques d'imagerie, des énergies, longueur d'onde et fréquence mises en jeu pour chacune d'elle [1].

Les ondes gamma sont utilisées pour la scintigraphie, les ondes X pour la radiographie, les ondes Radio Fréquence pour l'Imager.

Les ondes électromagnétiques qui sont utilisées dans la radiologie ont une longueur d'onde de 10 pico mètres à 10 nanomètres (ie 1 000 millions de fois plus petit qu'un mètre) et une fréquence de  $30 \times 10^{18} - 30 \times 10^{15} \text{ Hz}$ .

- **Application en télécommunication :**

Un bon exemple de l'application des ondes électromagnétiques est les ondes radio, elles sont responsables des moyens de télécommunications qu'on connaît aujourd'hui : les radars et

satellites, le réseau WiFi, le téléphone portable, la télévision hertzienne et la radio, leur fréquence est entre 10Hz et  $300 \times 10^9$  Hz et elle a une longueur d'onde de 1 millimètre jusqu'à 30 kilomètres.

- **Application nucléaire :**

Les rayons gamma, produits par des transitions nucléaires qui ont une longueur d'onde de  $< 10$  picomètres (ie 1 000 milliards de fois plus petit qu'un mètre) et une fréquence de  $30 \times 10^{18}$  Hz.

- **Application dans l'industrie :**

Les utilisations de la thermographie pour le diagnostic industriel sont nombreuses, avec par exemple le contrôle qualité en continu sur des soudures ou la détection de fuites. Elle est notamment utilisée par les industries de pointe.

Une caméra thermique permet de facilement détecter des problèmes de surchauffe et les points sensibles d'une installation mécanique ou électrique.

- **Application dans le bâtiment :**

Des images aériennes sont réalisées dans l'infrarouge et en hiver, pour mettre en évidence les défauts d'isolation thermique des toitures comme le montre la figure ci-dessous :

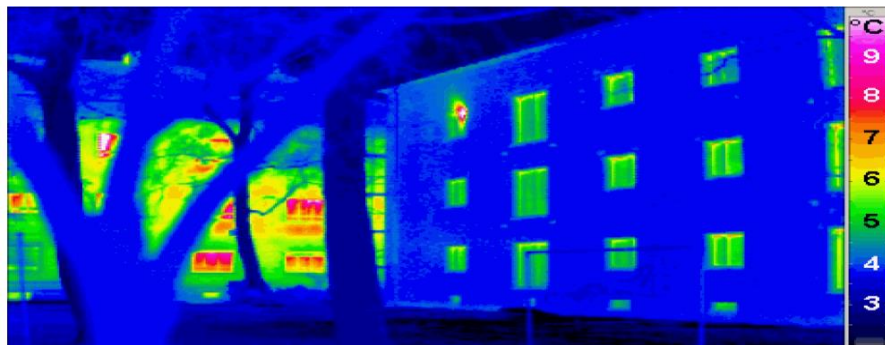


Figure 1-3: vision en infrarouge [1].

- **Application dans la maintenance électrique :**

Cette maintenance préventive a pour but de contrôler les équipements électriques tels que; disjoncteur, contacteur, relais, sectionneur ; afin de détecter d'éventuels problèmes d'usure, surcharge, déséquilibre de phase, mauvais serrage, mauvais sertissage, oxydation. L'intérêt essentiel est de prévenir des incendies d'origine électrique. Des cosses mal serrées, des organes surchargés, se visualisent immédiatement avec la thermographie.

- **Application dans la défense :**

Les caméras infrarouges, éventuellement accompagnées de torches infrarouges, permettent de voir dans le noir. C'est là où, ironiquement, une caméra infrarouge sera incapable

d'observer ce que tout le monde pourrait voir à travers une baie vitrée, le verre ne laissant en effet pas passer les infrarouges radiatifs.

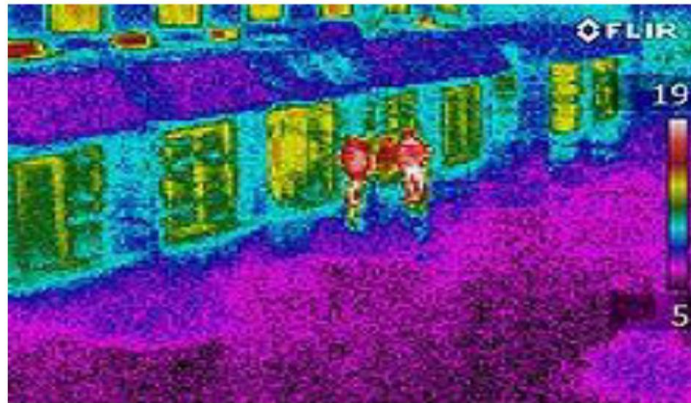


Figure 1-4 : capture d'une caméra infrarouge [1].

### 1.3. Théorie de ligne de transmission et sa modalisation

Une ligne de transmission est un ensemble de deux ou plusieurs conducteurs acheminant de concert un signal électrique, d'une source (ou émetteur) vers une charge (ou récepteur).

\* On s'intéresse aux phénomènes de propagation prenant naissance dans les câbles ou des structures de propagation en mode TEM, lors de leur utilisation pour le transport des signaux sur une distance grande devant la longueur d'onde.

Les lignes de transmission les plus courantes sont :

- La ligne coaxiale : elle est constituée d'un conducteur intérieur et d'un conducteur extérieur

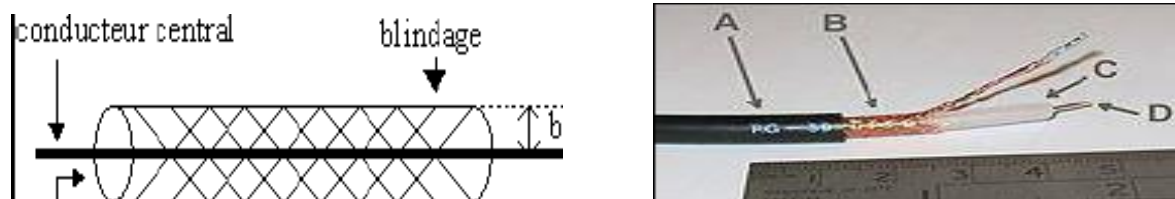


Figure 1-5 : Câble coaxial flexible type RG-59.

Avec :

- A : Gaine extérieure en plastique
- B : Blindage en cuivre
- C : Diélectrique
- D : Conducteur central (âme) en cuivre

- La ligne bifilaire : elle est constituée de 2 fils conducteurs cylindriques identiques parallèles entre eux.

- La ligne micro-ruban : elle est constituée d'un substrat en diélectrique (époxy, téflon,..) entièrement métallisé sur une de ses faces (plan de masse), comportant une piste conductrice sur l'autre face.

En pratique, on utilise une ligne de transmission par exemple pour transporter le signal issu d'un émetteur, vers une antenne.

### 1.3.1. Ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photo-lithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composantes passives et actives par montage en surface.

Dans une ligne micro-ruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne micro-ruban ne puisse supporter un mode TEM pur, puisque la vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique  $c/\sqrt{\epsilon_r}$  diffère de celle dans l'air.

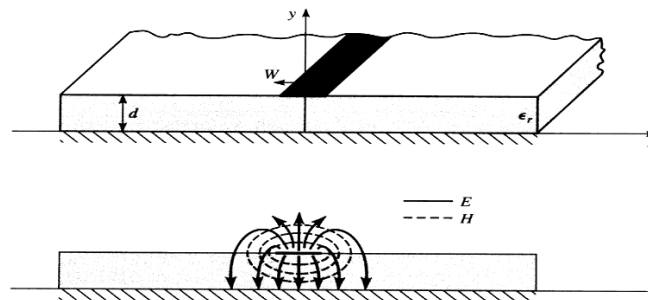


Figure 1-6 : Ligne micro-ruban [3].

Les champs exacts d'une structure micro-ruban correspondent à une onde TM-TE dont l'analyse exacte dépasse le cadre de ce cours. Toutefois, dans la plupart des cas pratiques, l'épaisseur du diélectrique est électriquement suffisamment petite ( $d \ll \lambda$ ) et par conséquent les champs sont quasi-TEM, c'est-à-dire qu'ils correspondent au cas statique. Par conséquent, on peut approximer la constante de propagation, la vitesse de phase et l'impédance caractéristique à l'aide de solutions statiques et quasi-statiques. La vitesse de phase et la constante de propagation sont alors données par :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1-5)$$

$$\beta = \beta_0 \sqrt{\varepsilon_e} \quad (1-6)$$

Où

$$\beta_0 = \frac{2\pi \cdot f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (1-7)$$

Et  $\varepsilon_e$  est la constante diélectrique effective de la ligne micro-ruban. Puisque les lignes de champ sont en partie dans le diélectrique et en partie dans l'air, le constant diélectrique effectif prend une valeur intermédiaire entre 1 et la constante diélectrique du substrat  $\varepsilon_r$  :

$$1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r$$

La constante diélectrique effective  $\varepsilon_e$  dépend de l'épaisseur du substrat  $d$  et de la largeur de la trace métallisée  $W$ . Elle peut être approximée par l'équation suivante :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot d/W}} \quad (1-8)$$

La constante diélectrique effective correspond à la constante diélectrique d'un milieu homogène qui remplacerait les régions diélectriques et l'air de la structure micro-ruban.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & W/d \leq 1 \\ \frac{12\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \cdot \ln(W/d + 1.444)]} & W/d \geq 1 \end{cases} \quad (1-9)$$

Si maintenant nous voulons obtenir le rapport  $W/d$  pour une ligne d'impédance caractéristique  $Z_0$ , l'équation suivante peut être utilisée :

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2} & W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \varepsilon_r} \cdot \left[ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right] & W/d > 2 \end{cases} \quad (1-10)$$

Où

$$A = \frac{Z_0}{60} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}} \cdot \left( 0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (1-11)$$

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1-12)$$

L'atténuation dans la ligne micro-ruban due aux pertes du diélectrique est :

$$\alpha_d = -\frac{k_0 \cdot \epsilon_r \cdot (\epsilon_e - 1) \cdot \tan(\delta)}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_e} \cdot (\epsilon_r - 1)} \quad Np/m \quad (1-13)$$

Où  $\tan(\delta)$  est la perte tangentielle du diélectrique.

L'atténuation due aux pertes dans le conducteur est approximée par :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 \cdot W} \cdot Np/m \quad (1-14)$$

Où

$$R_s = \sqrt{\omega \cdot \mu_0 / 2\sigma} \quad (1-15)$$

$R_s$  correspond à la résistivité de surface et  $\sigma$  à la conductivité du matériau conducteur .

### 1.3.2. Modélisation de la ligne de transmission

On analyse une petite section  $\Delta z$  de la ligne :

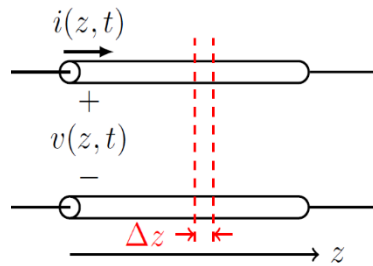


Figure 1-7: section  $\Delta z$  d'une ligne de transmission [1].

On utilise des éléments idéaux pour modéliser la ligne :

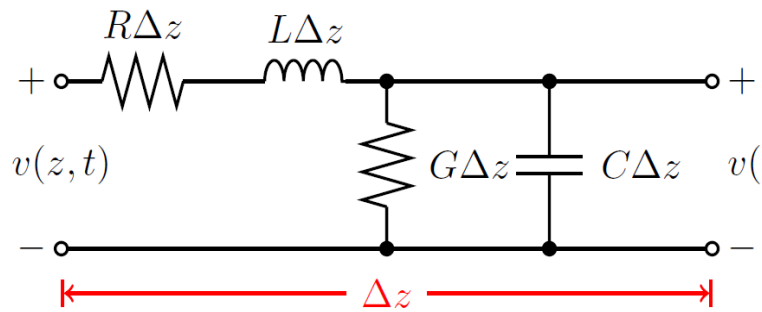


Figure 1-8:Modèle équivalent de la ligne de transmission[1].

Dans le modèle précédent on a :

$R$ = résistance en série [ $\Omega/m$ ]. Représente les pertes du conducteur.

$L$  = inductance en série [ $H/m$ ].

$G$  = conductance parallèle [ $S/m$ ]. Représente les pertes du diélectrique.

$C$  = capacitance parallèle [ $F/m$ ].

Dans une ligne sans pertes,  $R = G = 0$ .

On relie la tension et le courant à  $z$  et  $z + \Delta z$  et dans la limite où  $\Delta z \rightarrow 0$ , on obtient :

$$\frac{dV(z)}{dz} = - (R + j\omega L) I(z) \quad (1-16)$$

$$I(z) \frac{dI(z)}{dz} = - (G + j\omega C) \cdot V(z) \quad (1-17)$$

On solutionne :

$$\Upsilon = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega LC)} \quad (1-18)$$

## 1.4. Paramètre S

A des fréquences élevées (> 100 MHz environ), il est difficile d'obtenir des bons circuits ouverts ou court-circuit pour mesurer les caractéristiques d'un circuit.

Il est aussi difficile de mesurer des tensions et courants a des fréquences élevées. Par contre, il est relativement facile de mesurer des ondes à l'aide de coupleurs directionnels, Pour ces raisons, on utilise une matrice de dispersion (scattering matrix) pour caractériser les circuits hyper fréquences. Alors on applique une onde au circuit, et on mesure l'onde réfléchie.

Permet de relier les ondes appliquées aux ondes réfléchies.

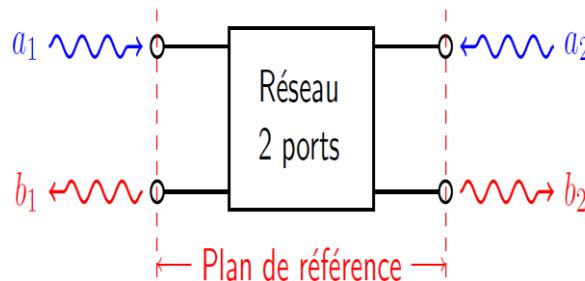


Figure 1-9: Circuits hyper fréquences a 2 ports[1].

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1-19)$$

Les paramètres S sont aussi définis pour plus de 2 ports.

Pour obtenir les paramètres :

Définition des paramètres :

$$S_{11} = \frac{\text{onde réfléchie au port 1}}{\text{onde incidente au port 1}} = \tau_1 \quad (1-20)$$

$$S_{12} = \frac{\text{onde transmise au port 1}}{\text{onde incidente au port 2}} = \text{gain de 2 a 1} \quad (1-21)$$

$$S_{21} = \frac{\text{onde transmise au port 2}}{\text{onde incidente au port 1}} = \text{gain de 1 a 2} \quad (1-22)$$

$$S_{22} = \frac{\text{onde réfléchie au port 2}}{\text{onde incidente au port 2}} = \tau_2 \quad (1-23)$$

Les paramètres S peuvent donner de l'information quant au réseau :

Si  $[S] = [S]^T$  : le réseau est réciproque. Un réseau réciproque est le même dans les deux sens. Utile surtout pour les antennes.

Sans pertes si :

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (1-24)$$

Et

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \quad (1-25)$$

Pour le cas général, si on connaît les paramètres S et la charge :

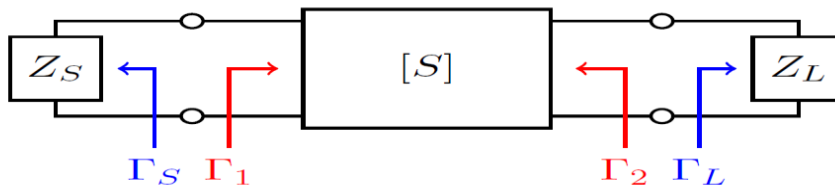


Figure 1-10 : Les paramètres S d'un circuits hyper fréquences[1].

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad (1-26)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} \quad (1-27)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad (1-28)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} \quad (1-29)$$

$$\tau_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\tau_l}{1 - S_{22}\tau_l} \quad (1-30)$$

$$\tau_2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\tau_S}{1 - S_{11}\tau_S} \quad (1-31)$$



Figure 1-11 : Analyseur de réseau : Agilent E8361C, 10MHz a 67GHz .

Les paramètres  $S$  permettent de rapidement de réduire le comportement d'un circuit en fonction de la fréquence avec  $S_{11}$ , on peut voir si le circuit est bien adapté et  $S_{21}$  permet de voir le gain (ou perte) a chaque fréquence et  $S_{22}$  permet de voir l'adaptation à la sortie.

Soit le circuit suivant. C'est un circuit qui alimente deux transistors avec du DC (à partir du port 3). Un signal devrait passer du port 1 au port 2 sans s'échapper par le port 3 (a 40GHz).

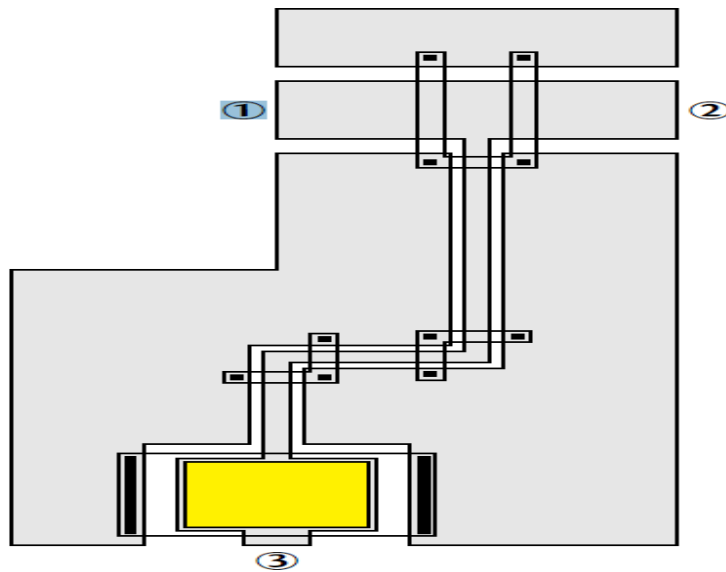


Figure 1-12 : Circuit qui alimente deux transistors à partir du port 3 [1].

Certains paramètres  $S$  du circuit précédent :

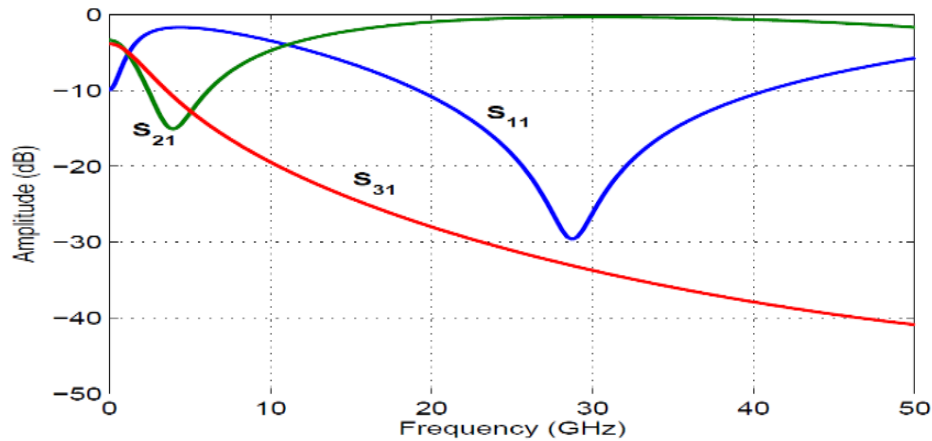


Figure 1-13 : Les paramètres S du circuit précédent [1].

## 1.5. Technologies appliquées au filtrage

Un filtre est un quadripôle a pour but de transmettre un signal sans atténuation ou avec une atténuation de valeur donnée dans une bande de fréquence déterminée. On le considère aussi comme un circuit qui réalise une opération volontaire de mise en forme d'une grandeur électrique (courant ou tension).

Les filtres sont exploités dans plusieurs cas. Lorsqu'il s'agit, par exemple, d'ajuster ou limiter la bande passante en entrée ou en sortie d'un montage, d'annuler certaines fréquences perturbatrices indésirables, d'éliminer les interférences fréquentielles ou au contraire de ne garder qu'une plage de fréquences particulière, etc. Selon la fréquence de coupure et le choix d'une amplification active ou non, les technologies appliquées pour réaliser les filtres sont différentes : filtres RLC passifs, filtres RC ou LC actifs, filtres à quartz, filtres à constantes réparties (guides d'ondes, ...etc.).

On distingue deux familles de filtres :

Les filtres passifs : réalisés à partir de composants passifs (résistance, inductance et capacité). Ils ne permettent pas d'amplifier le signal à la sortie des filtres (la puissance de sortie est nécessairement inférieure à la puissance d'entrée)

Les filtres actifs : conçus à partir de composants actifs (tels qu'un ou plusieurs amplificateurs opérationnels, transistors et composants passifs). Ils nécessitent une alimentation spécifique. En contrepartie, ils permettent d'amplifier le signal.

Le choix de la technologie et de la topologie du filtre à réaliser se fait en fonction d'un certain nombre de critères, qui sont d'ordre électriques caractérisés par la largeur de la bande passante, la fréquence de coupure, l'ondulation dans la bande, l'atténuation hors bande, les

perdes dans la bande passante et la réjection. Des critères physiques tels que la sensibilité en température, la tenue en puissance, la stabilité mécanique, le poids, l'encombrement et le volume du dispositif. Et dernièrement un critère économique qui décrit le coût de conception, le coût de la production, le coût de réglage et la possibilité de la compatibilité aux différents standards. Dans cette partie, nous allons procéder à une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage, où les deux principales catégories, la technologie volumique et la technologie planaire [36] seront analysées et aussi technologie SAW et BAW.

### **1.5.1. Filtres passifs volumiques**

Les filtres volumiques sont conçus pour assurer le filtrage à bande étroite. Ce sont les seuls capables de conduire à de très faibles bandes passantes dans une température ambiante. Selon la base de la conception, les filtres volumiques sont classés en trois catégories : les filtres à résonateurs diélectriques, à guide d'ondes et à cavités métalliques [9-10].

### **1.5.2. Filtres planaires**

Compte tenu des problèmes des technologies précédentes (encombrement et poids des technologies volumiques, limitations en fréquence de la technologie SAW...etc.) les concepteurs de filtres se sont conduits vers les technologies planaires. Les filtres planaires sont caractérisés par une parfaite intégration aux autres circuits électroniques, une grande reproductibilité, et le faible encombrement [14,15]. Ces filtres en durent de quelques points faibles aux ondes millimétriques, telles quels pertes par rayonnement ou les pertes diélectriques qui s'augmentent avec la fréquence. Actuellement, la solution à ce problème existant se résume par l'adoption de nouvelles technologies (supraconductivité, micro-usinage, multicouches, suspendue, technologie hybride passif / actif, ...) afin d'améliorer les performances électriques des filtres planaires et favoriser de plus leurs montées aux fréquences en GHz. Les structures planaires sont actuellement indispensables dans la conception des dispositifs micro-ondes. Or, plusieurs types de structures ont été envisagés par les recherches et la technologie planaire reste toujours la plus nécessaire puisqu'elle permet Une meilleure intégration des composants avec une diminution de l'encombrement des différents dispositifs [11,13].

Dans ce qui suit, nous présenterons les différentes technologies des filtres planaires.

### 1.5.2.1 Technologie coplanaire

Cette technologie est basée sur le principe de la ligne coplanaire. Cette ligne, présentée figure 1-8, est composée d'un conducteur métallique entouré par deux lignes de masse reliées qui sont situées sur la même face du substrat. La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes fondamentaux de propagation : un mode pair quasi TE, encore appelé mode de fente que l'on supprime en forçant au même potentiel les deux plans de masse ; et un mode impair quasi-TEM, encore appelé mode coplanaire qui nous intéresse à cause de sa faible dispersion en fréquence.

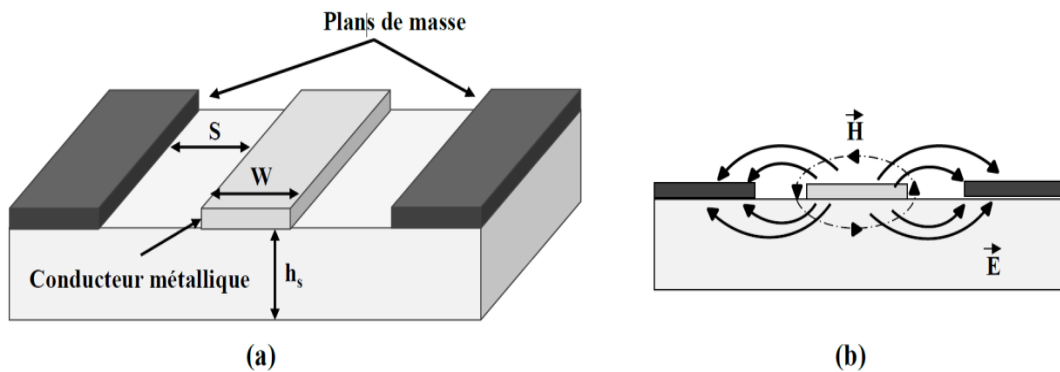


Figure 1-14 : (a) Vue d'une ligne coplanaire et (b) celle de ses lignes de champs (électriques et magnétiques) pour le mode impair quasi-TEM[27].

Fréquence de travail	Bande passante	Pertes d'insertion	Surface occupée
30 GHz	3.1%	3,2 dB	-
6,9 GHz	108%	-	10,4×2 mm <sup>2</sup>
6,2 GHz	104%	-	2×2 mm <sup>2</sup>
1,87 GHz	53%	2 dB	5,8×2,8 mm <sup>2</sup>

**Tableau 1.1:** Comparaison entre les performances de plusieurs filtres réalisés en technologie coplanaire [27].

Plusieurs travaux de recherche ont utilisé la technique coplanaire pour concevoir des filtres. Le tableau 2 représente quelques exemples de filtres coplanaires. Nous pouvons remarquer que ces filtres peuvent être utilisés pour des applications nécessitant des bandes étroites ainsi que pour celles nécessitant de très larges bandes.

Nous pouvons citer plusieurs avantages de ces filtres :

\* Les lignes coplanaires s'adaptent mieux que la ligne micro-ruban à l'intégration d'éléments passifs ainsi qu'aux techniques d'assemblage flip chip car cette technologie possède l'avantage d'être uni-planaire (un seul niveau de métallisation). Ceci facilite la connexion des composants à la masse.

\* Cette technologie présente une grande souplesse de conception liée à la possibilité de réaliser la même impédance caractéristique à l'aide de deux paramètres géométriques (la largeur du ruban et du gap) au lieu d'un seul (largeur du ruban) fourni par la technologie micro-ruban, ce qui offre un avantage de flexibilité.

\* De plus, les effets parasites liés aux retours à la masse sont limités puisque ceux-ci peuvent être réalisés par connexion planaire directe et non au travers de trous métallisés comme dans le cas du micro-ruban.

\* Enfin, la technologie coplaire est moins dispersive que la technologie micro-ruban ce qui est plutôt intéressant pour les applications en hautes fréquences (100 GHz ou plus). Cela est dû au fait que le branchement à une ligne coplaire n'implique pas de discontinuités parasites dans le plan de masse. Des lignes avec de petites largeurs  $W$  et de petits gaps  $G$  seront utilisées pour éviter les modes parasites et ainsi monter en fréquence.

Malgré ces avantages, la technologie coplaire possède des inconvénients. Contrairement à la technologie micro-ruban, les bibliothèques de modèles de motifs coplanaires sont peu développées. De ce fait, les discontinuités présentes dans une structure coplaire sont complexes à modéliser à partir des logiciels commerciaux de conception. De plus, des lignes coplanaires présentent des pertes plus importantes que celles des lignes micro-ruban ainsi qu'un rayonnement important, ce qui dégrade les coefficients de qualité à vide [27].

### 1.5.2.2 Technologie multicouches

Les filières technologiques d'intégration multi-niveaux ont été développées pour augmenter la flexibilité de conception de la technologie micro-ruban, c'est-à-dire pour élargir la plage d'impédances caractéristiques réalisables en comparaison avec celles accessibles en technologie micro-ruban classique. D'autres objectifs, comme la miniaturisation des circuits et la montée en fréquence des systèmes de communication, ont été aussi visés. Cette technologie permet alors d'intégrer, dans le substrat, des éléments passifs, comme des résistances, des selfs ou des capacités, ce qui a permis l'association de plusieurs fonctions (filtrage, amplification...) sur une surface planaire faite de plusieurs couches diélectriques. Cette technologie est donc

très compacte car elle permet une réalisation de circuits à trois dimensions. Ainsi, elle permet de pouvoir placer les accès sur le dessus ou le dessous de la structure. Parmi les filières multicouches (figure 1-15 (a)), la plus connue est la technologie LTCC qui repose sur l'empilement et la cuisson à des températures de l'ordre de 900°C de céramiques crues. La technologie LTCC est une évolution du HTCC (*High Temperature Cofired Ceramic*) qui impliquait l'emploi de conducteurs résistant à des températures de 1600°C tels que le Tungstène. Cette technologie comprend plusieurs couches diélectriques avec des permittivités différentes (céramiques, téflon, polyamide, *etc.*).

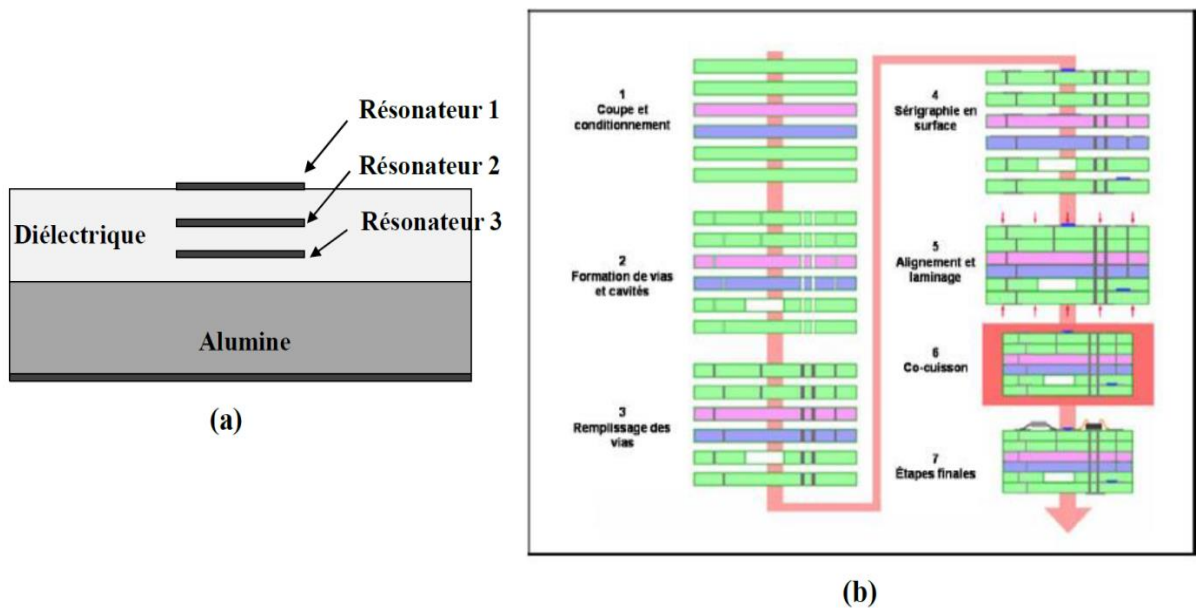


Figure 1-15 : (a) Technologie planaire multicouches. (b) Principe de fabrication d'un circuit LTCC [24].

Il existe différentes méthodes d'empilement de couches diélectriques, avec ou sans niveau de métallisation intermédiaire.

Un exemple est illustré dans la (figure 1-15-b). Il comporte un substrat en alumine de quelques centaines de microns qui joue le rôle de support mécanique de base sur lequel sont ensuite déposées différentes couches de métallisation et/ou de diélectrique.

Cependant, il faut noter que cette technologie ne permet pas toujours d'améliorer les performances électriques, elle n'apporte pas une réelle diminution des pertes dont souffrent les circuits planaires. Ainsi, le procédé de fabrication est plus délicat que pour la réalisation de circuits micro-ruban classiques (sensibilité, alignement...) : les dimensions minimales à observer entre deux lignes sont souvent très importantes (150 à 200  $\mu\text{m}$ ), ce qui limite l'obtention de forts couplages. De plus, cette technologie est basée sur des films épais, la

précision de gravure n'est pas très bonne et les dimensions des lignes peuvent être modifiées après recuit, ce qui peut être pénalisant pour les applications millimétriques.

### 1.5.3 Filtres à résonateurs SAW

Le premier filtre SAW (Surface Acoustic Wave) utilisant les ondes acoustiques de surface a été réalisé en France en 1969 sur Quartz [3]. Il a été développé dans les années suivantes dans le cadre des applications militaires telles que les équipements radar (lignes à retard, filtres de bande, *etc.*) et dans les récepteurs TV. Mais il faudra attendre les années 1990 avant qu'il ne connaisse sa véritable heure de gloire en devenant l'un des composants indispensables dans les systèmes de communications sans fil [4], [5], grâce aux exigences de sélectivité et de réduction de taille imposées par les systèmes de radiocommunication mobile. Ce dispositif constitue donc depuis plusieurs années l'un des plus importants éléments de filtrage utilisé en télécommunications commerciales RF. C'est un petit élément passif que l'on peut trouver dans une chaîne de réception ou d'émission radio et qui est basé sur la transduction des ondes acoustiques, une transduction de l'énergie électrique en énergie mécanique par l'intermédiaire de l'effet piézoélectrique produit à travers le matériau piézoélectrique.

Un résonateur SAW est constitué de deux électrodes d'entrée et de sortie sur une couche piézoélectrique comme ci-dessus :

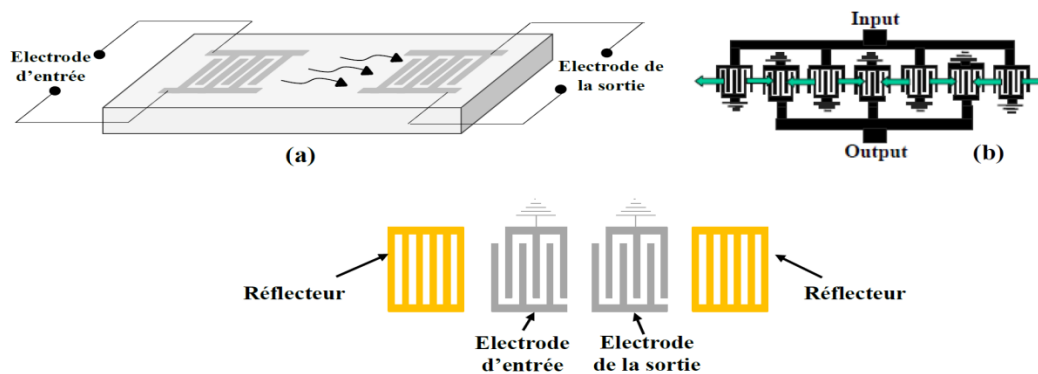


Figure 1-16 : (a) Structure de base de filtres à ondes acoustiques de surface (SAW). (b) Filtre à plusieurs résonateurs : la moitié des ondes acoustiques est perdue sur les extrémités. (c) Filtre SAW montrant deux parois réfléchissantes sur les bords, limitant les fuites. [3]

Les électrodes métalliques sont formées de peignes interdigités (IDTs). L'application d'un champ électrique sur la structure, à travers les électrodes IDTs placées aux extrémités, génère des ondes acoustiques de compression et de dilatation qui se propagent ensemble à la surface dans la direction parallèle au champ électrique existant entre les électrodes. La résonance fondamentale est observée lorsque la distance acoustique entre les peignes du transducteur (IDTs) correspond à la demi-longueur de l'onde acoustique. Le résultat est un filtre : seules les fréquences qui correspondent aux dimensions des peignes IDTs seront transformées, à partir

des signaux électriques, en signaux d'ondes de surface et en retour à nouveau en des signaux électriques.

Les électrodes d'entrée et de sortie sont des dispositifs bidirectionnels. Autrement dit, la moitié des ondes acoustiques, donc de la puissance, est dirigée vers l'électrode de sortie tandis que l'autre moitié est rayonnée vers l'extrémité du cristal. Par réciprocité, seulement la moitié de l'énergie acoustique interceptée à la sortie est convertie en énergie électrique. Par conséquent, ce phénomène seul entraîne des pertes de l'ordre 6 dB. D'autres effets secondaires, comme les pertes résistives et la désadaptation d'impédance, augmentent les pertes d'insertion des filtres de 15 à 30 dB (figure 1-17 (b)). Heureusement, beaucoup d'efforts au cours des dernières années ont conduit au développement de nombreuses structures de filtres à faibles pertes qui réduisent considérablement ces pertes à 1-7 dB en utilisant les effets de réflexions multiples au sein d'un transducteur. Ces derniers (figure 1-16 (c)) consistent en une cavité acoustique définie par les parois réfléchissantes aux bords [6], [7] qui ont comme rôle de réfléchir les ondes acoustiques de surface allant vers les bords du système, ce qui génère une résonance dans la structure. Suite à la formation de multiples résonances au niveau des parois, une bonne conception de ces derniers doit être réalisée pour bien choisir la réponse fréquentielle qui permet de sélectionner et de déterminer le mode utile et d'atténuer les modes parasites.

Les filtres SAW sont donc devenus indispensables dans la réalisation des chaînes miniatures de télécommunication. Cependant, on peut citer quelques inconvénients qui ont freiné le développement des filtres SAW. Deux inconvénients majeurs qui pénalisent ces filtres : la limitation en fréquence et la faible tenue en puissance. La fréquence d'opération des filtres SAW est fixée par l'espacement et la largeur des électrodes inter-digitées. Ces électrodes sont généralement espacées du  $1/4$  de longueur d'onde de la fréquence centrale de fonctionnement. En conséquence de cette relation, la montée en fréquence devient limitée à cause de la limitation de la résolution du procédé de photolithographie. A titre d'exemple, la figure 1-16 présente un filtre SAW qui a été fabriqué à l'aide de procédés avancés de lithographie, ce qui a permis d'obtenir une résolution de  $0.18\mu\text{m}$  [8].

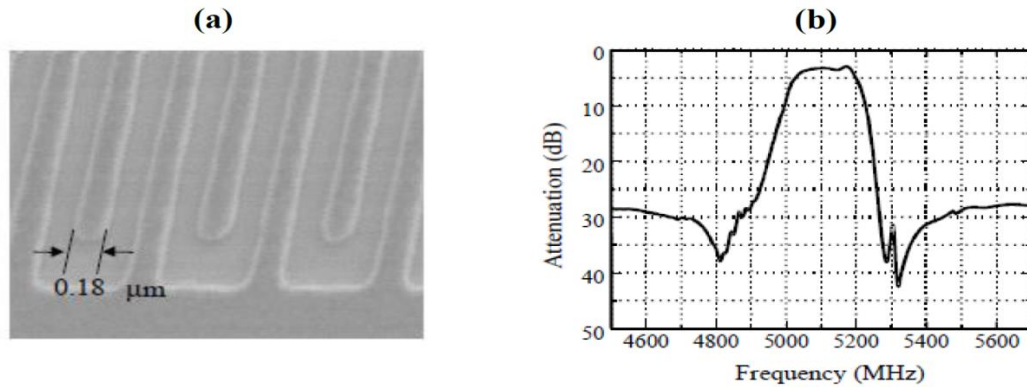


Figure 1-17 : Exemple de filtre SAW fonctionnant au-delà de 5GHz [8] : (a) Résolution lithographique de  $0.18\mu\text{m}$  des électrodes interdigitées (SAW) et (b) la réponse en transmission du dispositif.

Ainsi une fréquence de résonance de 5.1 GHz a été obtenue pour le LiTaO<sub>3</sub>. Ces procédés nécessitent des étapes de lithographie submicronique très coûteuses. En même temps, les dimensions des filtres SAW sont trop grandes aux basses fréquences. Ceci est causé par le fait que la surface de ces dispositifs est inversement proportionnelle à la fréquence au carré, donc pour passer de 10GHz à 1GHz par exemple, les dimensions de ces filtres doivent être réduites 100 fois. Par conséquent, à l'heure actuelle, les filtres SAW sont le plus généralement utilisés à partir de 30 MHz jusqu'à environ 4 GHz.

Un autre problème majeur des SAW est leur sensibilité aux niveaux élevés de puissance, qui peuvent entraîner des problèmes de claquage. Les fortes excitations électriques entraînent la génération d'efforts mécaniques répétitifs dans les électrodes et causent la dégradation de la structure métallique [8]. Ceci réduit la fiabilité des filtres SAW aux applications de niveau de puissance supérieur à 1 W.

D'autres inconvénients de cette technologie, qui sont moins critiques, peuvent être cités comme la forte sensibilité aux contaminations en surface du substrat piézoélectrique. Les ondes acoustiques se propagent en surface ce qui fait que les propriétés électriques du dispositif sont sensibles à toute contamination.

De même, ces composants ne peuvent pas être intégrés directement sur silicium à cause de l'incompatibilité avec les technologies de fabrication de la microélectronique. Cela met fin aux tentatives de réalisation de toutes les fonctions du téléphone sur une seule puce.

C'est pourquoi on a vu émerger depuis une trentaine d'années une nouvelle technologie, exploitant des ondes acoustiques de volume (**BAW** : Bulk Acoustic Wave).

### 1.5.4 Filtres à résonateurs BAW

La technologie des ondes acoustiques de volume BAW (BulkAcoustic Wave) a commencé à attirer l'attention des grands acteurs de la technologie SAW tels qu'*EPCOS*, *FUJITSU* et *TRIQUINT* dès qu'ils ont commencé à remettre en cause l'efficacité et la rentabilité économique des solutions proposées pour surmonter les limitations des filtres SAW déjà largement utilisés. Ces grands acteurs et investisseurs de cette technologie sont donc passés à la phase de production et de commercialisation des filtres BAW à partir de 2006, mettant fin à la suprématie des filtres SAW.

Contrairement aux filtres SAW, le principe de fonctionnement des filtres BAW consiste en l'excitation d'ondes acoustiques de volume qui se propagent dans le volume de la couche piézoélectrique donc, principalement, selon la direction de l'épaisseur de la structure (figure 1-18). Cette structure ressemble à une capacité Métal-Isolant-Métal (MIM) dont le diélectrique est un matériau piézoélectrique pris en sandwich entre deux électrodes métalliques de faibles épaisseurs.

La génération des ondes acoustiques de volume se fait de la même façon que celle déjà expliquée pour les filtres SAW : une excitation électrique sur les faces métallisées suffit pour produire une déformation mécanique (ondes acoustiques) grâce à l'effet piézoélectrique inverse induit par le matériau piézoélectrique. Cette déformation mécanique se propage dans le matériau avec une vitesse  $v$  qui dépend des propriétés élastiques du matériau dans la direction de propagation selon l'équation :

$$V = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (1-32)$$

Avec

$E$  (Pa) le module de Young (constante élastique) et  $\rho$  ( $\text{kg/m}^3$ ) la masse volumique du matériau.

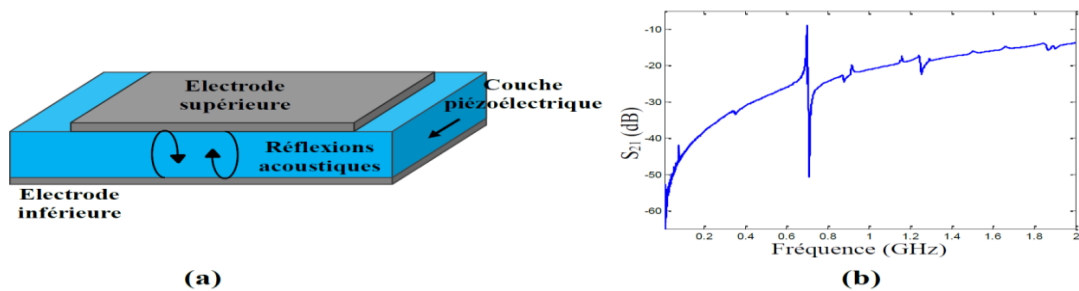


Figure 1-18 : (a) Structure de base d'un résonateur BAW et (b) sa réponse fréquentielle en impédance [7].

Pour percevoir un phénomène de résonance au sein de ce dispositif, la longueur de propagation de l'onde acoustique doit être égale à  $n$  fois (ou  $n$  est un nombre entier) la demi-longueur d'onde  $\lambda$  de la fréquence de travail (dite fréquence de résonance  $f_r$ ):

$$l = n \frac{\lambda}{2} \quad (1-33)$$

D'où l'expression de la fréquence de résonance selon l'équation :

$$f_r = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{l} \quad (1-34)$$

Ainsi, la technologie BAW n'est pas limitée en fréquence de fonctionnement par la résolution lithographique (largeur des électrodes IDTs) car la fréquence de fonctionnement dépend cette fois-ci de l'épaisseur de la couche piézoélectrique.

La volonté de monter en fréquence a obligé les industriels à développer de nouvelles méthodes pour le dépôt de couches minces des matériaux piézoélectriques tels que l'oxyde de zinc (ZnO) et le nitrure d'Aluminium (AlN). Ces couches de faibles épaisseurs avec des propriétés piézoélectriques ont permis la réalisation des résonateurs piézoélectriques à plus hautes fréquences.

De plus, la tenue en puissance des résonateurs BAW est meilleure que celle des filtres SAW, car la puissance RF est répartie dans le volume de la couche piézoélectrique qui présente en lui-même une tenue remarquable à la puissance.

La technologie des BAW se présente donc comme un nouveau candidat capable de répondre aux besoins futurs de la radiocommunication, surtout en compensant les limites des dispositifs SAW.

Il existe d'autre technologie **BAW** comme :

- La technologie BAW sur membrane (FBAR) :

La technologie FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) a été développée au début des années 1980. Elle a constitué la première solution pour la réalisation de résonateurs à couches minces grâce à la facilité de fabrication de la membrane et à la bonne croissance (orientation suivant l'axe  $c$ ) des matériaux piézoélectriques comme le ZnO et l'AlN sur un substrat de silicium monocristallin. (Les figure 1-19), (figure 1-20) et (figure 1-21) représentent trois exemples de FBAR sur membrane suspendue : La présence de l'air, qui possède une impédance acoustique très faible, au-dessous de la structure résonante (couche piézoélectrique et électrodes) assure une isolation acoustique parfaite ce qui confine l'énergie acoustique à l'intérieur du résonateur.

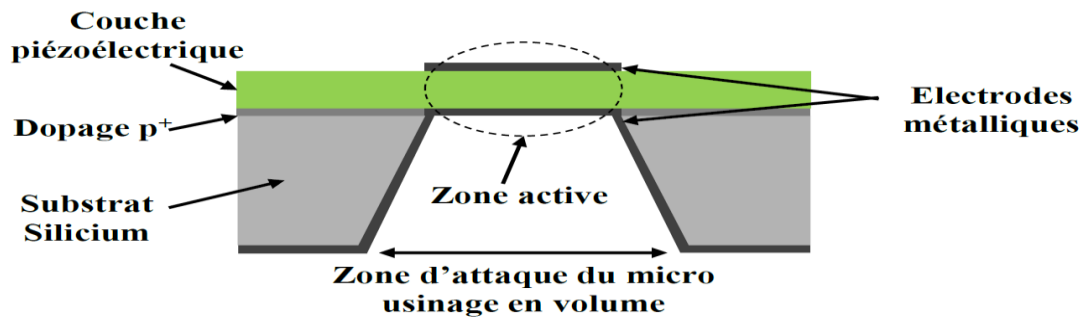


Figure 1-19 : FBAR suspendu micro-usiné en volume[5].

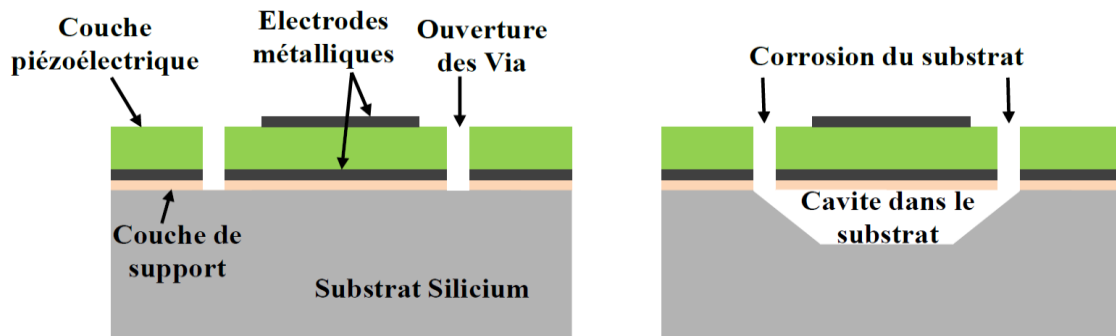


Figure 1-20 : Procédé de réalisation d'un résonateur suspendu (FBAR) sur une cavité d'air dans le substrat [5].

Le premier prototype de cette technologie a été réalisé grâce au micro-usinage en volume d'un wafer de silicium (figure 1-19).

Cette membrane suspendue a été présentée pour la première fois par *Lakin et Wang* [14]. Leurs travaux ont abouti à la réalisation d'un résonateur composé d'une couche mince d'1 $\mu\text{m}$  d'épaisseur de ZnO déposée sur un diaphragme de silicium suspendu de 6 $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Ce premier prototype de FBAR a atteint pour la première fois la fréquence de 500MHz puis 800MHz (sur l'AlN) [15]. Ce dispositif a montré l'importance et les avantages que peuvent apporter cette technologie par rapport à la montée en fréquence. C'est grâce à l'utilisation de couches minces piézoélectriques, comme le ZnO et l'AlN, que les fréquences d'utilisation ont pu augmenter. Le quartz utilisé auparavant, avec une épaisseur minimale ne descendant pas au-dessous de 8 $\mu\text{m}$ , ne permettait d'atteindre qu'une fréquence de 200MHz [17].

D'autres groupes, comme celui de *Gradkowskiet al.* [18], ont travaillé sur la même technologie et autour de la même fréquence mais ont étudié l'effet de l'épaisseur de la membrane en silicium. Tandis que le groupe de *Nakamura et al.* [19] s'est attelé à la recherche de matériaux capables de compenser le TCF (Température Coefficient of Frequency) négatif du ZnO et se sont intéressés, pour résoudre ce problème, à l'utilisation de silice SiO<sub>2</sub>. Le micro usinage en volume a cependant montré quelques inconvénients comme la fragilité des

membranes suspendues et l'incompatibilité avec les procédés standards de la microélectronique. Pour cela, le micro-usinage en surface des BAW a été développé un peu plus tard (figure 1-20). Des résonateurs AlN sur un substrat GaAs ont été proposés dès 1983 [20] en réalisant un traitement planaire de micro-usinage de surface sur la face avant du wafer de silicium seulement, afin de créer une cavité d'air au-dessous du résonateur. L'interface d'air qui isole le résonateur a été obtenue en gravant une partie du substrat de GaAs sous la zone active du résonateur avec une solution de H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>-H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>-H<sub>2</sub>O.

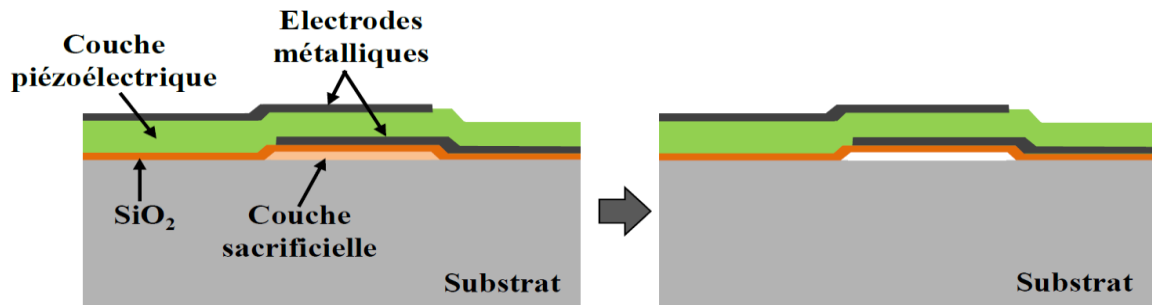


Figure 1-21 : Procédé de réalisation d'un résonateur suspendu (FBAR) sur une cavité d'air au-dessus du substrat [5].

Le micro-usinage en surface a donc permis d'obtenir une surface totale occupée très proche de la zone active du résonateur, réduisant ainsi la surface totale nécessaire pour la réalisation des résonateurs.

- La technologie BAW sur réflecteur de Bragg (SMR)

Un autre concept d'isolation acoustique a été introduit un peu plus tard, en 1995, dans les résonateurs BAW présentés par *Lakin et al.* [24] afin de réaliser une structure de résonateur plus robuste et plus adaptée à la production à grande échelle (figure 1-22). Ils ont introduit le concept du « réflecteur de Bragg » déjà connu et étudié depuis 1965 [22]. Ce concept est basé sur la réalisation du résonateur directement sur une structure réfléchive composée d'un empilement alterné de couches de matériaux à faibles et fortes impédances acoustiques sous la partie active du résonateur (la capacité MIM). Cet empilement présente un comportement de miroir acoustique dans lequel les couches possèdent une épaisseur de  $(\lambda/4)$  où  $\lambda$  correspond à la longueur d'ondes de la fréquence de résonance du résonateur. Cette technologie est appelée SMR (Solidly Mounted Resonator).

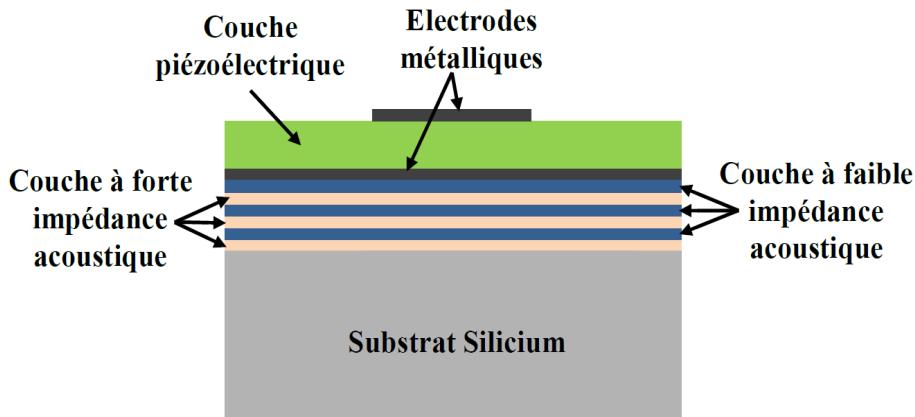


Figure 1-22 : Résonateur BAW SMR avec un réflecteur de Bragg [5].

Pour expliquer le fonctionnement de cette technologie, il faut prendre en compte l'impédance acoustique des couches déposées dans l'empilement du réflecteur de Bragg.



Figure 1-23 : Réflexion d'une onde acoustique sur une interface entre deux matériaux d'impédances acoustiques différentes [5].

Cette impédance acoustique exprime l'impédance du milieu qui est traversé par une onde acoustique : elle peut s'exprimer en fonction de la masse volumique et de la vitesse de propagation acoustique dans le milieu.

Les résonateurs FBAR présentent une plus forte concentration de l'énergie mécanique dans la couche piézoélectrique, ce qui entraîne un coefficient de couplage électromécanique potentiellement plus important.

- La technologie BAW sur cavité résonante (HBAR)

Le dernier type de résonateurs à ondes de volumes BAW est le **HBAR** (High Overtone Bulk Acoustic Resonator). Il ressemble aux résonateurs FBAR, car il est constitué d'une partie active qui est la capacité MIM (appelée aussi transducteur) montée cette fois sur une cavité épaisse (voir figure 1-24). Cette cavité est constituée d'un matériau non piézoélectrique présentant un fort facteur de qualité acoustique  $Qa$  (tels que le Saphir :  $Qa=2.105$  à 1GHz ou le LiNbO3:  $Qa=105$  à 1GHz) [26] qui est défini par l'équation :

$$Q_a = \frac{\rho v^2}{2\pi\eta f} \quad (1-35)$$

Où

$\eta$  (en Pa.s) est la viscoélasticité de la cavité résonante.

Le transducteur, posé sur la cavité, va coupler une petite quantité de son énergie avec cette dernière. Des ondes stationnaires vont s'établir dans la cavité résonante comme dans un interféromètre Fabry-Perot. Les dimensions de la cavité étant très grandes [23] par rapport à celles du transducteur (l'épaisseur du transducteur est proche de la demi-longueur d'onde), la fréquence de fonctionnement utilisée est un multiple de la fréquence fondamentale d'où le nom anglais de High Overtone Acoustic Resonator.

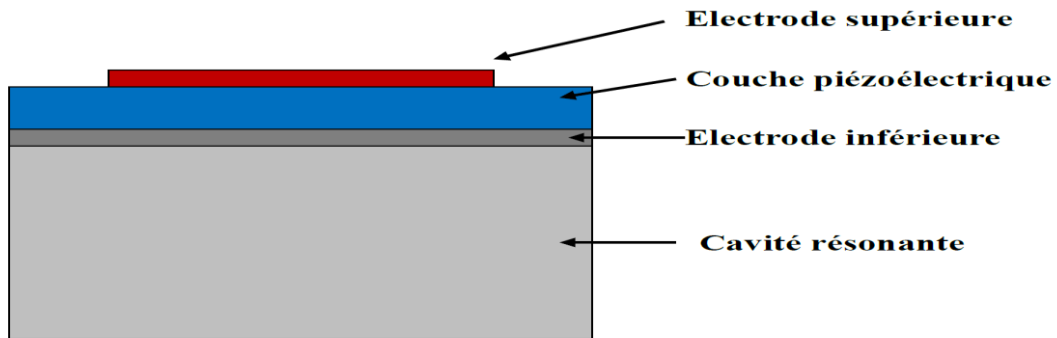


Figure 1-24 : Configuration d'un HBAR, l'épaisseur du substrat est très grande comparée à celle du transducteur [2].

Cette technologie n'a pas connu beaucoup de succès dans le domaine de filtrage, à cause de l'encombrement excessif du spectre autour de la fréquence de résonance choisie. Cela n'a pas permis d'envisager leur utilisation pour des applications de filtrage hautes fréquences. Pourtant, cette technologie a été utilisée pour d'autres applications : *Hongwu Yu et al.* [24] ont montré comment un oscillateur peut être fabriqué à l'aide d'un HBAR avec des performances intéressantes en termes de taille, de très faible consommation électrique et à des fréquences élevées de l'ordre de 3,6GHz. Cela pourrait même faire des oscillateurs HBAR une alternative crédible aux oscillateurs existants pour les horloges atomiques.

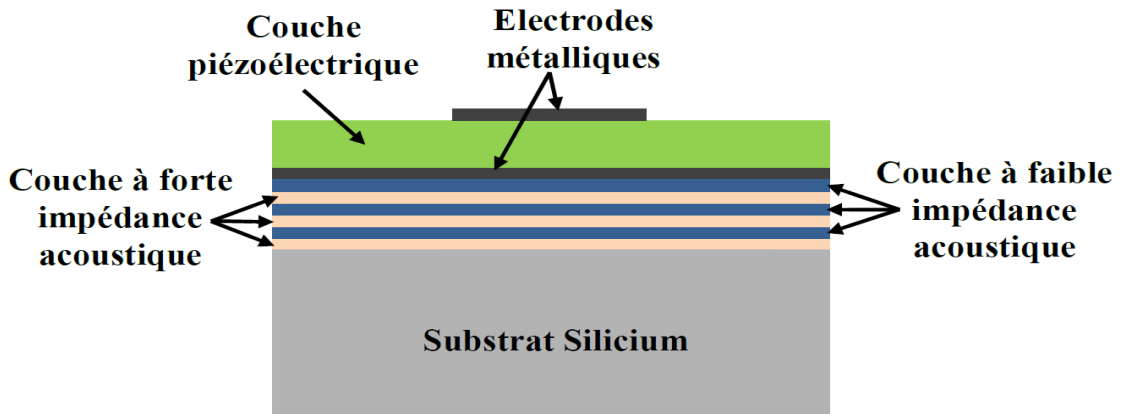


Figure 1-25 : Résonateur BAW SMR avec un réflecteur de Bragg[5].

## 1.6. Caractérisation des filtres

### 1.6.1 RAF circulaire

Le Résonateur en Anneau Fendu (RAF) circulaire introduit par Pendry [26] a été dimensionné pour un fonctionnement en bande X [8,2 GHz ; 12,4 GHz]. Le rayon de l'anneau externe est égal à 3 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0,33 mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0,33 mm et l'espacement entre les deux anneaux est de 0,33 mm (figure 1-26).

Le substrat utilisé pour la simulation est le RO4003CR de chez ROGERS qui présente une permittivité relative de 3,38, des pertes tangentielle de l'ordre de 0,0027 et une épaisseur de 0,81 mm.

Les simulations concernent le calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'un réseau de RAFs. Ces deux paramètres de la matrice S seront utilisés par la suite pour l'extraction de la perméabilité effective,  $\mu_{\text{eff}}$ .

Pour la simulation du réseau de RAFs, des conditions de périodicité sont appliquées sur la cellule unité présentée sur la figure 1-26. Ainsi, des conditions de murs électriques et magnétiques sont appliquées selon l'axe y et x respectivement et la propagation se fait selon l'axe z. Une seule couche de la structure est considérée pour la propagation de l'onde électromagnétique.

Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le RAF. Ici, La boîte de rayonnement définie sous HFSS a un volume de

$3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$  et donc la périodicité suivant les trois directions est de 3,63 mm (figure 1-26-a) présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance très près à 11,55 GHz avec une transmission de l'ordre de -40 dB. Cette résonance est due à l'anneau externe et la fréquence associée dépend aussi de la capacité créée

par, d'une part, l'espacement entre les deux anneaux et, d'autre part, la coupure dans les deux anneaux.

(La figure 1-27) illustre les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir du modèle de réflexion transmission. On peut noter qu'à la résonance.

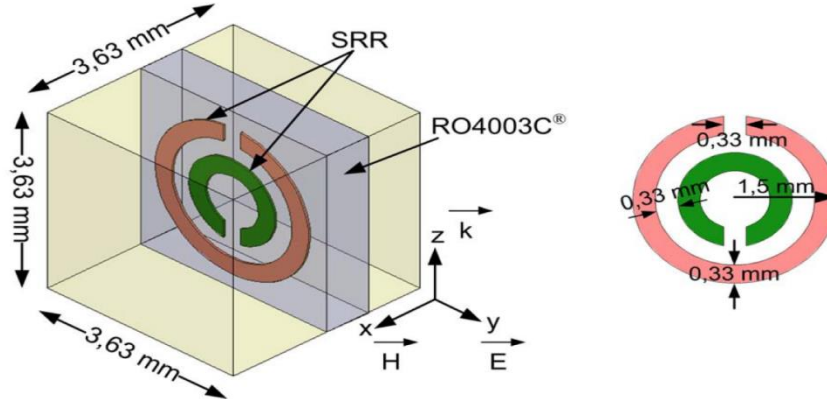


Figure 1-26 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF circulaire [30].

La même structure de la (figure 1-26) est maintenant simulée mais avec une polarisation des champs différente. Le champ E est suivant l'axe z et le vecteur d'onde k est selon l'axe y.

Dans ce cas, la transmission présentée sur la (figure 1-28-a) est de l'ordre de -34 dB à la fréquence de 10,925 GHz.

La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -5 (figure 1-28-b). En dehors de cette bande,  $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$  est positive.

Ces deux cas se distinguent par la polarisation du champ E.

Dans le premier cas (figure 1-28), le champ E est tel que la symétrie de la structure n'est pas respectée.

La conséquence est que l'on se retrouve aussi avec une résonance électrique à 11,55 GHz. La résonance magnétique est due à la pénétration du champ à travers les anneaux et qui donc génère un courant circulant sur ceux-ci.

La résonance électrique, quant à elle, est due à l'excitation de la coupure des anneaux par le champ E.

Dans le deuxième cas, le champ E est orienté de telle façon qu'il respecte la symétrie de la structure et aussi qu'il n'excite pas la coupure des anneaux.

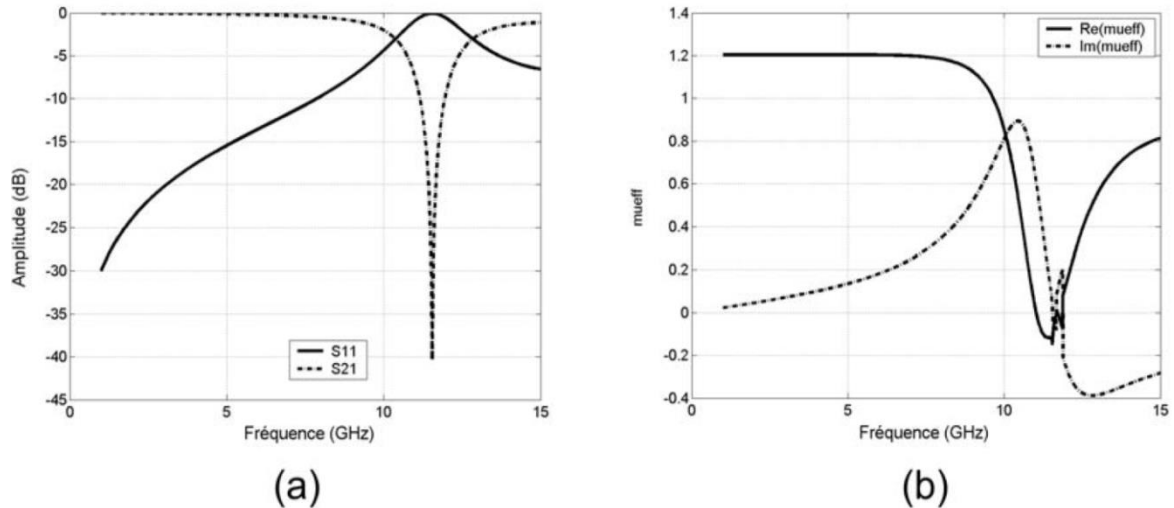


Figure 1-27 : RAF circulaire avec E selon l'axe y : (a) Réflexion et transmission en dB.  
(b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [30].

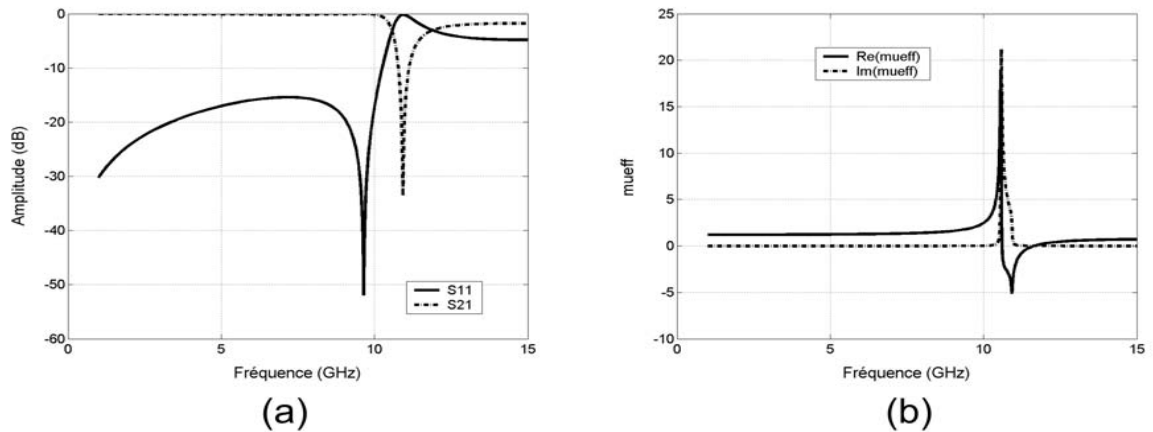


Figure 1-28 : RAF circulaire avec E selon l'axe z : (a) Réflexion et transmission en dB.  
(b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [30].

### 1.6.2 Tige micro-ruban

Les tiges ont une largeur de 0,33 mm correspondant à la taille de l'ouverture des résonateurs à activité magnétique. Notons toutefois que sur la (figure 1-29), la longueur des tiges est donnée comme 3,63 mm correspondant à la hauteur de la boîte de rayonnement. En réalité, les tiges sont infiniment longues car nous appliquons les conditions aux limites suivantes sur la boîte de rayonnement :

- murs magnétiques sur les deux faces perpendiculaires à l'axe x,
- murs électriques sur les deux faces perpendiculaires à l'axe z.

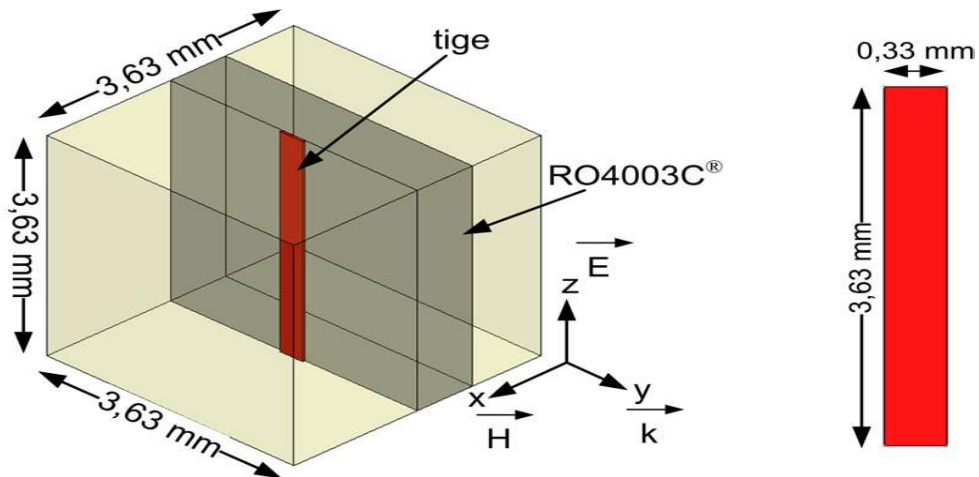


Figure 1-29 : Réseau de tiges métalliques continues de largeur 0,33 mm et de période 3,63 mm.

Sur la figure 1-30-a, nous notons que la fréquence de plasma ou de coupure est de 19,3 GHz pour la transmission de type passe-haut. Cette figure tend vers l'évolution décrite par le modèle de Drude car l'on peut observer qu'en dessous de la fréquence de plasma, il y a une réjection totale des signaux. Et au-dessus de cette fréquence, il existe une zone de transparence.

En ce qui concerne la permittivité effective (figure 1-30-b),  $(\text{Re } \epsilon_{\text{eff}})$  est négative dans la bande de fréquences en dessous de la coupure.

$(\text{Im } \epsilon_{\text{eff}})$  est positive et prend des valeurs de l'ordre de  $10^{-3}$  dans cette même bande.

La réjection de  $S_{21}$  est nettement meilleure et le caractère passe-haut est presque idéal si l'on considère plusieurs rangées de tiges selon l'axe de propagation.

La largeur de 0,33 mm correspondant à la taille de l'ouverture des résonateurs à activité magnétique est toujours respectée, par contre, la longueur des tiges est de 3 mm correspondant au côté du RAF.

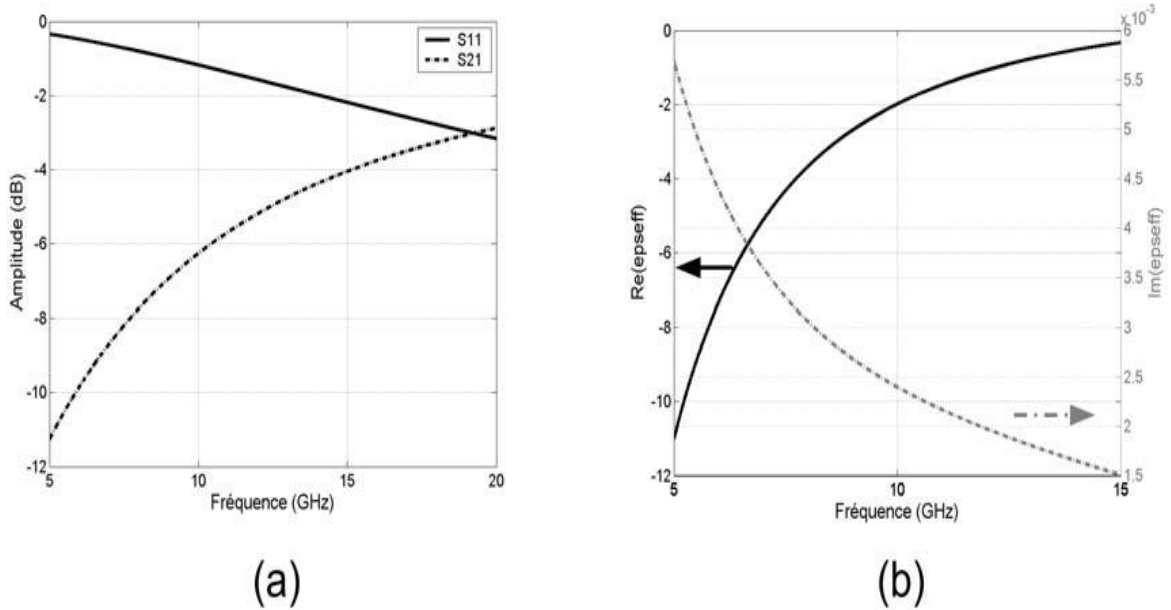


Figure 1-30 : Réseau de tiges métalliques continues de largeur 0,33 mm : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective.

### 1.6.3 La fréquence de coupure et la fréquence centrale

La fréquence de coupure d'un filtre est la fréquence à partir de laquelle il commence à agir de façon nette. Si l'on veut préciser ce que signifie "de façon nette", on peut ajouter que c'est la fréquence pour laquelle le signal subit une baisse d'amplitude de 3 dB. Selon la nature du filtre, les fréquences affectées sont celles situées avant ou après la fréquence de coupure. On parle de fréquence centrale quand le filtre agit de façon "symétrique" par rapport à un axe central placé sur l'échelle des fréquences [32].

### 1.6.4 Le coefficient de qualité en charge

Le coefficient de qualité en charge  $Q_{ch}$  est un indice sans dimension permettant de définir la sélectivité d'un résonateur en termes de quantité. Ce facteur se calcule en fonction de trois paramètres qui sont la fréquence de résonance  $F_c$  (c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le niveau de pertes est minimal) et les fréquences  $F_1$  et  $F_2$  correspondent à la bande passante prise à -3 dB.

$$Q_{ch} = \frac{F_c}{F_2 - F_1} \quad (1-36)$$

La (figure1-31) montre comment on extrait les paramètres  $F_c$ ,  $F_1$  et  $F_2$  à partir de la réponse électrique en transmission  $|S_{21}|$

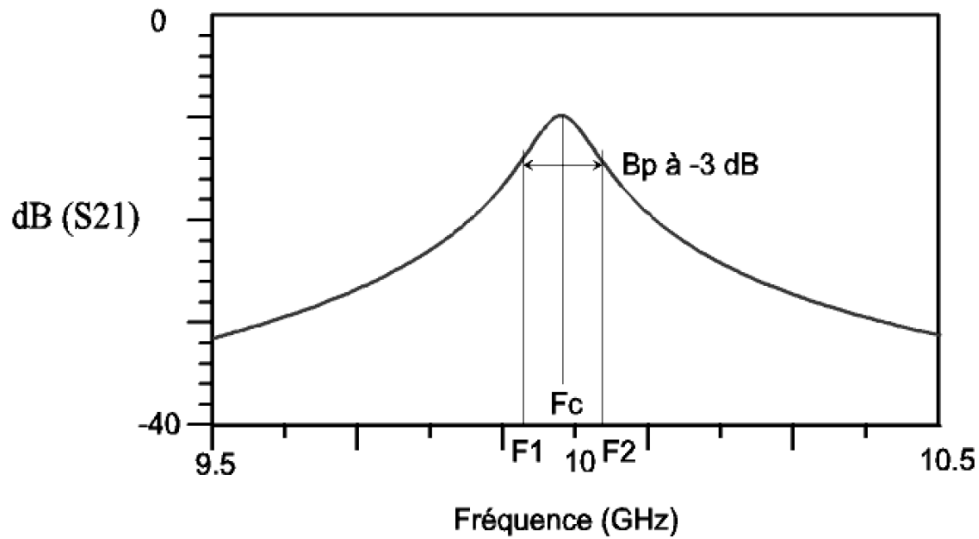


Figure 1-31: Extraire les paramètres pour calculer le coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur [32].

Ce coefficient est en fonction qu'avec les fréquences et ne prend pas en considération les pertes d'insertion du résonateur [32].

## 1.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur les filtres RF : l'état de l'art sur les principales technologies des filtres microonde, l'historique et la théorie liée à la propagation des ondes électromagnétiques. Nous avons présenté les lignes de transmission, la modélisation d'une ligne et les paramètres S d'un quadripôle.

***CHAPITRE 2 : LES METAMATERIAUX  
ET LEURS APPLICATIONS***

## 2.1. Introduction

La science et la technologie ont une soif insatiable de matériaux meilleurs et plus performants qui peuvent pousser les limites du possible. Dans plusieurs domaines, un dernier venu fait beaucoup parler de lui : le métamatériau, une sorte de structure artificielle possédant des propriétés que l'on ne retrouve dans aucun matériau naturel.

L'utilisation de ce matériau offre des avantages tels qu'un encombrement réduit, ce qui est bénéfique pour son intégration dans tout système électronique.

Tout cela est fait à l'aide de la nouvelle technologie, le métamatériau.

## 2.2. Définition des métamatériaux

Les métamatériaux sont des structures artificielles pseudo-homogènes possédant des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature. La propriété particulière qui a fait la renommée des métamatériaux est la possibilité d'avoir une perméabilité et une permittivité simultanément négatives. Ces structures présentent 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  $\lambda_g/4$ [33].

## 2.3. Terminologie

Plusieurs synonymes de MMT (métamatériaux) existent dans la littérature pour désigner les Matériaux main gauche (MMG).

Ils se résument comme suit :

- ✓ Matériaux main gauche (left-handed materials). Ce terme fut proposé par Veselago. Il souligne la propriété fondamentale des MMT qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- ✓ Matériaux doublement négatif (double-negative materials).

Les signes négatifs de la permittivité et de la perméabilité sont explicitement mentionnés. Ce terme ne peut donc être utilisé hors contexte.

- ✓ Matériaux à indice de réfraction négatif (négative refractive index materials). Ce terme décrit très bien les matériaux 2D et 3D. Par contre, il ne peut être utilisé pour les matériaux 1D car la notion de d'angle de réfraction perd tout son sens.
- ✓ Matériaux à onde réfléchie (back Wave materials). Ce terme souligne une autre propriété mais ne donne pas de réelle information sur la définition d'un métamatériau car les ondes réfléchies peuvent être également visibles dans des structures classiques.
- ✓ Matériaux de Veselago (Veselago medium). Ce terme rend hommage au scientifique considéré comme le père des MMT. Seulement, il ne donne aucune information physique sur les propriétés du matériau.
- ✓ Matériaux à vitesse de phase négative (négative phase Velocity medium). Ce terme permet de pointer du doigt la nouveauté des MMT utiliser l'information de phase des paramètres S du système au même titre que le module. Jusqu'à maintenant, le module de ces paramètres était le plus utilisé pour réaliser une fonction. Bien que très précis d'un point de vue sémantique, ce terme est très peu utilisé par la communauté scientifique[34].

## 2.4. Historique des métamatériaux

La première tentative pour explorer le concept de matériaux artificiels semble remonter à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, quand, en 1898, J.C. Bose a procédé à la première expérience en micro-ondes. Il a utilisé des fibres synthétiques torsadées pour faire tourner la polarisation des ondes électromagnétiques produites par un liquide comme une solution de sucre. En 1904-1905 H. Lamb et H.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.

En 1914, Lindman a étudié des milieux artificiels chiraux constitués par un ensemble de petits fils en spirales orientés aléatoirement dans le milieu principal. La réfraction négative a été étudiée pour la première fois en 1944 par L.I.Mandelshtam, la (figure 2-1) montre le premier schéma de la réfraction négative[33].

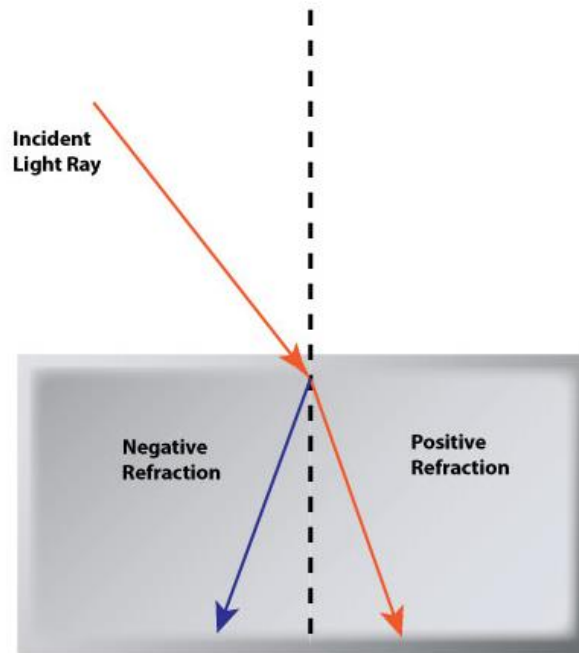


Figure 2-1 : Le premier schéma de principe de la réfraction négative.

En 1948, W.E. Kock a présenté le concept de diélectrique artificiel. Son objectif était de réaliser des lentilles diélectriques plus légères par l'arrangement périodique de sphères conductrices, de disques et de rubans dans une matrice et par l'adaptation de l'indice effectif de réfraction du milieu artificiel. En 1951, Malyuzhinets a présenté des exemples théoriques de lignes artificielles périodiques infinies 1D supportant des ondes « arrières », ces lignes étaient composées de capacités séries connectées à des inductances en parallèle. En 1957, Sivukhin a étudié le lien entre la négativité de la permittivité et de la perméabilité avec la réfraction négative [8]. Un article publié en 1959 par Pafomov a traité avec plus de détails l'effet Doppler et la radiation de VavilovCerenkov dans les milieux à  $\epsilon$  et  $\mu$  négatives. Les propriétés électromagnétiques de ces milieux hypothétiques ont été systématiquement étudiées par le physicien russe Victor. G. Veselago en 1968. Il a également développé la théorie de la propagation dans tels milieux [33].

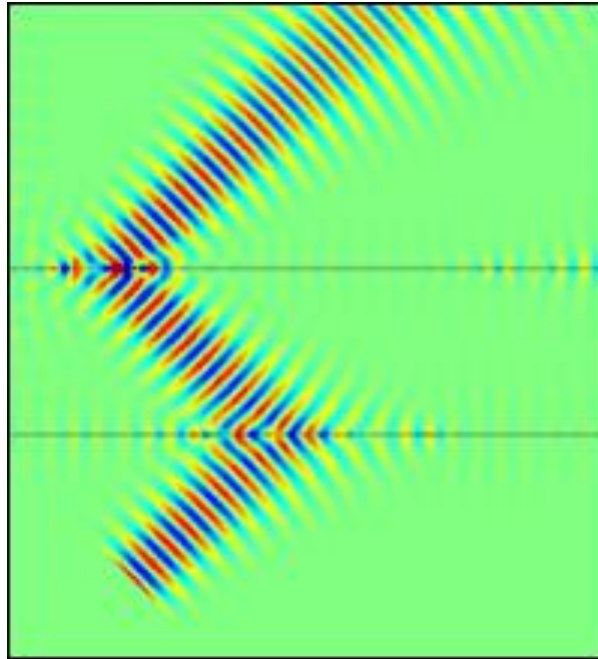


Figure 2-2 : Principe de la propagation main gauche.

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 J. Brown et W. Rotman ont étudié les premiers réseaux de fils, ces derniers ont été combinés pour créer un matériau diélectrique artificiel pour réaliser des lentilles RF. Durant la même période les anneaux (boucles) magnétiques résonnants ont

été étudiés par S. Schelkunoff, ils ont continué à être utilisés et développés dans les années 80 et 90. En 1999, J. Pendry a présenté un anneau résonnant double, ce dernier est considéré l'élément de base du premier métamatériau réalisé.

La première réalisation effective d'un matériau (milieu) avec des paramètres négatifs a été faite par R.A. Schelby, il est intéressant de noter que les deux composantes de cette réalisation sont connues depuis longtemps, mais aucune tentative de les combiner n'a été faite.

La figure (2-3) montre l'évaluation du nombre de publications en échelle logarithmique dans le domaine des matériaux à indice et réfraction négatifs avec les années. Nous pouvons remarquer une augmentation de publication tous les dix mois.

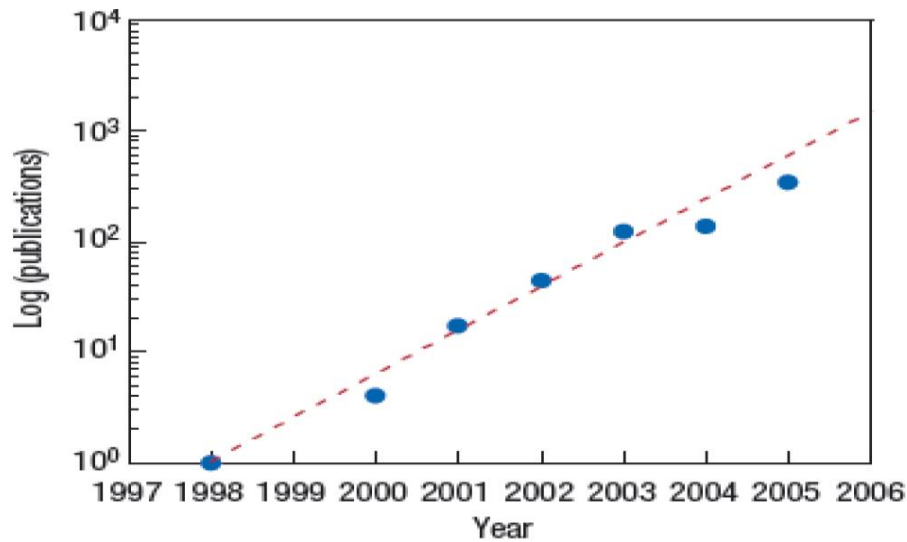


Figure 2-3 : Nombre de publication en échelle logarithmique en fonction des années dans le domaine des matériaux à indice de réfraction négatifs. Figure tirée de [33].

Ces dernières années, des nouveaux concepts concernant la synthèse et les techniques de fabrication ont permis la construction de structures et de matériaux composés qui imitent des réponses ou des fonctions connues du matériau, ou qui ont de nouvelles qualités et des fonctions physiquement réalisables qui ne peuvent pas être disponibles dans la nature. [33]

## 2.5. Propagation électromagnétique dans un milieu homogène

Pour une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène, on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme :

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (2-1)$$

et

$$\nabla \times H = -\frac{\partial D}{\partial t} \quad (2-2)$$

Avec :

$$B = \mu H \quad (2-3)$$

$$D = \epsilon E \quad (2-4)$$

$E$  représente le champ électrique,  $H$  le champ magnétique,  $B$  l'induction magnétique et  $D$  l'induction électrique,  $\mu$  la perméabilité magnétique,  $\epsilon$  la permittivité électrique avec :

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (2-5)$$

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (2-6)$$

$\epsilon_r$  et  $\mu_r$  représentent respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du milieu de propagation,  $\epsilon_0$  et  $\mu_0$  représentent respectivement la permittivité et la perméabilité du vide.

Pour une onde plane qui se propage selon la direction  $z$ , un caractère ondulatoire ( $e^{j\omega t}$ ) et propagatif ( $e^{-\gamma z}$ ) sont associés aux champs électromagnétiques  $E$  et  $H$ . L'équation de propagation s'écrit alors :

$$E = E_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (2-7)$$

$$H = H_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (2-8)$$

La variation des champs  $E$  et  $H$  étant liée par les équations de Maxwell, l'onde est représentée fréquemment par un seul de ses champs : en général le champ électrique dans un but de simplification.

$E_0$  représente l'amplitude du champ électrique,  $\omega$  la pulsation qui est définie par :

$$\omega = 2\pi f \quad (2-9)$$

Avec  $f$  la fréquence.

Dans l'équation de propagation (1.4),  $\gamma$  est appelée la constante de propagation, elle est définie par :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2-10)$$

Avec  $\alpha$  l'atténuation,  $\beta$  la constante de phase.

Selon la forme de la constante de propagation  $\gamma$  on définit trois cas :

La valeur de  $\gamma$  est purement réelle :  $\gamma = \alpha$  l'onde électromagnétique est évanescence, elle décroît exponentiellement lors de sa propagation[32].

La valeur de  $\gamma$  est purement imaginaire :  $\gamma = j\beta$ , l'onde électromagnétique est propagative.

La valeur de  $\gamma$  est complexe :  $\gamma = \alpha + j\beta$ , l'onde électromagnétique est propagative avec un terme de pertes.

Si on considère l'onde qui se propage sans pertes, on peut écrire les équations (2-7) et (2-8) :

$$E = E_0 e^{j\omega t} e^{-jKz} \quad (2-11)$$

$$H = H_0 e^{j\omega t} e^{-jKz} \quad (2-12)$$

Avec  $k$  le nombre d'onde, sachant que dans l'hypothèse d'une propagation TEM ( $\beta = K$ ):

A partir des équations(2.1), (2.2), (2-3), (2-4), (2-7) et (2.8), on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme:

$$K \times E = \omega \mu H \quad (2-13)$$

$$k \times H = -\omega \varepsilon E \quad (2-14)$$

## 2.6. Classification des matériaux

Les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques diffèrent suivant le milieu, comme l'illustre la (figure 2-4), cette classification est basée sur les différentes valeurs de la permittivité  $\varepsilon$  et de la perméabilité  $\mu$ .

**Zone I :** les valeurs de la permittivité et la perméabilité sont positives, par conséquence le vecteur d'onde  $k$  est un nombre réel. On parle dans ce cas de milieu main droite dans la mesure où la propagation peut être décrite par le trièdre direct avec les vecteurs champs électrique et magnétique et le vecteur d'onde. : L'onde se propage selon les  $Z$  croissants (direction de propagation) et aussi selon  $Z$ , se propage la puissance active. En plus les vitesses de phase et de groupe ont le même sens. Les matériaux diélectriques électromagnétiques font partie de cette catégorie.

**Zone II :** représente la situation où la permittivité effective est négative, par conséquence le vecteur d'onde est une valeur imaginaire et l'onde électromagnétique ne se propage pas(onde évanescence). On est dans les structures à plasma à l'état gazeux et solide Le matériau est opaque : L'onde est évanescence suivant  $Z$ . Ces milieux sont appelés des matériaux à permittivité négative (ENG).

**Zone III :** Cette zone contient les matériaux à perméabilité négative (MNG). L'avantage le plus remarquable de la négativité de la perméabilité est l'amplification de l'onde évanescence dans ces milieux, ce qui conduit à un effet de lentille optique parfaite et des systèmes d'imagerie à très haute résolution. Comme le cas précédent, le matériau est opaque, L'onde est évanescence suivant  $Z$  et on est dans les mêmes conditions de puissance du cas précédent.

**Zone IV :** les fonctions de la permittivité et la perméabilité sont simultanément négatives. Le trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  pour ces matériaux suit la règle de la main gauche avec  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont les vecteurs des champs électrique et magnétique. l'indice de réfraction est négatif ( $n < 0$ ) mais la constante de propagation est positive ( $\beta > 0$ ). L'onde se propage selon les  $Z$  décroissants, la puissance active selon les  $Z$  croissants, les vitesses de phase et de groupe sont de sens opposés ( $\beta \cdot P < 0$ ) [34].

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

Les trois premières configurations ne sont pas nouvelles.

En effet la zone (+,+) où les milieux sont doublement positifs (DPS) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite (MMD), comme par exemple les matériaux diélectriques isotropes. Les milieux avec une permittivité (ENG, (-,+)) ou une perméabilité (MNG, (+,-)) négative sont aussi connus depuis longtemps dans l'électromagnétisme. Le modèle de Drude-Lorentz qui s'applique à la plupart des matériaux prévoit les régions au-dessous de la fréquence plasmas où la permittivité est négative.

Les matériaux ferrimagnétiques produisent des régions de perméabilité négative due aux fortes interactions magnétiques dans ces matériaux. Les trois classes de matériaux (DPS, ENG et MNG) peuvent être trouvées dans la nature, par contre les milieux doublement négatifs (DNG, (-,-)) sont inexistant dans la nature mais physiquement ils sont réalisables [33].

### 2.6.1 Matériaux doublement positifs (DPS)

Les matériaux DPS (Double Positive) sont les matériaux qui présentent des paramètres intrinsèques positifs et non nuls

( $\epsilon > 0$  et  $\mu > 0$ ). Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.[38]

### 2.6.2 Matériaux à perméabilité négative (MNG)

Un résonateur en anneaux fendus (RAF) (Split Ring Résonateur (SRR)) présente une perméabilité négative sous certaines conditions (figure 2-6).[35].

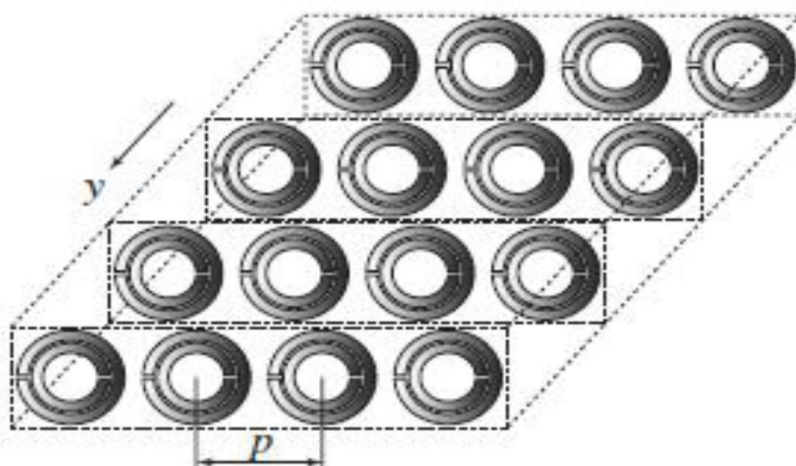


Figure 2-4 : Structure RAF présentant  $\mu$  négative [35].

Lorsqu'un champ d'excitation magnétique  $H$  est parallèle aux surfaces des anneaux ( $H // y$ ), cela entraîne des moments dipolaires magnétiques, ainsi ayant le  $\mu$  effective positif ou négatif. [35]

La perméabilité est donnée par :

$$\mu_{eff} = \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta} \quad (2-15)$$

Où

$F = \pi(a/p)^2$ ,  $a$  : le rayon de petit anneau.

$\omega_{0m}^2$  est une fréquence de résonance magnétique réglée à la gamme des GHz .

$\zeta$  est le facteur d'atténuation dû aux pertes du métal.

La perméabilité est négative lorsque la fréquence d'excitation  $\omega$  est :

$$\omega \in [\omega_{0m}, \omega_{pm}]$$

Tel que  $\omega_{pm}$ , la fréquence magnétique de plasma est :

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-p}} \quad (2-16)$$

### 2.6.3. Matériaux à permittivité négative (ENG)

La structure se compose d'une matrice carrée des fils métalliques parallèles infiniment minces et longs incorporés dans le milieu diélectrique (figure 2-5).

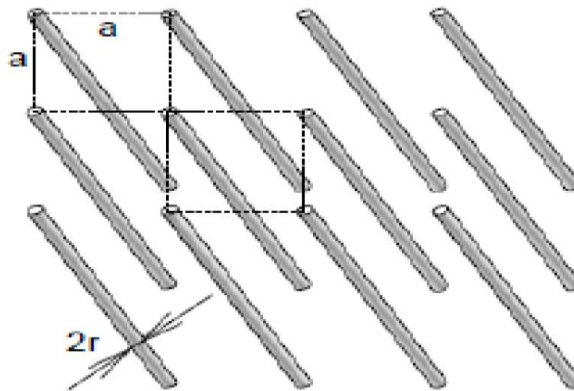


Figure 2-5 : Structure des fils métalliques fins qui donnent  $\epsilon$  négative[35].

Il a été démontré qu'un réseau de fils métalliques dont le champ est parallèle aux fils, présente un comportement passe-haut pour une onde plane.

La permittivité est donnée en fonction de la fréquence de plasma  $\omega_p$  et de la fréquence d'excitation  $\omega$  par :

$$\epsilon_{eff} \approx 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (2-17)$$

Pour la structure donnée sur la figure (2-5), le milieu est dans le vide, la fréquence pour le mode longitudinal de plasma est :

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (2-18)$$

Avec :

a : la longueur d'une unité de cellule.

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

c : la vitesse de la lumière dans le vide.

D'après la relation (2.3), on constate que pour avoir une permittivité négative, il faut que la fréquence du plasma soit supérieure à la fréquence d'excitation (figure 2-6).

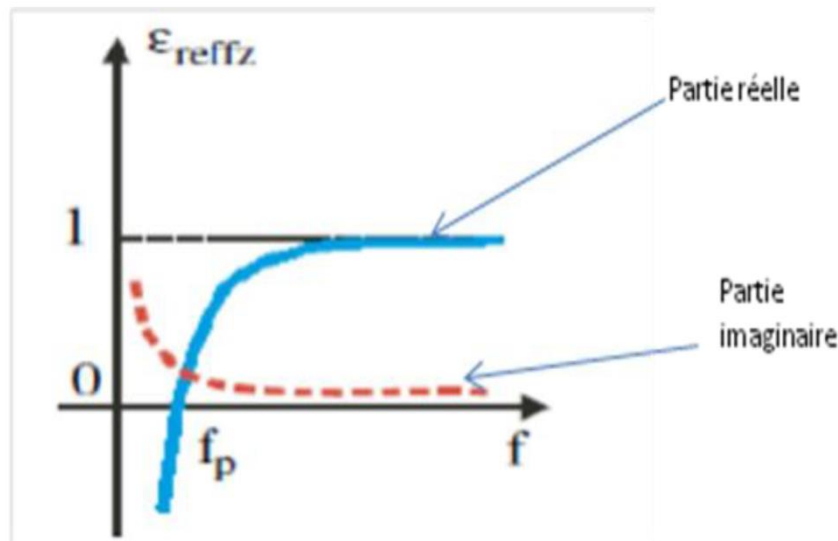


Figure 2-6: La permittivité en fonction de la fréquence [35].

#### 2.6.4 Matériaux doublement négatifs (DNG)

Les matériaux DNG sont les matériaux ayant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives, ces Métamatériaux peuvent être réalisés par des cellules « imbriquées » ou des cellules « combinées ».

Le premier type imbrique deux cellules unitaires basiques :

Une cellule de type MNG, et une cellule de type ENG. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif, comme exemple de ce type, la cellule (SRR+Tige) réalisée par l'équipe de D.R.Smith (Figure 2-9-a) [38]. Cette cellule imbrique deux cellules unitaires basiques : SRR ayant une activité magnétique et le réseau de tiges responsable de l'activité électrique. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif (Figure 2-9-b). Le deuxième type a basé un seul motif

responsable sur une double activité simultanément. Comme exemple, la cellule DNG ayant l'allure de la lettre grec «  $\Omega$  » a été introduite par l'équipe de N.Engeta (Figure 2-8) .

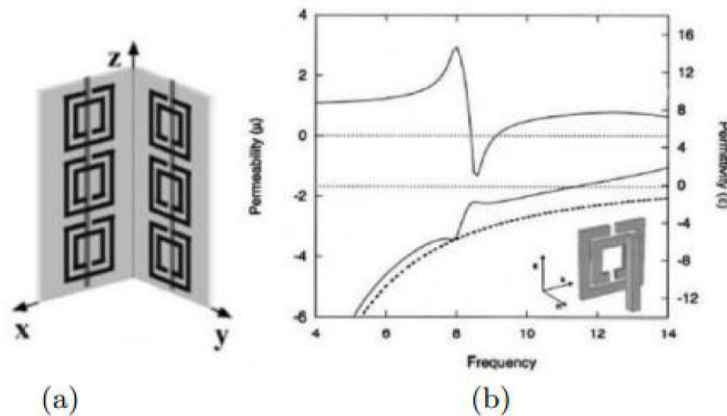


Figure 2-7 : (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige".

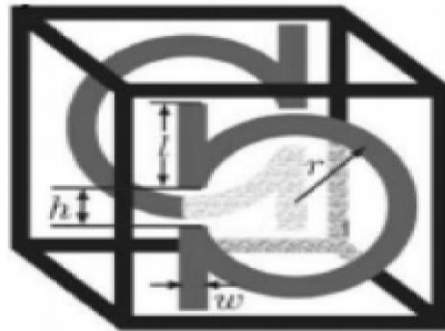


Figure 2-8 : Cellule DNG sous forme de «  $\Omega$  »[38].

## 2.7. Avantages de l'emploi des métamatériaux

Les principaux avantages de ces matériaux artificiels sont la simplicité d'intégration, le faible coût de fabrication et l'efficacité et aussi des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans un système électronique.

Les avantages escomptés de l'emploi des métamatériaux sont :

**La miniaturisation des composants** : composants physiquement petits mais électriquement grands comme par exemple les antennes de taille réduite de 1/10 (au moins) ayant des performances égales ou meilleures que les antennes conventionnelles, ce qui conduit à des réductions d'au moins d'un facteur 5.

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

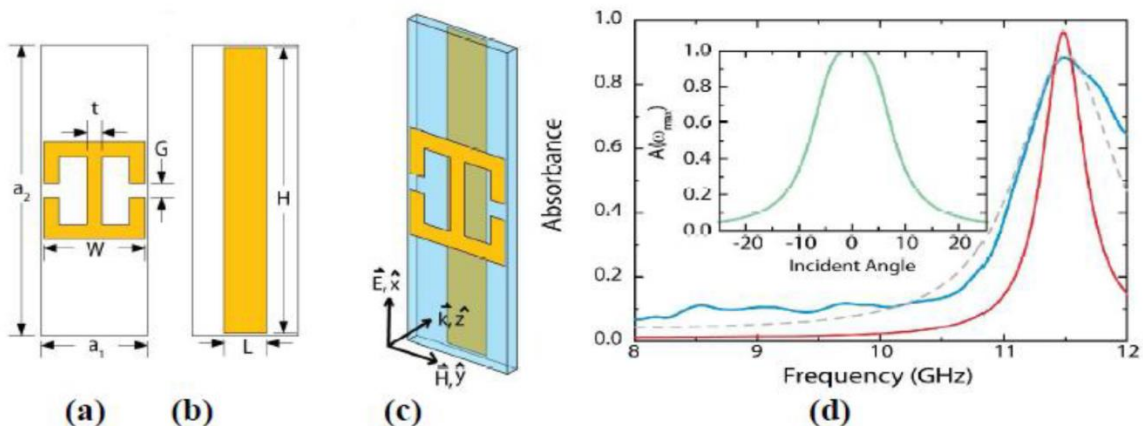
*Une opération multi-bande* ; composants multi-bandes dont les fréquences de fonctionnement peuvent être façonnées pour des applications spécifiques et ne sont pas limitées aux seules fréquences harmoniques multiples[34].

## 2.8. Métamatériaux et leurs applications

Le métamatériau est un domaine de recherche qui revêt une importance et des défis théoriques importants et qui a permis des avancées significatives en théorie. Cependant, le manque d'application est un goulot d'étranglement pour limiter le développement ultérieur des métamatériaux. Il est donc très important de développer et de rechercher les applications significatives dans ce domaine. La partie suivante explique beaucoup plus des applications du métamatériau.

### ➤ Absorbeur métamatériau

Le premier absorbeur à base de métamatériaux de Landy utilise trois couches, deux couches métalliques et une diélectrique et montre une absorptivité simulée de 99% à 11,48 GHz, comme la montre la (figure 2-9). Expérimentalement, Landy a pu atteindre une capacité d'absorption de 88%. La différence entre les résultats simulés et mesurés était due à des erreurs de fabrication [36].



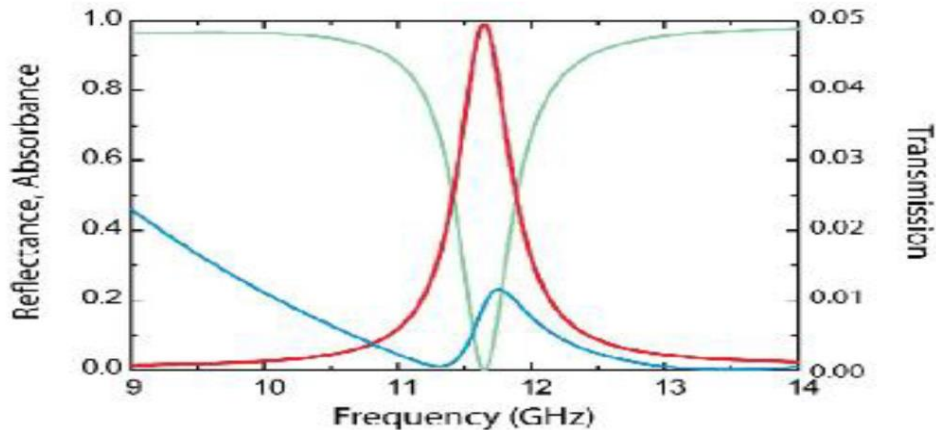


Figure 2-9 : (a), (b) & (c) Schéma de la cellule unitaire avec résonateur (d) Résultats après fabrication (e) Résultats après simulation. [36]

La structure métamatériau donne quelques solutions pour améliorer l'absorbeur traditionnel, car l'épaisseur de l'absorbeur de résonance MTM est beaucoup plus mince que celle de l'absorbeur traditionnel qui a une épaisseur quart de onde à une fréquence destinée, il peut aussi être utilisé pour réduire la forte valeur de la section efficace radar (RCS) provoquée par le plan de masse que l'absorbeur classique utilise. Ainsi que les fabrications des absorbeurs MTM sont simples et peu coûteux [35].

#### ➤ Super-lentil métamatériau

Superlentille utilise métamatériaux pour aller au-delà de la limite de diffraction. Ramakrishna a montré qu'il existe des capacités de résolution qui vont au-delà des microscopes ordinaires. Les matériaux optiques classiques présentent une limite de diffraction car seuls les composants de propagation sont transmis par une source de lumière. Les composants non propagatrices et les ondes évanescentes, ne sont pas transmises. Un moyen d'améliorer la résolution consiste à augmenter l'indice de réfraction, mais il est limité par la disponibilité de matériaux à indice élevé. Le chemin vers la super-lentille est son aptitude à améliorer et à récupérer de manière significative les ondes évanescentes qui transportent des informations à des échelles très petites. Aucune lentille n'est encore capable de reconstituer complètement toutes les ondes évanescentes émises par un objet.

Le futur défi est donc de concevoir une super-lentille pouvant constituer toutes les ondes évanescentes pour obtenir une image parfaite[36].

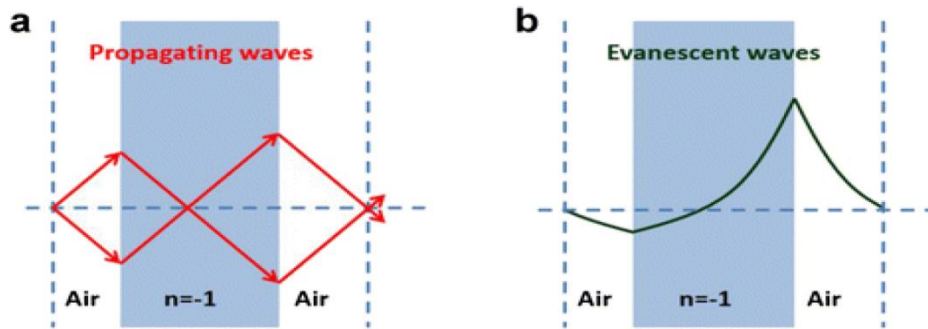


Figure 2-10 : (a) Récupération des ondes propageant, (b) Amplification de l'onde évanescente [36].

Le camouflage peut être obtenu en annulant le champ électrique et magnétique généré par un objet ou en guidant l'onde électromagnétique autour de l'objet (comme montre la figure 2-11). Guider les ondes signifie transformer le système de coordonnées de telle sorte que le champ électromagnétique de la cape creuse soit nul, ce qui fait disparaître la région à l'intérieur de la coque.

La cape d'invisibilité métamatériau basé sur le concept de transformation des coordonnées [36].

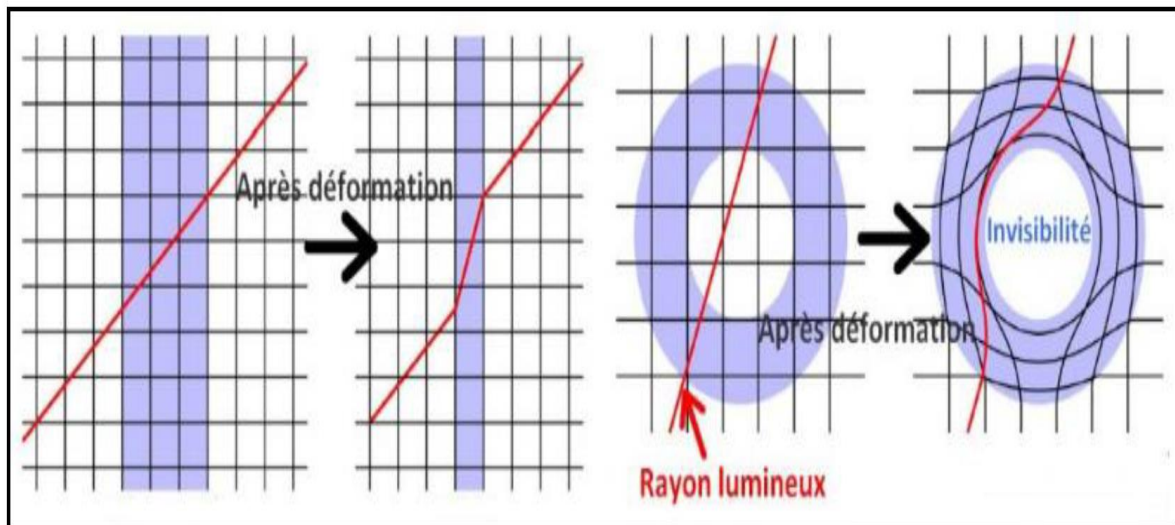


Figure 2-11 : Le rayon lumineux est en rouge et l'objet camouflé est entouré par la zone en bleu [36].

### ➤ Les capteurs métamatériaux

Métamatériaux ouvrent une porte pour concevoir un capteur avec une sensibilité spécifiée. Ils fournissent des outils pour améliorer de manière significative la sensibilité et la résolution des capteurs. Les capteurs en métamatériaux sont utilisés dans le domaine électronique, agriculture et biomédical, etc. En électronique, les capteurs sont basés sur des matériaux résonnants et utilisent la SRR (Split Ring Resonator) pour obtenir une meilleure

sensibilité (voir figure 2-12), dans le domaine biomédical, les capteurs de contrainte sans fil sont largement utilisés, des capteurs de contrainte basés sur des SRR imbriqués [36].

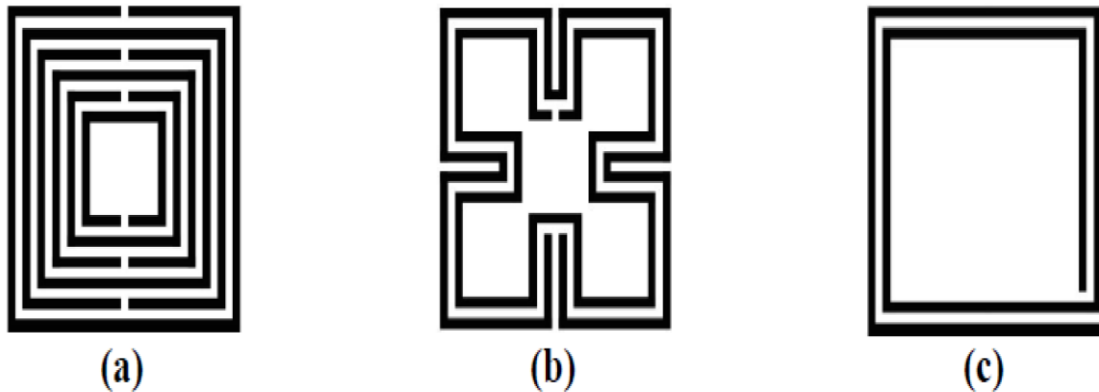


Figure 2-12 : Cellules unitaires de métamatériaux utilisées pour les capteurs (a) multiples résonateurs en anneaux fendus SRR (b)Sierpinski SRR (c) SRR en spirale[36].

#### ➤ Compensateur de phase métamatériau

Le métamatériau joue le rôle de compensateur de phase lorsque la vague d'onde traverse une dalle DPS (double positive) ayant un déphasage positif alors que la dalle DNG a un déphasage opposé, lorsque la sortie d'onde d'une dalle DNG, la différence de phase totale est égale à zéro. Le concept est décrit par Adnan Noor [36].

#### ➤ Cape d'invisibilité

Le but d'une cape d'invisibilité est de rendre invisible un objet ou une personne et comme un métamatériau réagit en induisant un champ magnétique interne dès qu'il est soumis à un champ électromagnétique, il peut modifier la course des rayons lumineux.

En pratique, en déviant suffisamment la lumière pour qu'elle évite complètement une région de l'espace, servira à construire une cape d'invisibilité, les métamatériaux ont permis de réaliser de grands progrès puisqu'ils possèdent un indice de réfraction négatif [35]

La première réalisation concrète d'une cape électromagnétique a eu lieu en 2006 (figure 2-13).

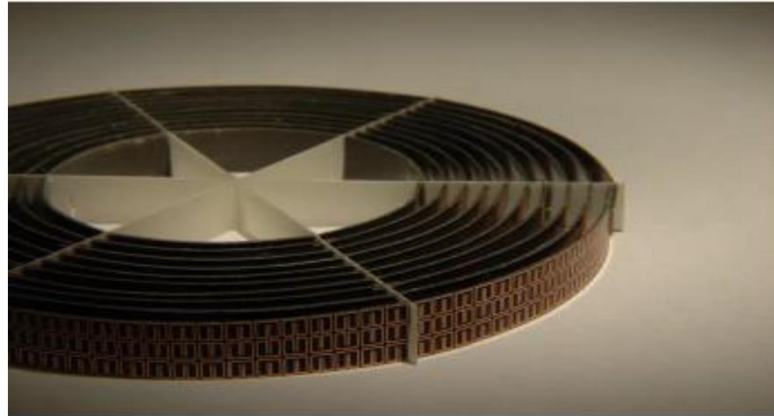


Figure 2-13 : Dispositif expérimental d'une cape d'invisibilité de J.Pendry[35].

### ➤ Défense et sécurité

Les métamatériaux doivent permettre de dépasser, d'une certaine manière, les limites inhérentes aux composants RF et microondes classiques qui sont pilotés par la longueur d'onde d'opération qui déterminent directement les dimensions de ceux-ci.

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

Les métamatériaux peuvent, aussi, être utilisés pour contrôler les ondes térahertz (THz). Beaucoup de matériaux sont transparents aux ondes térahertz. Les substances chimiques formant les ingrédients de base de substances critiques (drogues, explosifs) ont une réponse caractéristique, type empreinte digitale, différente des matériaux transparents. Ces propriétés permettent de penser que l'imagerie THz sera, à terme, un outil pour les applications de diagnostic et de sécurité [34].

## 2.9. Autres applications

Les systèmes radar, antenne métamatériau, les satellites, produits de l'internet des objets (IoT: internet of things) et autres appareils numériques RF et à haute vitesse, applications dans les communications spatiales.

### 2.9.1. Communication

Les revêtements de métamatériaux ont été utilisés pour améliorer le rayonnement et les propriétés correspondantes des antennes dipôles électriques et magnétiques de faible

dimension. Les revêtements de métamatériaux ont été utilisés pour améliorer le rayonnement et les propriétés correspondantes aux antennes de faibles dimensions à dipôles électriques et magnétiques.

Le métamatériau augmente la puissance rayonnée. La plus récente antenne métamatériau émet 95% du signal radio d'entrée à 350 MHz. L'antenne métamatériau expérimentale est aussi petite qu'un cinquième de longueur d'onde. Une antenne patch avec couvercle en métamatériau a une directivité accrue. Une antenne à cornet plat avec une ouverture plate en métamatériau à indice nul a un avantage d'une directivité améliorée. Les métamatériaux à un indice zéro peuvent être utilisés pour obtenir des antennes à haute directivité, parce qu'un signal se propageant dans un métamatériau à indice zéro stimulera une structure de champ statique dans l'espace qui varie dans le temps ; la phase en tout point d'un métamatériau à indice zéro aura la même valeur constante une fois que l'état d'équilibre sera atteint. Le métamatériau peut améliorer le gain et réduire la perte de retour d'une antenne patch. La comparaison d'antennes métamatériau inspirée de forme T est donnée ci-dessous[36].

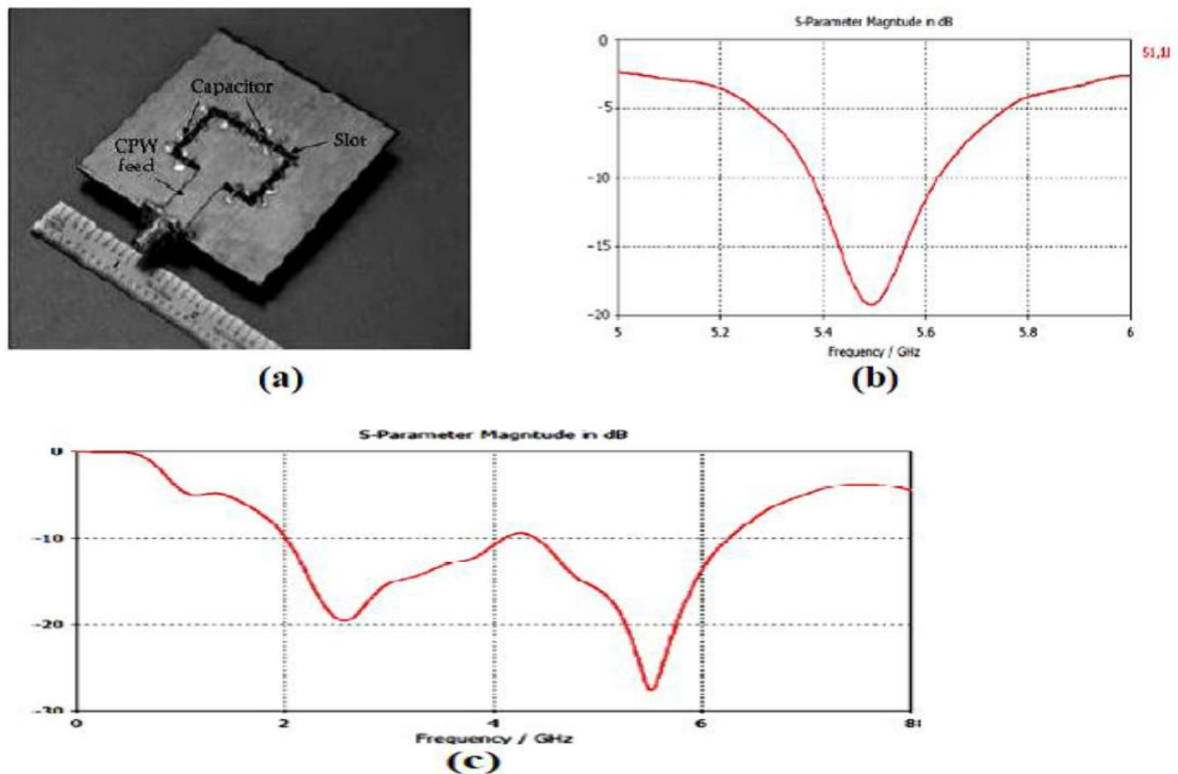


Figure 2-14: (a) Circuit fabriqué de l'antenne à base de CPW, (b) Résultat de la simple antenne patch et (c) Résultat de l'antenne métamatériau[36].

### **2.9.2. Spatial**

Les systèmes de communication par satellite sont demandeurs de composants à taille réduite. Les métamatériaux peuvent fournir des possibilités avec des systèmes d'antennes miniaturisées avec des fonctionnalités augmentées et une réduction des coûts de fabrication.

Des prototypes utilisant des EBG (Electromagnetic Band Gap), existent et sont utilisés. Mais leurs dimensions restent du même ordre de grandeur que les systèmes conventionnels. Les métamatériaux devraient apporter des améliorations[38].

### **2.9.3. Nanotechnologies**

La réalisation de métamatériaux aux fréquences du visible sert dans une grande gamme d'applications de l'optique : systèmes d'imagerie à très haute résolution. Avec le développement des sources large bande térahertz (THz) d'intensité modérée, les signaux térahertz deviennent accessibles pour de nombreuses applications : de la physique de la matière condensée au biomédical, en passant par les techniques de fabrication et autres[34].

## **2.10. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les métamatériaux avec permittivité / perméabilité variables. À l'égard de leurs historique, les propriétés inhabituelles de ces métamatériaux qui ne sont pas disponibles dans la nature, leurs d'avantages et leurs domaines et applications.

***CHAPITRE 3 : CONCEPTION DES  
FILTRES RF  
A BASE DES CELLULES  
CIRCULAIRES***

### 3.1. Introduction

La conception des filtres performants constitue un grand défi dans le domaine des radiofréquences. Nous proposons dans ce chapitre, à réaliser de nouveaux filtres grâce à l'association d'une ligne micro-ruban avec des résonateurs circulaires.

L'objectif de ce travail est l'étude de l'impact des résonateurs utilisés sur les paramètres S du filtre. Pareillement, on utilise des cellules circulaires puis de déduire le comportement fréquentiel des paramètres S.

Dans ce travail on utilise logiciel HFSS pour simulation et logiciel Origin 2017 pour coefficients.

### 3.2. Ligne micro-ruban

Le substrat utilisé pour la simulation est le FR4-Epoxy qui présente une permittivité relative de 4.4 et épaisseur de 15 mm . Les murs électriques sont définis. Aussi, l'excitation de la structure. Les résultats de la simulation donnent les coefficients de réflexion et de transmission S11 et S21.

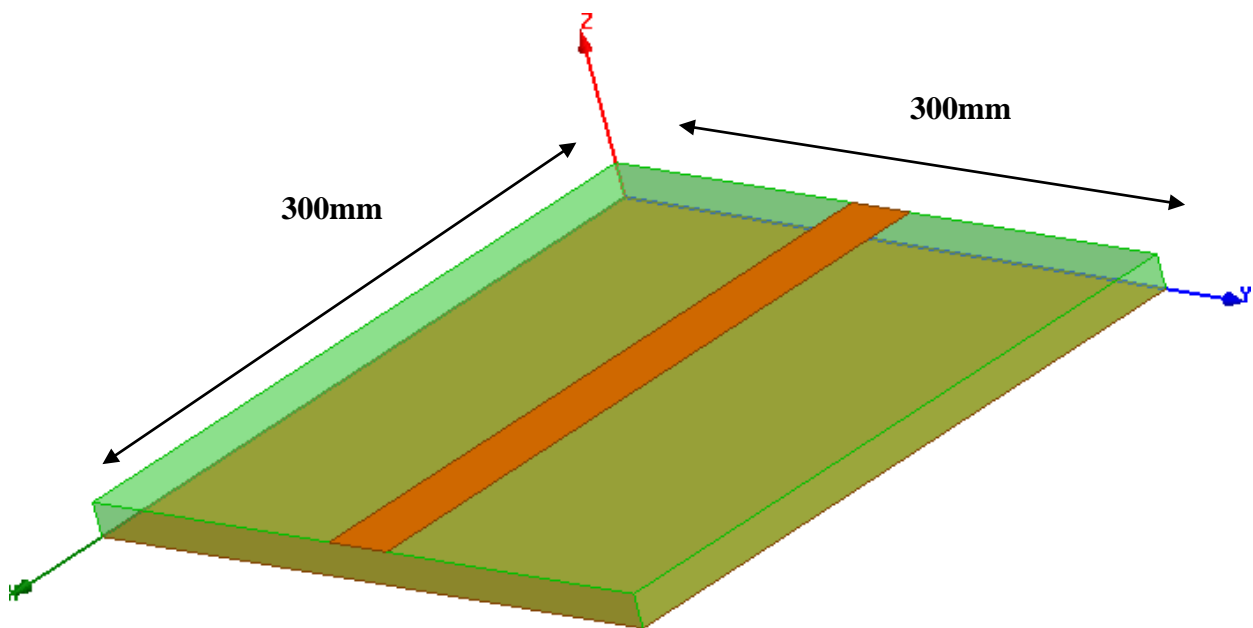


Figure 3-1 : Ligne micro-ruban.

On remarque dans la figure suivante que le coefficient de transmission  $S_{21}$  tend vers 0dB dans l'intervalle de fréquences [1GHz ; 3GHz], avec une bonne réflexion  $S_{11}$  inférieure à -30dB.

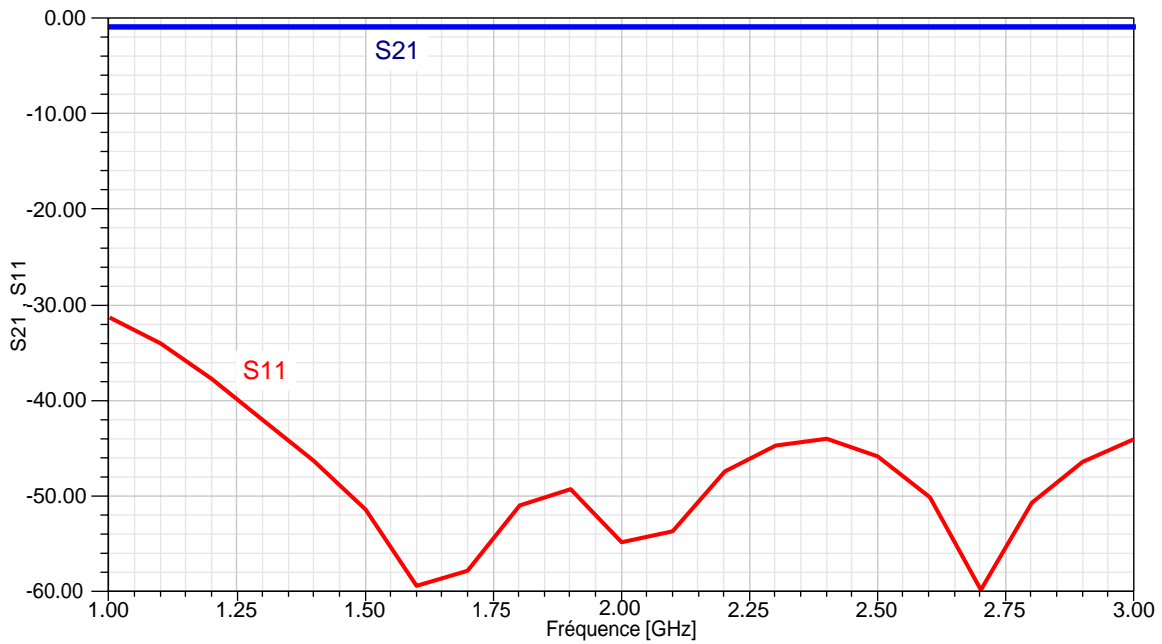


Figure 3-2 : Coefficients de réflexion S11 et transmission S21 en dB.

### 3.3. Résonateurs circulaires

Les résonateurs circulaires (RAF et RAFC) sont dimensionnés pour fonctionner dans la bande [1 GHz; 3 GHz]. Le rayon de l'anneau externe est égal à 15 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 3.3 mm, la largeur de la coupure (fente) des anneaux est de 3.3 mm et l'espacement entre les deux anneaux est 3.3 mm.

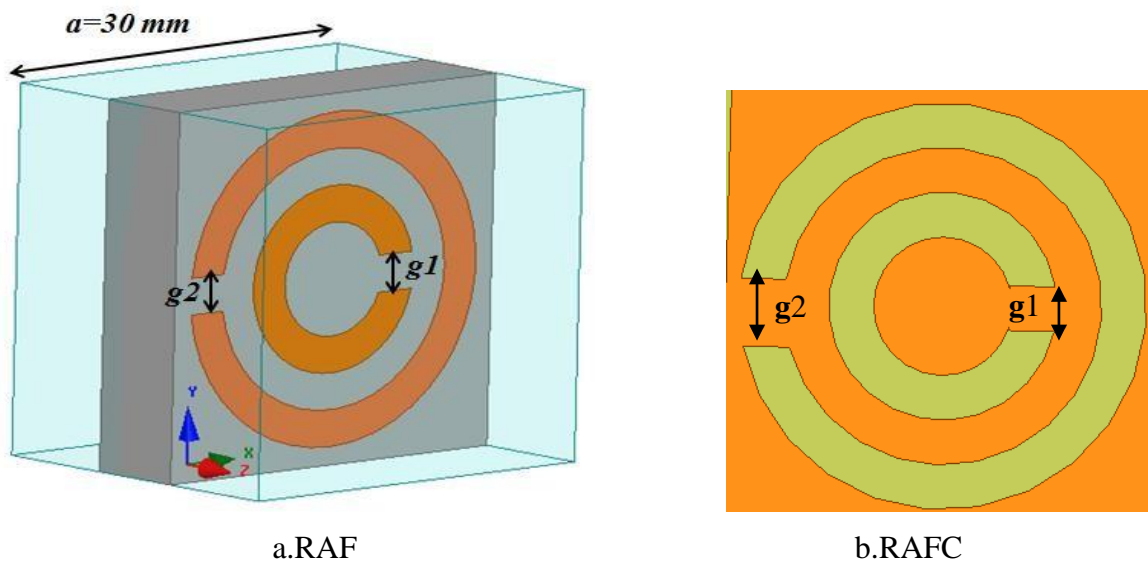


Figure 3-3 : Topologie de la cellule circulaire avec ( $g_1$ , et  $g_2$ ) fentes intérieure et extérieure.

### 3.4. Influence des fentes intérieures sur les paramètres S

La Figure 3-4 présente l'influence de variation des fentes intérieures  $g_1$  sur les paramètres de transmission dans la bande de fréquence [1GHz ; 3GHz]. On remarque un effet d'agilité sur la fréquence  $f_c$  (changement).

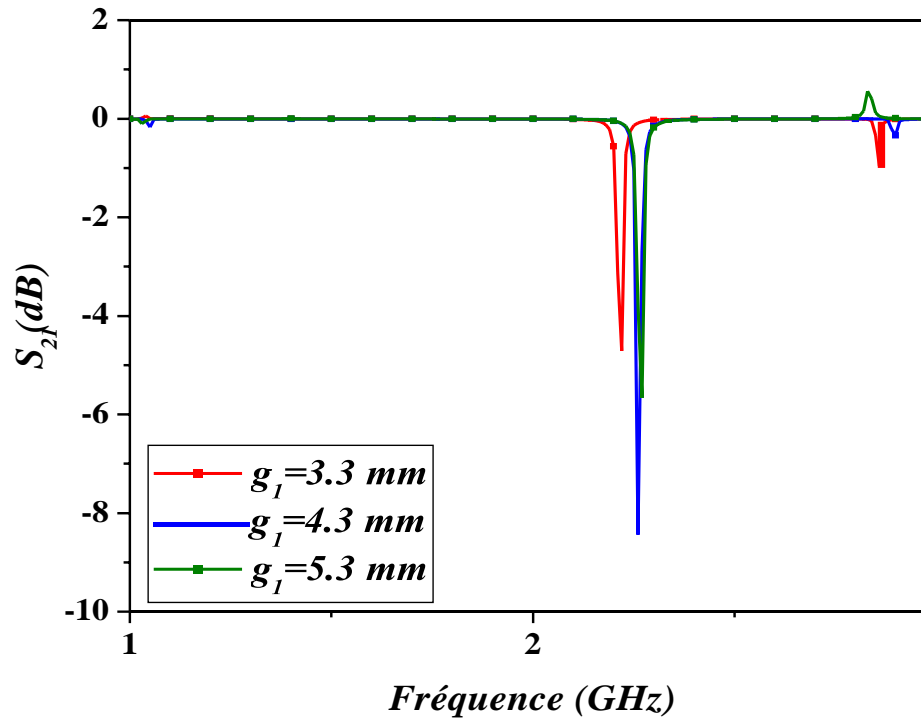


Figure 3-4: Influence des fentes intérieures  $g_1$  sur les paramètres  $S_{21}$

Le Tableau 3.1 donne l'influence de variation des fentes intérieures  $g_1$  sur les paramètres de transmission dans la bande de fréquence [1GHz ; 3GHz] . Une translation de fréquence  $f_c$  est causée par le changement de  $g_1$ .

**Table 3.1** : Paramètre  $S_{21}$  de résonateur pour  $g_2 = 3.3$  mm et  $g_1$  variables

FENTES	Niveau de $S_{21}$ (dB)	Fréquence du pic $S_{21}$ (GHZ)
$g_1=3.3$ mm $g_2=3.3$ mm	-4.71	2.22
$g_1=4.3$ mm $g_2=3.3$ mm	-8.43	2.25
$g_1=5.3$ mm $g_2=3.3$ mm	-5.60	2.26

### 3.5. Influence des fentes extérieures sur les paramètres S

La Figure 3-5 présente l'influence de variation des fentes intérieures  $g_1$  sur les paramètres de transmission dans la bande de fréquence [1GHz ; 3GHz]. On remarque un effet d'agilité de fréquence  $f_c$  (changement).

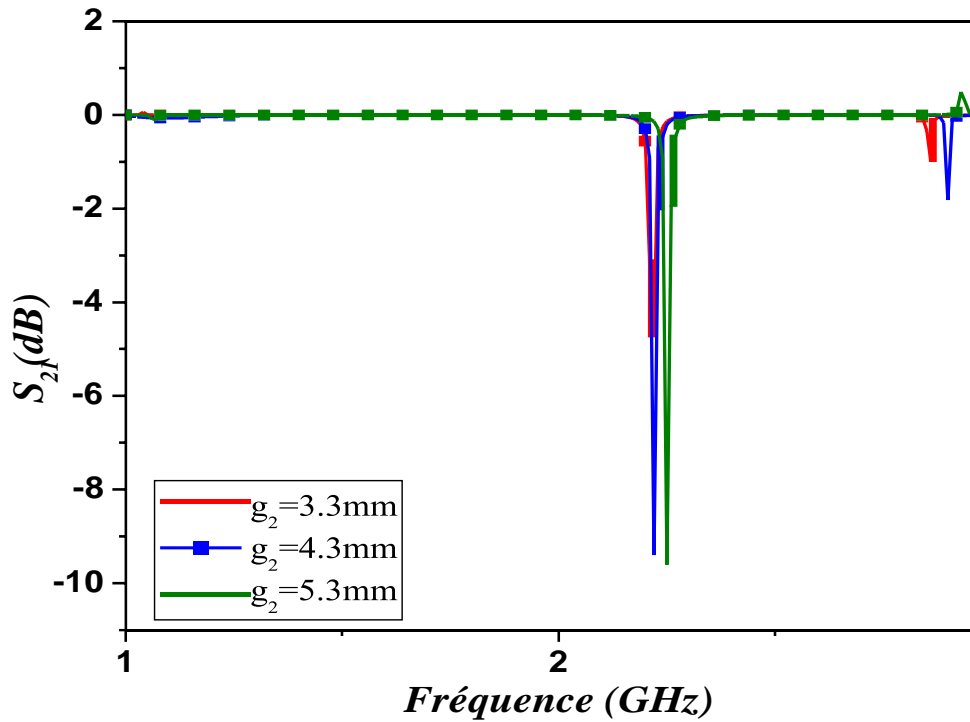


Figure 3-5 : Influence des fentes extérieures  $g_2$  sur les paramètres  $S_{21}$ .

Le Tableau 3.2 donne l'influence de variation des fentes extérieures  $g_2$  sur les paramètres de transmission dans la bande de fréquence [1GHz ; 3GHz] . Une translation de fréquence  $f_c$  est causée par le changement de  $g_2$ .

**Table 3.2** : Paramètre  $S_{21}$  de résonateur pour  $g_1=3.3$  mm et  $g_2$  variables

FENTES	Niveau de $S_{21}$ (dB)	Fréquence du pic $S_{21}$ (GHZ)
$g_1=3.3$ mm $g_2=3.3$ mm	-4.76	2.21
$g_1=3.3$ mm $g_2=4.3$ mm	-9.45	2.21
$g_1=3.3$ mm $g_2=5.3$ mm	-9.57	2.25

### 3.6. Structure globale du filtre avec RAFC

La Figure 3.6 donne la structure d'une ligne micro ruban avec résonateur circulaire.

Les résultats de la simulation donnent les coefficients de réflexion et de transmission  $S_{11}$  et  $S_{21}$ .

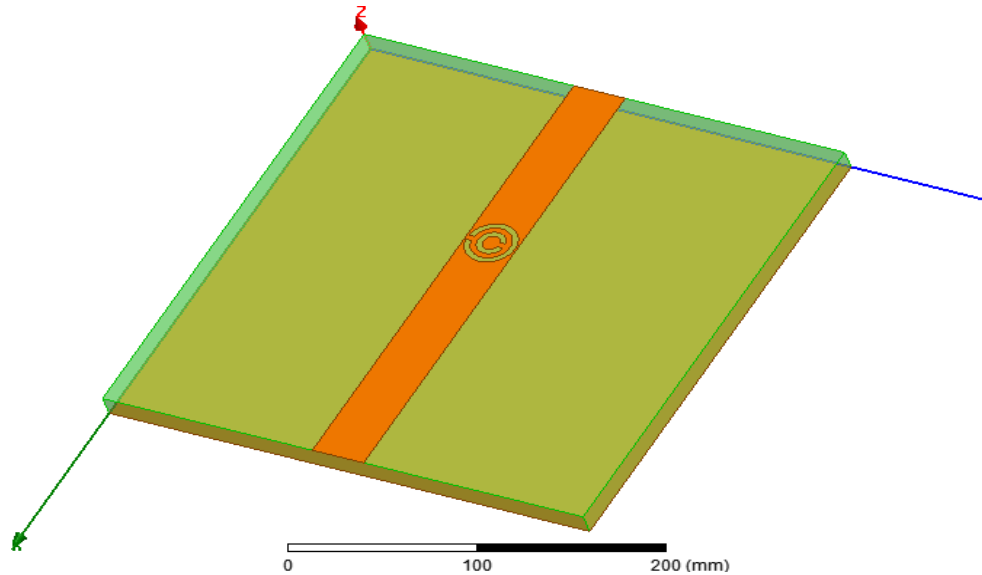


Figure 3.6: Structure de filtre RF avec un résonateur circulaire

### 3.7. Influence des fentes de résonateur sur les paramètres S

On remarque dans la figure suivante 3.7 que le coefficient de transmission  $S_{21}$  est diminué ( $< 0\text{dB}$ ) dans l'intervalle de fréquences [1GHz ; 3GHz], avec une réflexion  $S_{11}$  est inférieure à -10dB. L'ajout d'un résonateur (fentes :  $g_1 = 3.3\text{mm}$   $g_2 = 1\text{mm}$ ) a changé le comportement de filtre de passe tous vers passe bas pour  $f > 3\text{GHz}$

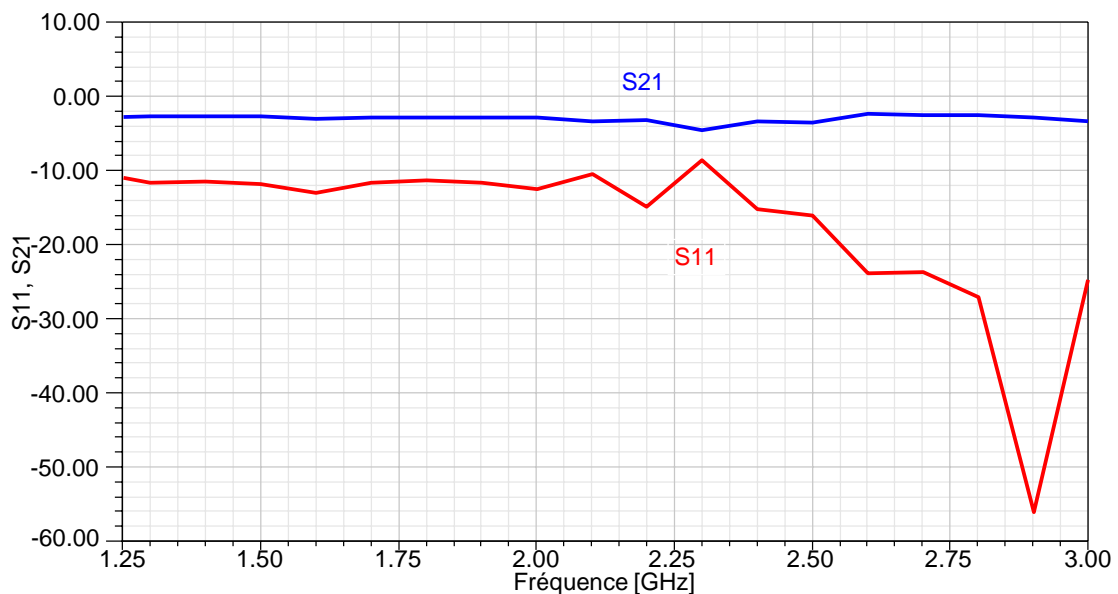


Figure 3-7 : Influence de fente  $g_2$  sur les paramètres S ( $g_1 = 3.3\text{mm}$   $g_2 = 1\text{mm}$ )

Dans la figure 3.8, le coefficient de transmission  $S_{21}$  est diminué ( $< 0\text{dB}$ ) dans l'intervalle de fréquences [1GHz ; 3GHz], avec une réflexion  $S_{11}$  est inférieure à  $-10\text{dB}$  à  $-40\text{dB}$ . L'ajout d'un résonateur (fentes :  $g_1= 3.3\text{mm}$   $g_2=4\text{ mm}$ ) a changé le comportement de filtre de passe tous vers passe bas pour  $f > 2.2\text{GHz}$

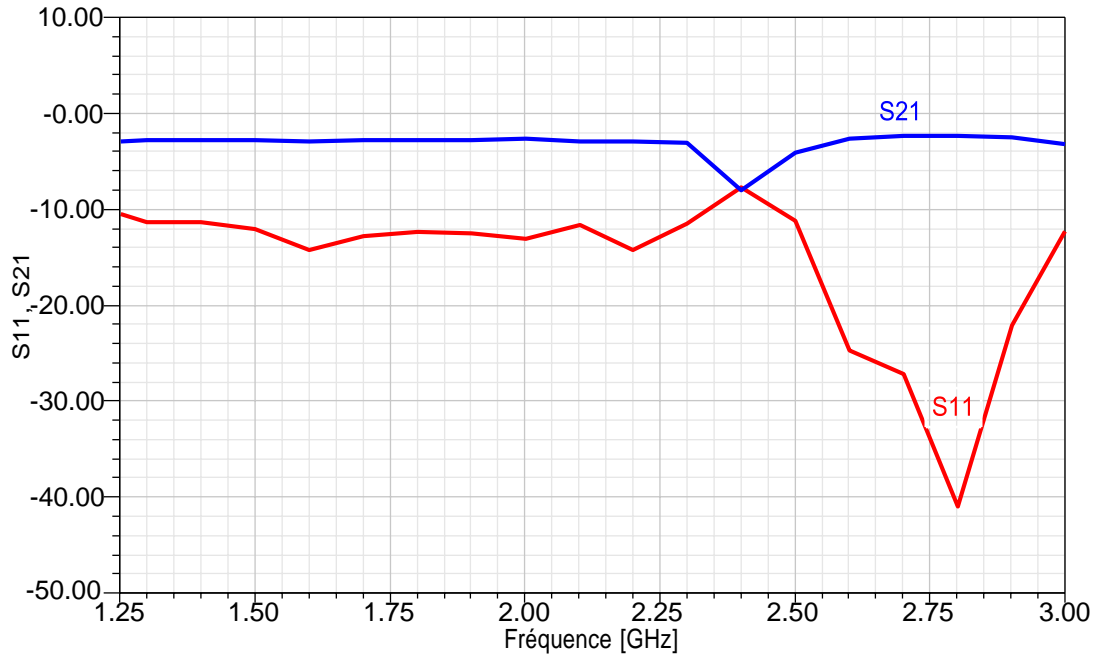


Figure 3-8 : Influence de fente  $g_2$  sur les paramètres  $S$  ( $g_1= 3.3\text{ mm}$   $g_2=4\text{ mm}$ )

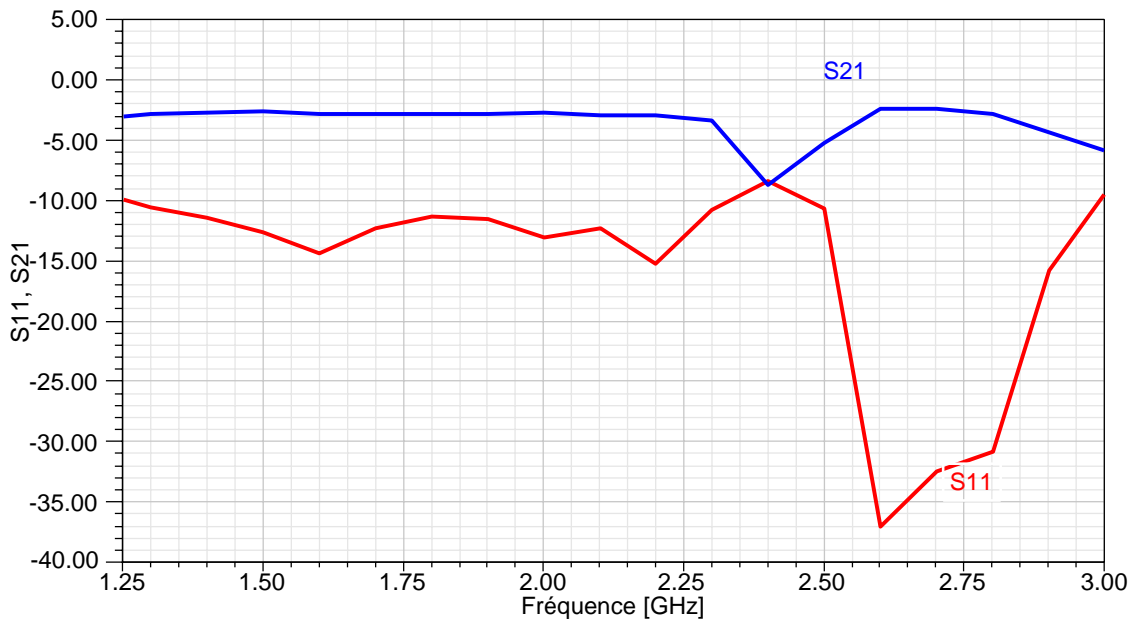


Figure 3-9 : Influence de fente  $g_1$  sur les paramètres  $S$  ( $g_1= 1\text{ mm}$   $g_2=3.3\text{ mm}$ )

On remarque dans la figure précédente 3.9 que le coefficient de transmission  $S_{21}$  est diminué ( $< 0\text{dB}$ ) dans l'intervalle de fréquences [1GHz ; 3GHz], avec une réflexion  $S_{11}$  inférieure à  $-10\text{dB}$ . L'ajout d'un résonateur (fentes :  $g_1= 1\text{mm}$   $g_2=3.3\text{ mm}$ ) a changé le comportement de filtre de passe tous vers passe bas pour  $f > 2.2\text{ GHz}$

Dans la figure 3.10, le coefficient de transmission  $S_{21}$  est diminué ( $< 0\text{dB}$ ) dans l'intervalle de fréquences [1GHz ; 3GHz], avec une réflexion  $S_{11}$  inférieure à  $-10\text{dB}$  à  $-25\text{dB}$ .

L'ajout d'un résonateur (fentes :  $g_1= 2\text{mm}$  ,  $g_2=3.3\text{ mm}$ ) a changé légèrement le comportement de filtre .

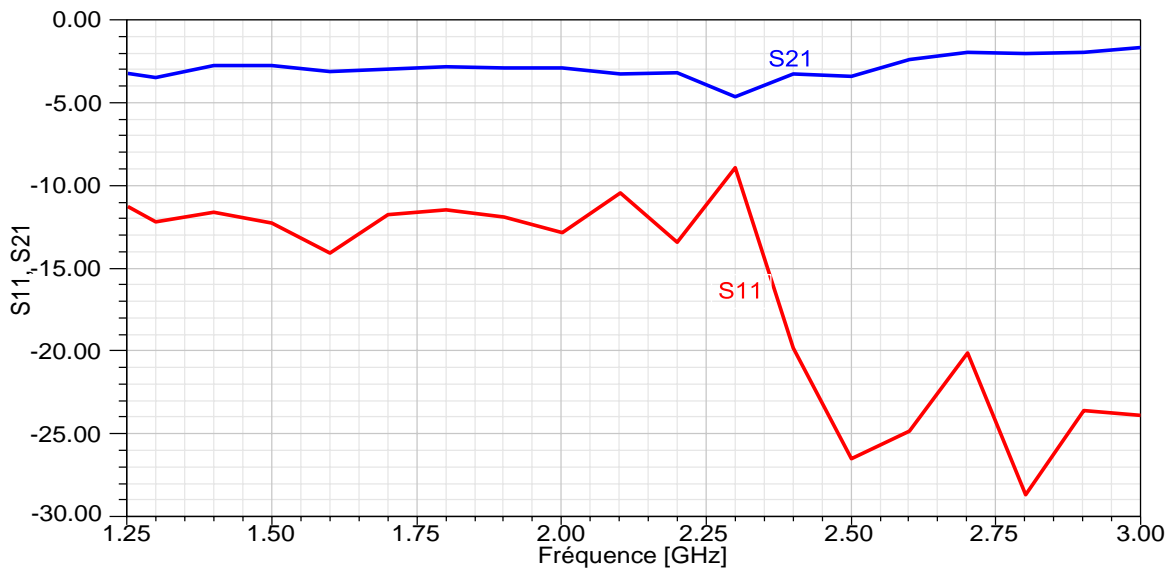


Figure 3-10 : Influence de fente  $g_1$  sur les paramètres S ( $g_1= 2\text{ mm}$   $g_2=3.3\text{ mm}$ )

L'augmentation de fente  $g_1$  donne une bonne réflexion Figure 3-11,  $S_{11}$  est inférieure à  $-12.5\text{dB}$

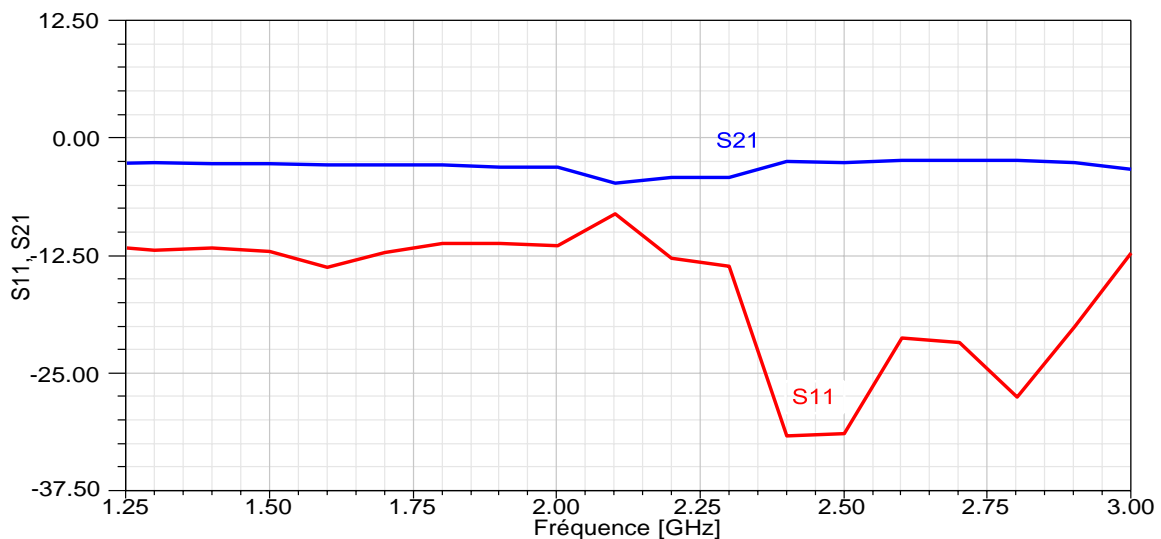


Figure 3-11 : Influence de fente  $g_1$  sur les paramètres S ( $g_1= 4\text{ mm}$   $g_2=3.3\text{ mm}$ )

### **3.8. Conclusion**

On a gravé sur le ruban central de filtre passe tous résonateur circulaire (RAFC).

Les résultats de simulation obtenus confirment un comportement d'un filtre radio fréquences (< 3GHz) passe bas.

Également, les valeurs des fentes des résonateurs circulaires  $g_1$  et  $g_2$  changent la bande passante et les allures des paramètres S.

# ***CONCLUSION GENRTALE***

## CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous avons simulé plusieurs filtres avec des résonateurs circulaires ayant des fentes intérieures et extérieures variables. Ensuite nous avons tracé les coefficients de transmission et de réflexion pour étudier le comportement fréquentiel de ces filtres (ligne micro-ruban chargée par résonateurs circulaires).

Pareillement, nous avons étudié le changement des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  selon plusieurs cas (modification des fentes intérieures et extérieures :  $g_1$  et  $g_2$ ).

Les résultats de simulation obtenus confirment le changement du comportement fréquentiel des filtres (structures chargées par des résonateurs circulaires).

Également, les courbes obtenues traduisent bien les comportements fréquentsiels en termes des coefficients de transmission et de réflexion .

Pareillement, d'après ces résultats, nous concluons que la conception des nouveaux filtres radiofréquences sera réalisable en changeant les fentes des résonateurs circulaires.

Les perspectives de ce travail, seront d'étudier la possibilité de modéliser et de réaliser ces structures planaires ajustables en fréquences, contrôlables et reconfigurables.

# ***Bibliographie***

## Bibliographie

- [1].GELE5223 Chapitre 1 : propagation Gabriel Cormier chapitre 1.
- [2]. M.Ali.BOUJEMAA , Conception et réalisation de micro-résonateurs piézoélectriques sur substrat Silicium sur isolant,2016.
- [3]. P. Hartemann and E.Dieulesaint, “Acoustic-surface-wave filters,” *Electron. Lett.*, vol. 5, no. 25, 1969.
- [4]. P. V. Wright, “A review of SAW resonator filter technology,” in *Ultrasonics Symposium*, 1992. Proceedings., IEEE 1992, 1992, pp. 29–38 vol.1.
- [5]. O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, “Development of low-loss band-pass filters using SAW resonators for portable telephones,” in *Ultrasonics Symposium*, 1992. Proceedings, IEEE 1992, 1992, pp. 111–115 vol.1
- [6]. E. A. Ash, “Surface Wave Grating Reflectors and Resonators,” in *Microwave Symposium, G-MTT 1970 International*, 1970, pp. 385–386.
- [7]. Y. Taguchi, S. I. Seki, K. Onishi, and K. Eda, “A new balanced-unbalanced type RF-band SAW filter,” in *Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International*, 1996, vol. 2, pp. 417–420 vol.2.
- [8]. Yoshio Satoh, Osamu Ikata, and Tsutomu Miyashita, “RF SAW Filters,” 2-3-12 Shin-Yokohama, Yokohama-shi, 222-0033, Japan.
- [9]. M.Chatras "Filtre micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales", Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique de l'Univesité de Limoges, n° d'ordre 72-2003, Décembre 2003.
- [10]. S.Seghier, ‘ Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications’ Thèse de doctorat en telecommunications de l’Univesité de Telemcen , Janv 2013.
- [11]. J.S.Hong , ‘Microstrip Filters for RF/Microwave Applications’ , John Wiley and Sons . New York, 2nd\_Edition 2011
- [12]. P.F.Combes "Micro-ondes : Lignes, guides et cavités ", Dunod, Paris, 1996.
- [13]. D.M.Pozar, ‘ Microwave Engineering ‘ Third Edition, John Wiley and Sons 2005.
- [14]. Y. Satoh, T. Nishihara, O. Ikata, M. Ueda, and H. Ohomori, “SAW duplexer metallizations for high power durability,” in, *1998 IEEE Ultrasonics Symposium, 1998. Proceedings*, 1998, vol. 1, pp. 17–26 vol.1.

- [15]. K. M. Lakin and J. S. Wang, "UHF Composite Bulk Wave Resonators," in *1980 Ultrasonics Symposium*, 1980, pp. 834–837.
- [16]. K. M. Lakin, J. S. Wang, G. R. Kline, A. R. Landin, Y. Y. Chen, and J. D. Hunt, "Thin Film Resonators and Filters," in *1982 Ultrasonics Symposium*, 1982.
- [17]. G. J. Coussot, "Bulk Wave Resonator for the 100-300 MHz Frequency Range," in *1974 Ultrasonics Symposium*, 1974.
- [18]. T. W. Grudkowski, J. F. Black, T. M. Reeder, D. E. Cullen, and R. A. Wagner, "Fundamental Mode VHF/UHF Bulk Acoustic Wave Resonators and Filters on Silicon," in *1980 Ultrasonics Symposium*.
- [19]. K. Nakamura, H. Sasaki, and H. Shimizu, "ZnO/SiO<sub>2</sub>-diaphragm composite resonator on a silicon wafer," *Electron. Lett.*, vol. 17, no. 14, pp. 507–509, Jul. 1981.
- [20]. G. R. Kline and K. M. Lakin, "1.0-GHz thin-film bulk acoustic wave resonators on GaAs," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 43, no. 8, pp. 750–751, Oct. 1983.
- [21]. K. M. Lakin, K. T. McCarron, and R. E. Rose, "Solidly mounted resonators and filters," in *1995 IEEE Ultrasonics Symposium, 1995. Proceedings*, 1995, vol. 2, pp. 905–908 vol.2.
- [22]. W. E. Newell, "Face-mounted piezoelectric resonators," *Proc. IEEE*, vol. 53, no. 6, pp. 575–581, Jun. 1965.
- [23]. E. S. Ferre-Pikal, M. C. D. Aramburo, F. L. Walls, and K. M. Lakin, "1/f frequency noise of 2-GHz high-Q thin-film sapphire resonators," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 48, no. 2, pp. 506–510, Mar. 2001.
- [24]. H. Yu, C. Y. Lee, W. Pang, H. Zhang, A. Brannon, J. Kitching, and E. S. S. Kim, "HBAR-Based 3.6 GHz oscillator with low power consumption and low phase noise," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 56, no. 2, pp. 400–403, Feb. 2009.
- [25]. A.HATHAT, contribution à la conception des filtres micro-ondes en utilisant les techniques d'optimisation chapitre 1 13/01/2019.
- [26]. 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, no. 11, November 1999.
- [27]. M.Oussama : *Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes* | Université de Limoges 2016.
- [28]. M.OUAGAGUE *Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et Reconfigurables* adreddine 2014.

[29]. A.ZERMANE Contribution à l'étude et la faisabilité de micro-résonateurs en structure planaire 2011.

[30]. S.GAMOUH étude des matériaux et leurs applications dans les systèmes microonde 2017.

[31]. N.OUAZIB . Métamatériaux, applications aux filtres 2013.

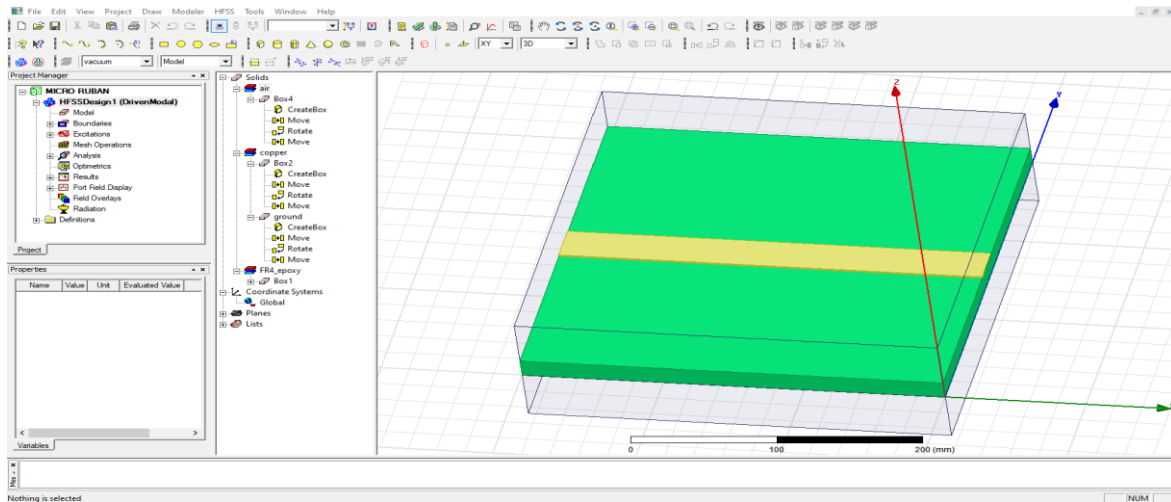
[32]. B.BELKADI étude et conception des filtres hyperfréquence a base de nouveau matériaux 2001.

[33]. S.N.Burokur. Structures périodiques et métamatériaux. Antennes et dispositifs électromagnétique. Sciences de l'ingénieur [physis]. Université Paris-Sud 11, 2013.

[34]. H.Kandouci Contribution à la conception d'un filtre passe bande à base des métamatériaux 2016 .

# ANNEXE

Le logiciel Ansys HF est la référence de l'industrie pour la simulation de champs électromagnétique en haute fréquence (High Frequency Structure Simulator) s'appuie sur des solveurs de pointe basés sur les éléments finis, les équations intégrales et sur les méthodes asymptotiques et hybrides avancées, afin de résoudre un large éventail d'applications micro-ondes, RF et numériques ultra-rapides.



Le logiciel Origin 2017 l'un des principaux éditeurs de logiciels d'analyse de données et de création de graphiques, comprend plusieurs améliorations de facilité d'utilisation telles qu'un menu de tracé remanié avec de grandes icônes pour aider à trouver rapidement le type de graphique; notation de colonne/cellule plus simple pour définir les formules de colonne ; et la boîte de dialogue de démarrage d'Origin Central, qui fournit de nombreux exemples de graphiques et d'analyses, un accès facile aux modèles et projets .

