

**République Algérienne Démocratique Et Populaire**  
**Université Kasdi Merbah Ouargla**  
**Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et**  
**de la Communication**  
**Département d'Electronique et des Télécommunications**



**Mémoire**

**MASTER ACADEMIQUE / PROFESSIONNEL**

**Domaine :** Science et Technologies

**Spécialité :** Systèmes des télécommunications

**Option :** Télécommunication

**Réalisé par :**

OUDDANE Abdellah

GUEMMOULA Khaled

**Sujet :**

**Etude et conception d'un filtre SIW avec perturbation via**

**Devant le jury**

Mme.GAMOUEH Samia	MCB	Président	UKM Ouargla
Mr.BELHEDRI Abdellkarim	MAA	Examineur	UKM Ouargla
Mr.CHENINA Hachemi	MAA	Encadreur	UKM Ouargla

**Année Universitaire 2020/2021**

## *Remerciement*

Tout d'abord, nous tenons à remercier notre superviseur **Mr. CHENINA Hachemi** pour avoir accepté de nous superviser dans cette recherche.

Nous remercions **Madame GAMOUH SAMIA** maitre de conférences classe (B) à l'Université de Ouargla, d'avoir accepté de juger ce travail en présidant le jury, et **monsieur BELHEDRI Abdellkarim** maitre de Assistant classe (A) à l'Université de Ouargla accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

Nous n'oublions pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

Enfin, nos sincères remerciements vont à tous nos frères qui nous ont toujours soutenus et à tous nos amis qui nous ont soutenus par leurs prières en privé et en public lors de la préparation de ce mémorandum. Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les professeurs et enseignants qui nous ont enseigné et qui nous ont aidés avec leurs compétences à poursuivre notre éducation. Enfin, nous remercions tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

# *DEDICACES*

*A nos parents*

*A nos familles*

*A nos ami*

<b>Remerciement</b>	<b>I</b>
<b>Dédicaces</b>	<b>II</b>
<b>sommaire</b>	<b>III</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>VIII</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>IX</b>
<b>Liste des acronymes</b>	<b>XIV</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b><u>CHAPITRE I.</u></b>	<b><u>INTRODUCTION SUR LES FILTRES</u></b>
<b>I.1 Introduction</b>	<b>5</b>
<b>I.2 Principes des filtres</b>	<b>5</b>
<b>I.2.1 Définition</b>	<b>5</b>
<b>I.2.2 Fonction de transfert</b>	<b>6</b>
<b>I.2.3 Diagramme de Bode</b>	<b>7</b>
<b>I.3 Caractéristiques de base</b>	<b>7</b>
<b>I.3.1. Le décibels</b>	<b>7</b>
<b>I.3.2 Bande passante</b>	<b>8</b>
<b>I.3.3 Fréquence de coupure</b>	<b>9</b>
<b>I.3.4 Bande atténuée</b>	<b>9</b>
<b>I.3.5 La fréquence de résonance</b>	<b>9</b>
<b>I.3.6 Pertes d'insertion</b>	<b>10</b>

<b>I.3.7 Facteur de qualité</b>	<b>10</b>
<b>I.4 Classification des filtres Par fonctions</b>	<b>11</b>
<b>I .4.1 Filtre passe-bas</b>	<b>11</b>
<b>I .4.2 Filtre passe-haut</b>	<b>11</b>
<b>I .4.3 Filtre passe bande</b>	<b>12</b>
<b>I .4.4 Filtre coupe-bande</b>	<b>12</b>
<b>I.5 Les filtres passifs à base des composants RC</b>	<b>12</b>
<b>I.5.1 Filtre passe bas passif RC</b>	<b>12</b>
<b>I.5.1.1 Filtre passe bas passif RC nieme ordre</b>	<b>14</b>
<b>I.5.2 Circuit filtre passe haut RC passif</b>	<b>16</b>
<b>I.5.2 .1 Filtre passe-haut du second ordre(Deuxième degré)</b>	<b>18</b>
<b>I.5.3 Filtre passe bande passif</b>	<b>18</b>
<b>I.5.4 Filtre coupe-bande</b>	<b>19</b>
<b>I.6 Les filtres actifs</b>	<b>20</b>
<b>I.6.1 Les avantages des filtres actifs</b>	<b>20</b>
<b>I.6.2 Les inconvénients des filtres actifs</b>	<b>21</b>
<b>I.6.3 Type des filtres actifs</b>	<b>21</b>
<b>I.6.3.1 Filtre actif passe bas</b>	<b>21</b>
<b>I.6.3.2 Le filtre actif passe haut</b>	<b>22</b>
<b>I.6.3.3 Filtres actifs passe bande</b>	<b>22</b>

I.6.3.4 Filtre actif coupe-bande	23
<b>I.7 Filtrage numérique</b>	<b>24</b>
I.7 .1Types de filtres Numérique	24
I.7.2 Comparaison entre IIR et FIR	26
I.7.3 Avantages des filtres numériques	26
I.7.4 Inconvénients des filtres numériques	27
I.7.5 Étapes de conception du filtre	27
I.7.6 Spécification des exigences en matière de filtre	27
<b>I.8 Domaine utilisations des filtres</b>	<b>28</b>
<b>I.9 Conclusion</b>	<b>29</b>
<b><u>CHAPITRE II .</u></b>	<b><u>LA TECHNOLOGIE SIW</u></b>
<b>II.1. Introduction</b>	<b>30</b>
<b>II.2. Technologie des guides d'ondes</b>	<b>30</b>
<b>II.3. Les types de guide d'onde</b>	<b>31</b>
<b>II.3.1 Guides d'ondes rectangulaires</b>	<b>31</b>
<b>II.3.1.1 Equations de propagation</b>	<b>32</b>
<b>II.3.1.2 Propagation des modes TE</b>	<b>33</b>
<b>II.3.1.3 Propagation des modes TM</b>	<b>34</b>
<b>II.3.1.4 Les modes de propagation et fréquence de coupure</b>	<b>35</b>
<b>II.3.1.5 Fréquence de coupure d'un guide d'ondes rectangulaire</b>	<b>35</b>
<b>II.3.1.6 Lignes de champs</b>	<b>36</b>

<b>II.3.2 Guides d'ondes circulaires</b>	<b>36</b>
<b>II.3.2.1 Guide d'ondes rectangulaire préféré aux guides d'ondes circulaires</b>	<b>37</b>
<b>II.3.2.2 Guides d'ondes circulaires préférés aux guides d'onde rectangulaires</b>	<b>37</b>
<b>II.3.3 Guides d'ondes elliptiques</b>	<b>38</b>
<b>II.4 Technologies planaires</b>	<b>38</b>
<b>II.4.1 Ligne micro-ruban</b>	<b>38</b>
<b>II.4.2 ligne coplanaire</b>	<b>39</b>
<b>II.4.3 La technologie tri-plaque</b>	<b>40</b>
<b>II .5 La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW</b>	<b>41</b>
<b>II.5.1 Guide d'onde intégré au substrat(SIW)</b>	<b>41</b>
<b>II.5.2 Les avantages de la technologie SIW</b>	<b>42</b>
<b>II .5.3 Les règles de conception</b>	<b>42</b>
<b>II .6 Transition des lignes micro-rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat</b>	<b>44</b>
<b>II .7 Impédance caractéristique</b>	<b>45</b>
<b>II .8 Implémentation de la technologie SIW</b>	<b>48</b>
<b>II .8.1 Circuits passifs en SIW</b>	<b>48</b>
<b>II .8.2 Circuits actifs en SIW</b>	<b>49</b>
<b>II .9 Matrice [S] du quadripôle</b>	<b>49</b>



# Liste des tableaux

## Liste des tableaux

### CHAPITRE I. Introduction sur les filtres

**Tableau I.1 :** Comparaison entre IIR et FIR 26

### CHAPITRE III. Présentation des résultats de simulations

**Tableau III. 1:** Paramètres géométrique du guide SIW 53

**Tableau III. 2:** Paramètres géométrique du filtre SIW 55

**Tableau III. 3.** Résumé des résultats de la simulation pour différentes valeurs de  $v_d$ . 56

**Tableau III. 4.** Variations des Coefficients de réflexion S11 et fréquence de coupure pour différentes valeurs de  $\mathbf{ar}$ . 57

**Tableau III. 5.** Synthèse des résultats des courbes pour x positif 72

**Tableau III. 6** Paramètres géométrique du guide SIW 72

# Liste des figures

## Liste des figures

### CHAPITRE I.

### INTRODUCTION SUR LES FILTRES

<b>Figure I.1:</b> Filtre représentatif à quadripôle	06
<b>Figure I.2:</b> Échelle linéaire	07
<b>Figure I.3:</b> Échelle logarithmique On représente le module en décibel en ordonnée et la fréquence en abscisse.	08
<b>Figure I.4:</b> Bande passante	09
<b>Figure I.5 :</b> Fréquence de coupure et Bande atténuée	09
<b>Figure I.6:</b> Filtre passe-bas	11
<b>Figure I.7 :</b> Filtre passe haut	11
<b>Figure I.8 :</b> Filtre passe bande	12
<b>Figure I.9 :</b> Filtre coupe-bande	12
<b>Figure I.10 :</b> Circuit du filtre passe bas passif RC	13
<b>Figure I.11 :</b> Réponse des filtres passe bas passif	14
<b>Figure I.12:</b> Filtre passe bas passif RC second ordre (Deuxième degré)	15
<b>Figure I.13</b> Diagramme de Bode filtre passe bas passif RC second ordre (Deuxième degré)	16
<b>Figure I.14 :</b> Circuit filtre passe RC haut passif	16
<b>Figure I.15 :</b> Diagramme de Bode filtre passe haut passif	17
<b>Figure I.16 :</b> Filtre passe-haut du second ordre	18
<b>Figure I.17 :</b> Diagramme de Bode Filtre passe-haut du second ordre	18
<b>Figure I.18:</b> Circuit filtre passe bande passif	19
<b>Figure I.19 :</b> Diagramme de Bode filtre passe bande passif	19
<b>Figure I.20 :</b> Filtre coupe-bande	20
<b>Figure I.21:</b> Diagramme de Bode Filtre coupe-bande	20
<b>Figure I.22 :</b> Circuit d'un filtre passe-bas	21

## Liste des figures

<b>Figure I.23</b> : Réponse en fréquence du filtre passe-bas	21
<b>Figure I.24</b> : Filtre actif passe haut	22
<b>Figure I.25</b> : Réponse en fréquence du filtre passe-haut	22
<b>Figure I.26</b> : Circuit d'un Filtre actif passe-bande	23
<b>Figure I.27</b> : Réponse en fréquence d'un filtre actif passe-bande.	23
<b>Figure I.28</b> : Circuit d'un filtre coupe-bande	23
<b>Figure I.29</b> : Réponse en fréquence du filtre coupe-bande active	24
<b>Figure I.30</b> : Représentation sous forme de fonction de transfert en Z.	24
<b>Figure I.31</b> : Une représentation conceptuelle d'un filtre numérique	25
<b>Figure I.32</b> : Schéma de tolérance pour un filtre passe-bas	28
<b>CHAPITRE II.</b>	<b>LA TECHNOLOGIE SIW</b>
<b>Figure II.1</b> : Guide d'onde rectangulaire	31
<b>Figure II.2</b> : Lignes de champ du mode $TE_{10}$ dans un guide rectangulaire	36
<b>Figure II.3</b> : Lignes de champ du mode $TM_{11}$ dans un guide rectangulaire	36
<b>Figure II.4</b> : Guides d'ondes circulaires	37
<b>Figure II.5</b> : Guides d'ondes elliptiques	38
<b>Figure II.6.</b> : Ligne micro-ruban	39
<b>Figure II.7</b> : Ligne coplanaire	39
<b>Figure II.8</b> : Vue tridimensionnelle d'une ligne Tri-plaques	40
<b>figure II.9</b> : Illustre les lignes de champs électriques et magnétiques d'une ligne tri-plaques	40
<b>Figure II.10</b> : Ligne micro-ruban	41
<b>Figure II.11</b> : Topologie d'un guide	41
<b>Figure II.12</b> : Structure de guide d'onde intégré au substrat	43

## Liste des figures

<b>Figure II.13 :</b> Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat avec configurations SIW	44
<b>Figure II.14 :</b> Transition d'un SIW vers une ligne micro ruban	45
<b>Figure II.15 :</b> Lignes de champs (a) guide d'onde rectangulaire (b) une ligne micro ruban	45
<b>Figure II.16 :</b> Paramètre géométrique de la transition	46
<b>Figure II.17 :</b> Exemples des circuits passifs SIW, <b>a)</b> Filtre passe-bande SIW , <b>b)</b> Coupleur SIW , <b>c)</b> Guide rectangulaire SIW , <b>d)</b> Duplexeur SIW	47
<b>Figure II.18 :</b> Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW	49
<b>Figure II.19 :</b> Représentation du filtre par un quadripôle	49
<b>Figure II.20 :</b> Graphe de fluence d'un quadripôle	50

## CHAPITRE III.

## Présentation des résultats de simulation

<b>Figure III. 1:</b> Structure du guide SIW (A) vue en perspective,(B) vue coté	54
<b>Figure III.2:</b> Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW dans la bande [0-14] GHz.	54
<b>Figure III.3:</b> Coefficients de transmission et de réflexion du filter SIW dans la bande [0-14] GHz.	55
<b>Figure III.4:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour différentes valeurs de $v_d$ dans la bande [0-14] GHz.	56
<b>Figure III.5:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour différentes valeurs de "ar" dans la bande [0-14] GHz.	57
<b>Figure III.6:</b> Guide SIW et leur dimensions	58
<b>Figure III.7:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=0\text{mm}$ , $y_p=4\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	59
<b>Figure III.8:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=0\text{mm}$ , $y_p=12\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	59
<b>Figure III.9:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=0\text{mm}$ , $y_p=20\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	60
<b>Figure III.10:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=0\text{mm}$ , $y_p=28\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	60
<b>Figure III.11:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=4\text{mm}$ , $y_p=4\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	61

## Liste des figures

<b>Figure III.12:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=4\text{mm}$ , $y_p=12\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	61
<b>Figure III.13:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=4\text{mm}$ , $y_p=20\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	62
<b>Figure III.14:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=4\text{mm}$ , $y_p=28\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	62
<b>Figure III.15:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=8\text{mm}$ , $y_p=4\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	63
<b>Figure III.16:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=8\text{mm}$ , $y_p=12\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	63
<b>Figure III.17:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=8\text{mm}$ , $y_p=20\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	64
<b>Figure III.18:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=8\text{mm}$ , $y_p=28\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	64
<b>Figure III.19:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=10\text{mm}$ , $y_p=4\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	65
<b>Figure III.20:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=10\text{mm}$ , $y_p=12\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	65
<b>Figure III.21:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=10\text{mm}$ , $y_p=20\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	66
<b>Figure III.22:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1=10\text{mm}$ , $y_p=28\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	66
<b>Figure III.23:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1= -4\text{mm}$ , $y_p=4\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz .	67
<b>Figure III.24:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1= -4\text{mm}$ , $y_p=12\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	67
<b>Figure III.25:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1= -4\text{mm}$ , $y_p=20\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz .	68
<b>Figure III.26:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1= -4\text{mm}$ , $y_p=28\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz .	68
<b>Figure III.27:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1= -8\text{mm}$ , $y_p=4\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	69
<b>Figure III.28:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1= -8\text{mm}$ , $y_p=12\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	69

## Liste des figures

<b>Figure III.29:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1 = -8\text{mm}$ , $y_p = 20\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	70
<b>Figure III.30:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1 = -8\text{mm}$ , $y_p = 28\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	70
<b>Figure III.31:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1 = -10\text{mm}$ , $y_p = 4\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	70
<b>Figure III.32:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1 = -10\text{mm}$ , $y_p = 12\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	71
<b>Figure III.33:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1 = -10\text{mm}$ , $y_p = 20\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	71
<b>Figure III.34:</b> Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour $c_1 = -10\text{mm}$ , $y_p = 28\text{mm}$ dans la bande [8-14] GHz.	71
<b>Figure III.35:</b> Variations des Coefficients de transmission S21 pour différentes valeurs $v_{dp}$ dans la bande [8-14] GHz.	73

## Liste des acronymes

### Liste des acronymes

SAW: Surface acoustic waves.

dB: Décibel.

$T(j\omega)$ : Fonction de transfert.

$f_L$  : Fréquences inférieure.

$f_u$ : Fréquences supérieure.

VSWR :Voltage standing wave ratio.

Q : Facteur de qualité.

$F_r$  :Fréquence de résonance.

$\nabla_f$  : Largeur de bande.

$w_r$  :Résonance angulaire fréquence.

$\Delta w$  : Largeur de bande angulaire.

RC :Condensateurs à résistance.

KHz :Kilo hertz.

RLC :Resistance condensateur inducteur.

VC: Tension aux bornes du condensateur.

VR: Tension aux bornes la résistance.

$R_1R_2R_3R_4$  : Résistances.

$x(n)$ : Signal discret non périodique.

IIR : Infinie de la réponse impulsionnelle.

FIR : Réponse impulsionnelle finie.

ADC :Analog-to-digital converter.

DSP : Digital Signal Processor.

$d_p$  :Déviation de la bande passante.

$d_s$  : Déviation de la bande d'arrêt.

$f_p$  : Fréquence de bord de bande passante.

$f_s$  :Fréquence de bord de bande d'arrêt.

## Liste des acronymes

$A_s$  : Atténuation de la bande d'arrêt.

$A_p$  : Ondulation de la bande passante.

CC : Courant continu.

CA: Courant alternatif .

PCB: Printed circuit board.

RF: Radio frequency.

$c_0$  : Est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

$d$  : Diamètre des vias.

Pitch ,  $s$  : La distance entre deux vias adjacents centre à centre.

$h$  : La hauteur du substrat.

$d_v$  : Diamètre des vias.

$p$  : La distance entre deux vias adjacents centre à centre.

$w_{eff}$  :L'écartement réel entre les deux rangés de vias .

$w$  : La distance entre les deux rangés (centre à centre).

$\lambda_g$  : Est la longueur d'onde guidée.

$\mu_r$  : Est la la perméabilité relative.

SIW : Substrate integrated wave guide.

TM : Champ magnétique.

TE :Transverse électrique.

TEM :Transverse électrique magnétique.

$\vec{H}$  : Vecteur champ magnétique.

$\vec{E}$  :Vecteur d'intensité du champ électrique.

$\rho$  : La densité volumique de charge électrique

$\varepsilon$  : Permittivité.

$\vec{B}$  :Vecteur d'intensité du champ magnétique.

$\mu$  : Perméabilité.

## Liste des acronymes

$\omega$  : Pulsation angulaire.

$\lambda_g$  : La longueur d'onde du guide.

$\epsilon_r$ : Le constant diélectrique du substrat.

$\lambda$  : Longueur d'onde.

$\beta_g$  : Constante de propagation.

$K_c^2$  : Est la constante de propagation dans le milieu diélectrique.

$v$  : La vitesse.

$f_c$  :Fréquence de coupure.

$c$  :Vitesse de la lumière.

$a$  : La grande dimension interne du guide d'ondes en mètres.

PCB :Printed circuit board.

$d$  : Diamètre des vias.

$p$  : La distance entre deux vias adjacents centre à centre.

$h$  : La hauteur du substrat.

$w_{eff}$  : L'écartement réel entre les deux rangés de vias .

$w$  : La distance entre les deux rangés (centre à centre).

$n$  : Indice de réfraction.

S11 : Coefficient de réflexion.

S21 : Coefficient de transmission.

GHz: Gigahertz.

$y_p$ : est la dimension entre la perturbation via et l'axe  $x$ .

$c_1$ : La dimension entre la perturbation via et l'axe  $y$ .

# **Introduction Générale**

---

**Introduction Générale**

Le déploiement d'une variété de nouvelles applications dans le cadre des réseaux de capteurs sans fil WSN (wireless sensor networks) [1–2] et de l'Internet des objets IoT (Internet of Things) [3–4] exige le développement de nouvelles classes de composants et d'antennes radiofréquences (RF) et hyperfréquences, qui combinent faible coût et taille compacte. Le WSN et l'IoT devraient tous deux conduire au déploiement d'un nombre extrêmement important de systèmes sans fil, qui intègrent des composants passifs et actifs ainsi que des antennes dans un seul appareil compact. Du point de vue du marché, la possibilité d'intégrer facilement un système sans fil complet en adoptant un procédé de fabrication rentable représente le facteur clé du succès et du développement généralisé de ces nouvelles applications.

Parmi les technologies de fabrication et d'intégration disponibles pour les circuits RF et micro-ondes, un bon candidat capable de satisfaire toutes les exigences susmentionnées est représenté par la technologie de guide d'ondes intégré au substrat (SIW) [5, 6]. La technologie SIW permet d'intégrer sous forme plane des composants de type guide d'ondes, en adoptant un substrat diélectrique avec des plans de masse supérieur et inférieur et des rangées de cylindres métalliques pour émuler les parois latérales du guide d'ondes. La fabrication des structures SIW peut être basée sur des techniques de fabrication bien établies et à faible coût, telles que la technologie standard des cartes de circuits imprimés (PCB). Les structures SIW garantissent une grande flexibilité de conception et une fabrication facile, combinées à des pertes relativement faibles et à un auto-emballage. De plus, SIW permet l'intégration simple avec des dispositifs actifs et non linéaires, ainsi que la mise en œuvre de circuits complets sur un seul substrat, selon le paradigme du système sur substrat SoS (système sur substrat) [7].

Les filtres hyperfréquences représentent une classe de composants très adaptés à une mise en œuvre en technologie SIW. La raison principale est liée aux faibles pertes des structures SIW, qui sont généralement plus petites que dans d'autres technologies planaires (comme la ligne microruban ou le guide d'ondes coplanaire) : grâce à cette caractéristique, les filtres SIW garantissent un facteur de qualité plus élevé. De plus, la flexibilité de la technologie SIW peut être pleinement exploitée dans la conception des filtres, conduisant à la mise en œuvre de filtres à géométrie arbitraire et à topologie multicouche.

Plusieurs topologies de filtres ont été proposées dans la technologie SIW, allant des simples post-filtres inductifs et des filtres avec fenêtres à iris [8], aux filtres à cavités plus complexes

avec des cavités circulaires et rectangulaires, qui permettent une meilleure flexibilité de conception et présentent une plus grande sélectivité, grâce à le couplage croisé qui introduit des zéros de transmission [9]. Des structures multicouches ont été adoptées pour concevoir des filtres elliptiques [10], et des filtres passe-bande super larges ont été développés grâce à l'utilisation d'une structure à bande interdite électromagnétique dans le plan de masse [11].

Ce mémoire a pour objectif d'étudier et de concevoir le filtre de guide d'ondes à substrat intégré et de le comprendre de manière simplifiée comme indiqué dans ce qui suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons quelques concepts de base sur les filtres, leurs types et propriétés, et nous montrerons à travers des illustrations la forme du circuit ainsi le diagramme de Bode.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de quelques concepts liés au guide d'ondes, à ses types et aux équations de propagation des ondes électromagnétiques, nous découvrirons également la technologie de conception de guides SIW, ses caractéristiques, ses types, ses techniques similaires et ses avantages.

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception des guides d'ondes SIW fonctionnant dans la gamme de fréquence [4-14Ghz] à l'aide du logiciel HFSS (High Frequency Structural Simulator). [12]

Enfin, la conclusion générale synthétise le bilan des travaux réalisés tout au long de notre mémoire de fin d'étude, en ouvrant de nouvelles voies de recherche en guise de perspectives

**CHAPITRE I**

**INTRODUCTION SUR LES FILTRES**

---

**I.1 Introduction**

Les filtres électriques ont joué un rôle important dans les circuits électriques quel que soit le développement de l'électronique, ils sont également en développement continu, et chaque type a ses propres applications ainsi que sa propre gamme de fréquences. on peut citer :

- Les filtres passifs à inductances et condensateurs
- Les filtres passifs à résonateurs piézo-électriques (quartz, résonateur céramique et à onde de surface (**SAW**) Surface Acoustic Waves [13].
- Les filtres passifs à lignes imprimées, les résonateurs diélectriques.
- Les filtres actifs.

On distingue quatre types de filtres :

- filtre passe-bas
- filtre passe-haut
- filtre passe-bande
- filtre coupe-bande

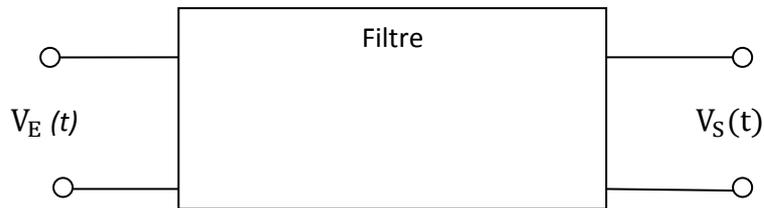
Avant de mentionner les types de filtres, il faut connaître quelques bases liées aux filtres afin qu'ils puissent être facilement compris avec précision[14].

**I.2 Principes des filtres****I.2.1 Définition**

Un filtre est un dispositif sélectif en fréquence. En d'autres termes, les filtres laissent passer certaines fréquences, mais en bloquent d'autres. Ils «filtrent» les fréquences que nous ne voulons pas.

**I.2.2 Fonction de transfert**

Soit le surcircuit que l'on représente par une boîte noire (**Figure I.1**)



**Figure I.1:** Filtre représentatif à quadripôle.

Soit  $V_E(t)$  et  $V_S(t)$  La tension d'entrée et la tension sortie respectivement

$V_E(t)$  et  $V_S(t)$  sont des tension sinusoïdales

$$V_E(t) = V_{E\text{eff}}(t) \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_E) \tag{I.1}$$

$$V_S(t) = V_{S\text{eff}}(t) \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_S) \tag{I.2}$$

$V_{E\text{eff}}, V_{S\text{eff}}$  son de valeur efficace

E :entrée, S : sortie , $\omega$  : pulsation du signal (en  $\text{rad.s}^{-1}$ )

$\phi$ :phase à  $t = 0, \phi \in ] - \pi, \pi ]$

type de quadripôle : Pas de source de tension ou de courant passif, sinon il est actif.

La fonction de transfert d'un filtre permet de découvrir ; l'atténuation ou l'amplification

$\frac{V_{S\text{eff}}}{V_{E\text{eff}}}$  du circuit en fonction de la fréquence :

- Le déphasage entre la tension d'entrée et celle de sortie ( $\phi_S - \phi_E$ ) en fonction de la fréquence.

pour simplifier les calcule on utilise les grandeur complexes des tension :

$$V_E(t) \longrightarrow V_{E\text{eff}} e^{j\omega t}$$

$$V_S(t) \longrightarrow V_{S\text{eff}} e^{j(\omega t + \phi)}$$

Avec  $\omega = 2\pi f$  La pulsation

$V_{E\text{eff}}$  tension efficace entré

$V_{S\text{eff}}$  tension efficace sortie

$\phi = \phi_S - \phi_E$  le déphasage entre le signale d'entrée et le signale sortie .

La fonction de transfert devient :

$$T(j\omega) = \frac{V_S(j\omega)}{V_E(j\omega)} \tag{I.3}$$

**I .2.3 Diagramme de Bode**

On peut exprimer  $T(j\omega)$  par son module  $|T(\omega)|$  et par son argument  $\varphi(T(\omega))$

$$|T(\omega)| = \frac{V_S}{V_E} \tag{I.4}$$

et le module amplification  $\varphi(T(\omega)) = (\varphi_S - \varphi_E)$  est l'argument .

$|T(\omega)|$  et  $\varphi(T(\omega))$  sont des grandeurs dépendant de la pulsation  $\omega$ .

On représentera  $T(j\omega)$  par deux graphes appelé diagramme de Bode (**Figure I.11** ).

- 1- Un pour module (amplification) en fonction de la fréquence.
- 2- Un pour l'agrément (déphasage) en fonction de la fréquence.

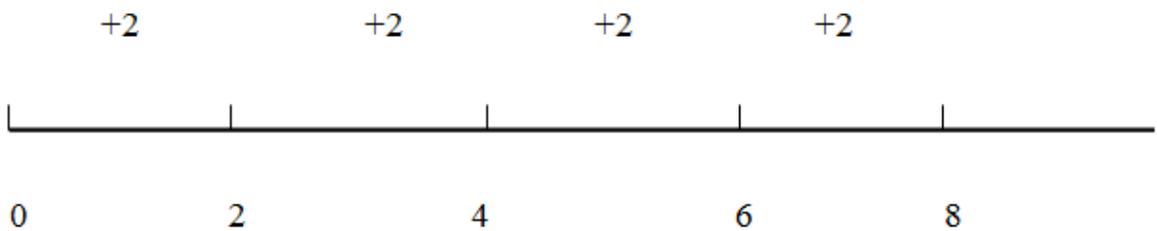
**I.3 Caractéristiques de base sur les filtre**

**I.3.1 Le décibels**

Le module de la fonction de transfert est toujours positif et très faible , l'utilisation des décibels permet la manipulation des valeur plus grandes .

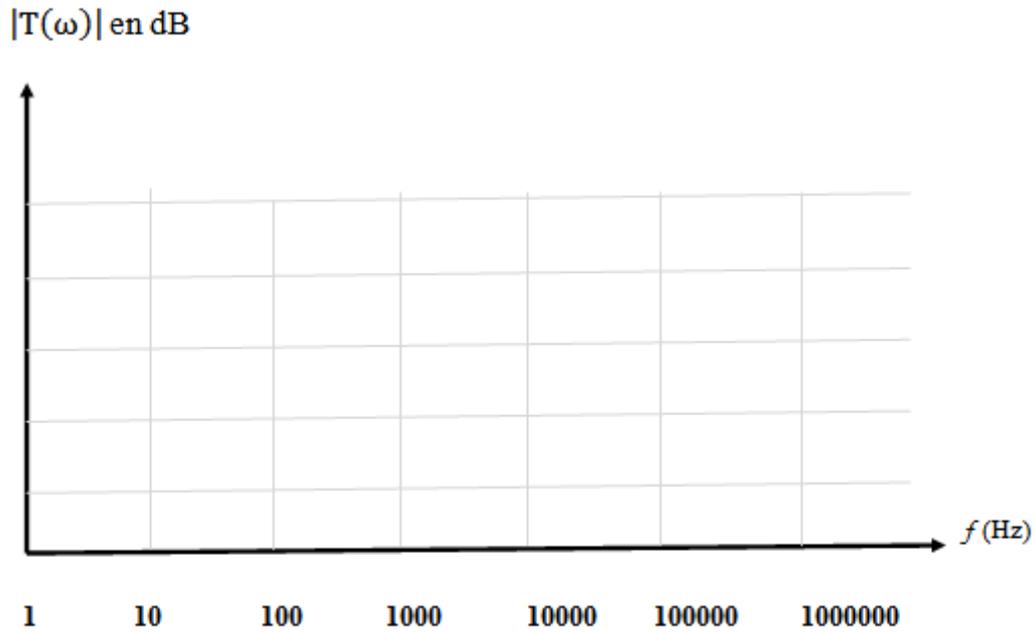
$$|T(\omega)|_{db} = 20\log(T(j\omega)) \tag{I.5}$$

La **Figure I.2** exprimé l'échelle linéaire chaque graduation augmente la valeur de le même quantité.



**Figure I.2** : Échelle linéaire.

Mais dans l'échelle logarithmique chaque graduation augmente la valeur d'une quantité multiplier par dix.



**Figure I.3:** Échelle logarithmique On représente le module en décibel en ordonnée et la fréquence en abscisse.

On représente le module en décibel en ordonnée et la fréquence en abscisse.

### I.3.2 Bande passante

La bande passante est complètement liée à la fréquence, mais certainement, la bande passante n'est pas la fréquence.

La bande passante est définie comme la différence entre les composantes de fréquence supérieure et inférieure présentes dans un signal. Ainsi, elle spécifie la quantité de données transmises par seconde.

La figure ci-dessous montre la bande passante d'un signal «f» avec des fréquences inférieure et supérieure respectivement  $f_L$  et  $f_u$

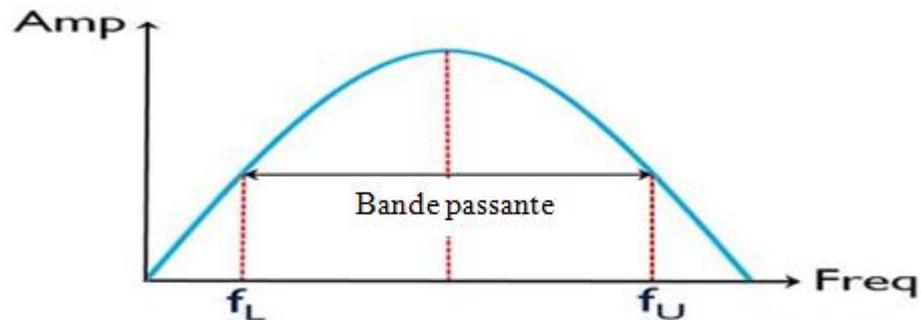


Figure I.4: Bande passante.

### I.3.3 Fréquence de coupure

La fréquence de coupure (également appelée fréquence d'angle) est définie comme une limite dans la réponse en fréquence d'un système à laquelle l'énergie circulant dans le système commence à être atténuée (réfléchiée ou réduite) au lieu de le traverser[14].

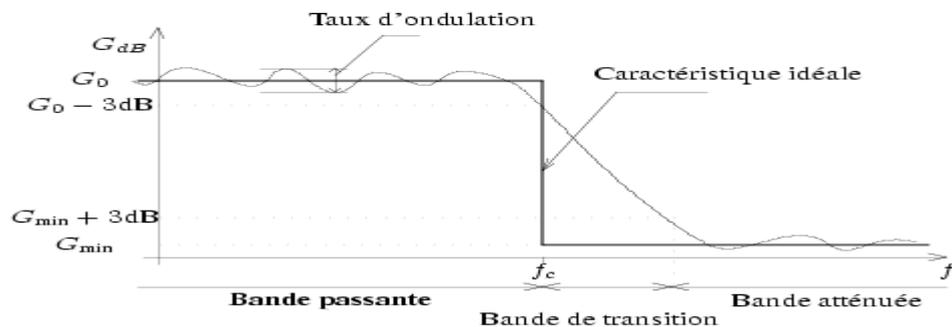


Figure I.5 : Fréquence de coupure et Bande atténuée.

### I.3.4 Bande atténuée

C'est l'étendue de fréquences ou l'amplitude d'un signal est **atténué** de sorte qu'il n'apparaît pas à la sortie. Les filtres sont caractérisés selon leur réponse en fréquence (Figure I.5) .

### I.3.5 La fréquence de résonance

La résonance est un concept important dans le mouvement oscillatoire. La fréquence de résonance est la fréquence caractéristique d'un corps ou d'un système qui atteint le degré maximal d'oscillation. Dans un système électrique, la fréquence de résonance est définie

comme la fréquence à laquelle la fonction de transfert atteint sa valeur maximale. c'est-à-dire le niveau des pertes est minimal [15]

### **I.3.6 Pertes d'insertion**

Chaque fois qu'un signal traverse un composant ou un système, il y a toujours une certaine perte de puissance pour un certain nombre de raisons. Cette perte qui se produit pendant qu'un signal traverse un composant ou un système est appelée perte d'insertion. Il est mesuré en décibels (dB).

Il existe trois causes principales de perte d'insertion:

**Pertes diélectriques:** pertes causées par la puissance dissipée dans les matériaux diélectriques

**Pertes du conducteur :** pertes causées par la puissance dissipée en raison des surfaces conductrices.

**Pertes réfléchies:** pertes causées par le VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), qui est une mesure de l'efficacité avec laquelle la puissance radiofréquence est transmise d'une source d'alimentation, via une ligne de transmission, à une charge (par exemple, d'un amplificateur de puissance via une ligne de transmission, à une antenne) [16].

### **I.3.7 Facteur de qualité**

Dans le contexte des résonateurs, Q est défini en fonction du rapport de l'énergie stockée dans le résonateur à l'énergie fournie par un générateur, par cycle, pour conserver l'amplitude du signal constante, à une fréquence (la fréquence de résonance),  $f_r$ , où l'énergie stockée est constante avec le temps : [17].

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energie stockée}}{\text{Energie dissipé par cycle}} \quad (\text{I.6})$$

Pour les valeurs élevées de Q, la définition suivante est également exacte:

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (\text{I.7})$$

Où  $f_r$  est la fréquence de résonance,  $\Delta f$  est la largeur de bande.

## I.4 Classification des filtres Par fonctions

### I .4.1 Filtre passe-bas

Le passe bas ne fait passer que les fréquences au dessous de la fréquence de coupure.

$f_c$  :fréquence de coupure [18].



Figure I.6: Filtre passe-bas.

### I .4.2 filtre passe-haut

Il ne laisse passer que les fréquences supérieures à la fréquence  $f_c$  il atténue les fréquences inférieures.

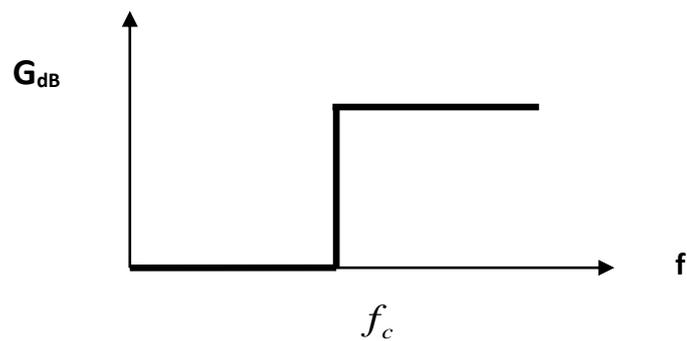


Figure I.7 : Filtre passe haut.

### I .4.3 Filtre passe bande

Le filtre passe-bande permet de passer seulement les fréquences entre les deux fréquences de coupure  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$

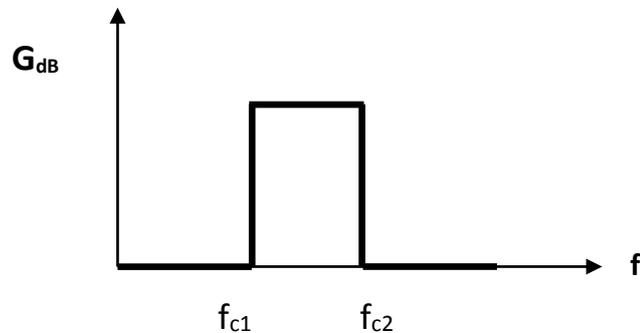


Figure I.8 : Filtre passe bande.

### I .4.4 Filtre coupe-bande

C'est l'inverse d'un passe bande, laisse passer tout sauf ce qui est entre les deux fréquences de coupure  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$ .

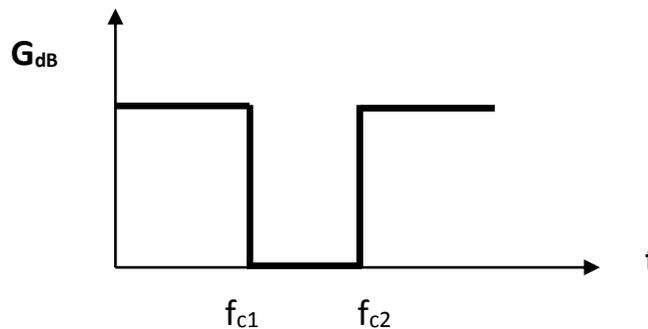


Figure I.9 : Filtre coupe-bande.

## I.5 Les filtres passifs à base des composants RC

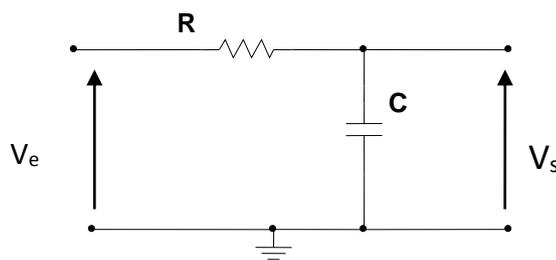
### I.5.1 Filtre passe bas passif RC

Il est utilisé pour filtrer les signaux indésirables, notamment les signaux d'entrée sinusoïdaux, et les transmettre en fonction de leur fréquence. Dans les applications basse fréquence (jusqu'à 100 kHz), les filtres passifs sont généralement construits à l'aide de simples réseaux RC (condensateurs à résistance), tandis que les filtres haute fréquence (au-dessus de

100 kHz) sont généralement construits. à partir de composants RLC (Resistance condensateur inducteur).

La réactance d'un condensateur varie inversement à la fréquence, tandis que la valeur de la résistance reste constante lorsque la fréquence change. Aux basses fréquences, la réactance capacitive ( $X_C$ ) du condensateur sera très grande par rapport à la valeur résistive de la résistance,  $R$ .

Cela signifie que le potentiel de tension,  $V_C$  aux bornes du condensateur sera beaucoup plus grand que la chute de tension,  $V_R$  développée à travers la résistance. Aux hautes fréquences, l'inverse est vrai avec  $V_C$  étant petit et  $V_R$  étant grand en raison du changement de la valeur de réactance capacitive. Bien que le circuit de (**Figure I.10**) soit un circuit de filtre passe-bas RC, il peut également être considéré comme un circuit diviseur de potentiel variable dépendant de la fréquence [17]



**Figure I.10 :**Circuit du filtre passe bas passif RC.

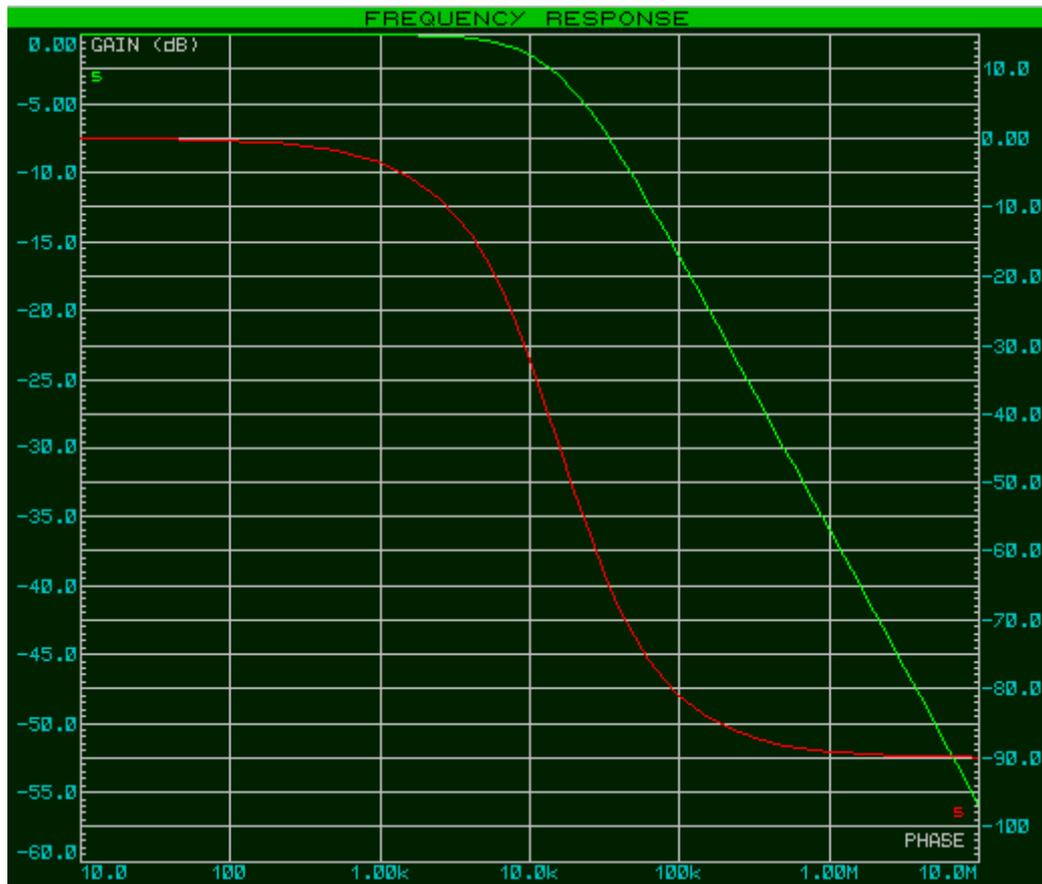


Figure I.11 : Réponse des filtres passe bas passif [19].

La phase de  $V_e$  est nulle, et son amplitude maximale est unitaire :

$$V_e = \sin(\omega t) \quad (\text{I.8})$$

L'amplitude maximale de  $V_s$  est notée  $A$  et sa phase est notée  $\Phi$  :

$$V_s = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{I.9})$$

### I.5.1.1 Filtre passe bas passif RC nième ordre

Utilise deux filtres passe-bas passifs du premier ordre connectés ou «en cascade» ensemble pour former un réseau de filtres du second ordre ou bipolaire. Par conséquent, nous pouvons voir qu'un filtre passe-bas du premier ordre peut être converti en un type de second ordre en y ajoutant simplement un réseau RC supplémentaire et plus nous ajoutons d'étages RC, plus l'ordre du filtre devient élevé.

Si un certain nombre ( $n$ ) de ces étages RC sont mis en cascade ensemble, le circuit de filtre RC résultant serait connu comme un filtre de « $n$ ième ordre» avec une pente de décroissance de « $n \times -20 \text{ dB} / \text{décade}$ ».

Ainsi, par exemple, un filtre du second ordre aurait une pente de  $-40 \text{ dB} / \text{décade}$  ( $-12 \text{ dB} / \text{octave}$ ), un filtre du quatrième ordre aurait une pente de  $-80 \text{ dB} / \text{décade}$  ( $-24 \text{ dB} / \text{octave}$ ) et

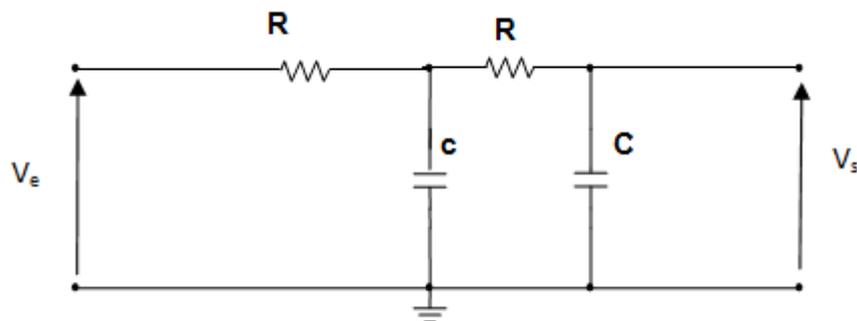
ainsi de suite. Cela signifie que, à mesure que l'ordre du filtre est augmenté, la pente de décroissance devient plus raide et la réponse réelle de la bande d'arrêt du filtre se rapproche de ses caractéristiques de bande d'arrêt idéales.

Les filtres de second ordre sont importants et largement utilisés dans les conceptions de filtres car, lorsqu'ils sont combinés avec des filtres de premier ordre, tous les filtres de nième valeur d'ordre supérieur peuvent être conçus en les utilisant. Par exemple, un filtre passe-bas du troisième ordre est formé en connectant en série ou en cascade ensemble un filtre passe-bas du premier et du second ordre.

Mais il y a aussi un inconvénient à mettre en cascade les étages de filtre RC. Bien qu'il n'y ait pas de limite à l'ordre du filtre qui peut être formé, à mesure que l'ordre augmente, le gain et la précision du filtre final diminuent.

Lorsque des étages de filtre RC identiques sont montés en cascade, le gain de sortie à la fréquence de coupure requise ( $f_c$ ) est réduit (atténué) d'une quantité par rapport au nombre d'étages de filtre utilisés lorsque la pente de décroissance augmente. [19]

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} \tag{I.10}$$



**Figure I.12:** Filtre passe bas passif RC second ordre (Deuxième degré) [19].

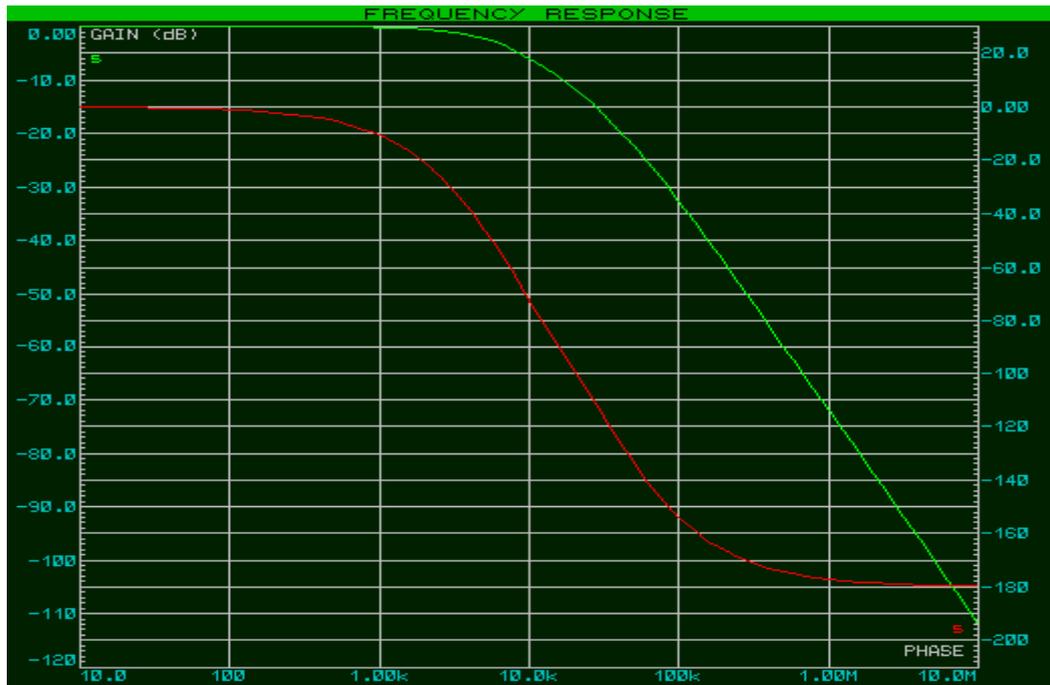


Figure I.13 Diagramme de Bode filtre passe bas passif RC second ordre (Deuxième degré) [19].

### I.5.2 Circuit filtre passe haut RC passif

Dans le circuit, la réactance du condensateur est très élevée à des fréquences plus basses, de sorte que le condensateur agit comme un circuit ouvert et bloque tous les signaux d'entrée dans le  $V_{in}$  jusqu'à ce que le point de fréquence de coupure ( $f_c$ ) soit atteint. Au-dessus de ce point de fréquence tronqué, la réactance du condensateur est suffisamment réduite pour qu'il fonctionne maintenant plus comme un court-circuit permettant à tout le signal d'entrée de passer directement à la sortie comme indiqué ci-dessous dans la courbe de réponse des filtres

Figure I.15 [18].

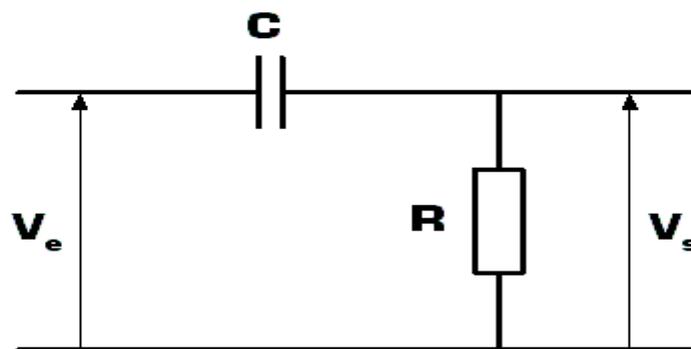
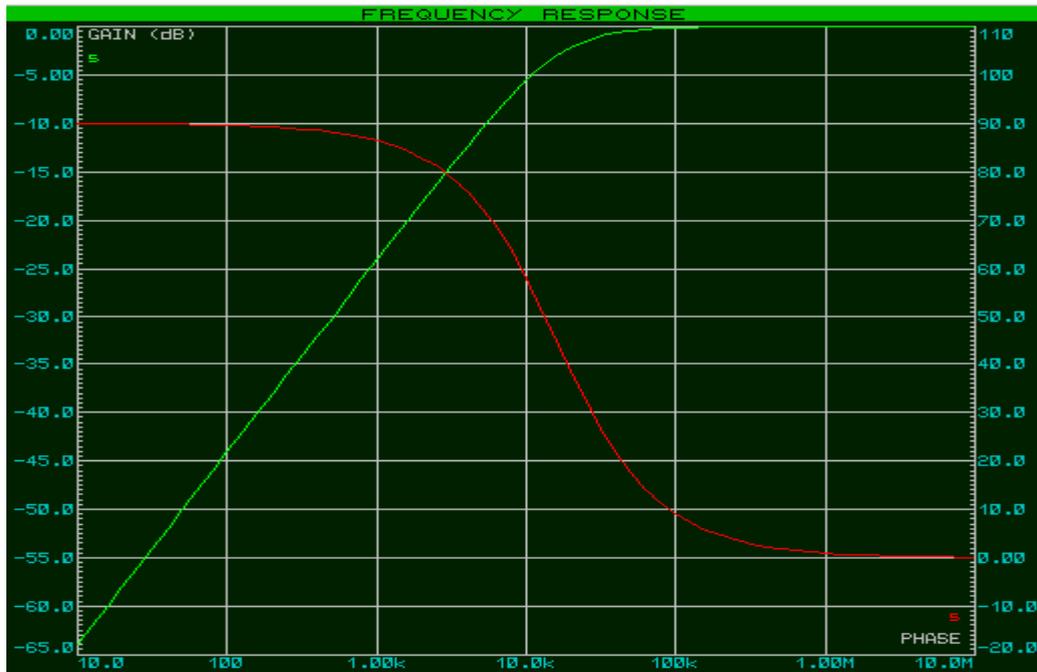


Figure I.14 : Circuit filtre passe RC haut passif [8].

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{I.11}$$



**Figure I.15** : Diagramme de Bode filtre passe haut passif [19].

Le diagramme de Bode ou la courbe de réponse en fréquence ci-dessus pour un filtre passe-haut passif est exactement l'opposé de celui d'un filtre passe-bas. Ici, le signal est atténué ou amorti aux basses fréquences, la sortie augmentant à + 20 dB / décade (6 dB / octave) jusqu'à ce que la fréquence atteigne le point de coupure ( $f_c$ ) où à nouveau  $R = X_c$ . Il a une courbe de réponse qui s'étend de l'infini à la fréquence de coupure, où l'amplitude de la tension de sortie est  $V_s = 1 / \sqrt{2} = 70,7\%$  de la valeur du signal d'entrée ou -3 dB

( $20 \log (V_{out} / V_{in})$ ) de l'entrée valeur.

On peut également voir que l'angle de phase ( $\Phi$ ) du signal de sortie conduit à celui de l'entrée et est égal à + 45° à la fréquence  $f_c$ . La courbe de réponse en fréquence pour ce filtre implique que le filtre peut transmettre tous les signaux à l'infini. Cependant en pratique, la réponse du filtre ne s'étend pas à l'infini mais est limitée par les caractéristiques électriques des composants utilisés.

### I.5.2 .1 Filtre passe-haut du second ordre (Deuxième degré)

Les étages de filtre passe-haut peuvent être montés en cascade pour former un filtre du second ordre (bipolaire) comme illustré sur la figure I.16 .

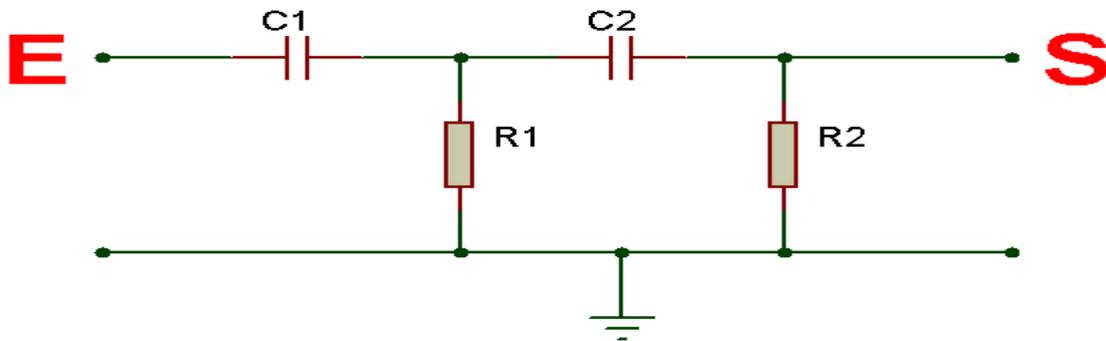


Figure I.16 :Filtre passe-haut du second ordre [19].

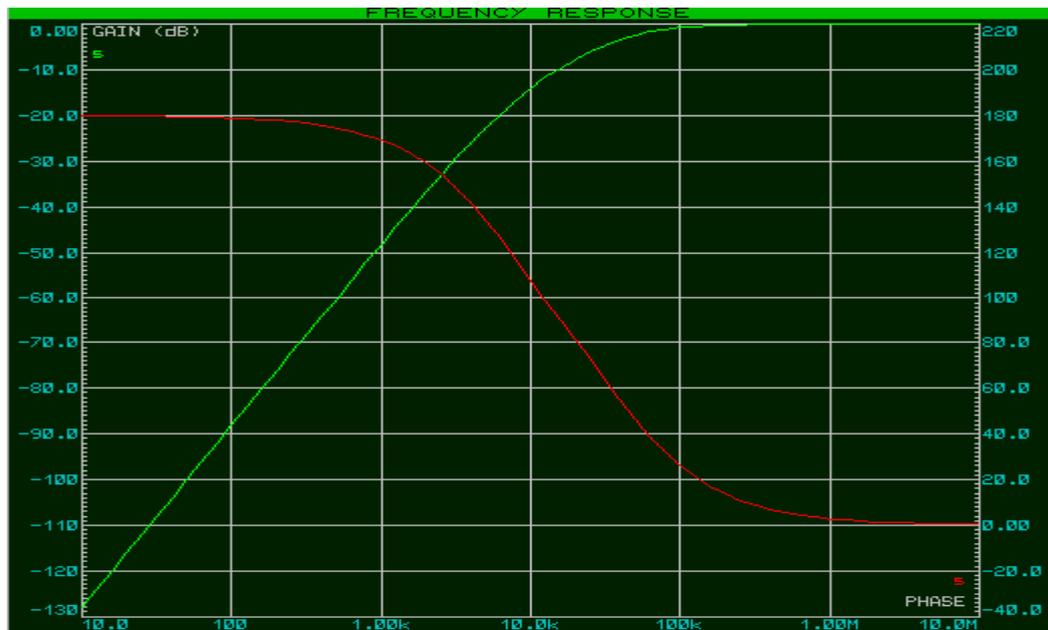


Figure I.17 : Diagramme de Bode Filtre passe-haut du second ordre.

### I.5.3 Filtre passe bande passif

Une utilisation simple de ces types de filtres passifs est dans des applications ou des circuits d'amplification tels que des filtres croisés avec des amplificateurs. Parfois, il est seulement nécessaire de passer une plage de fréquences spécifique qui ne commence pas à 0 Hz ou (DC courant constant) ou se termine à un point de haute fréquence mais se situe dans une certaine plage ou plage de fréquences, qu'elle soit étroite ou large. sont généralement connus sous le nom de filtres du second ordre (bipolaires) parce qu'ils ont «deux» composants

réactifs, les condensateurs, dans leur conception de circuit. Un condensateur dans le circuit passe-bas et un autre condensateur dans le circuit passe-haut [19].

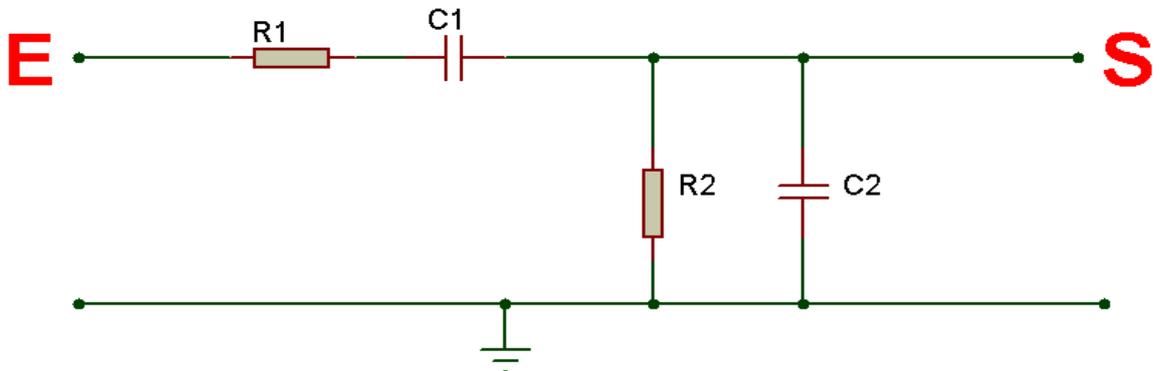


Figure I.18: Circuit filtre passe bande passif.

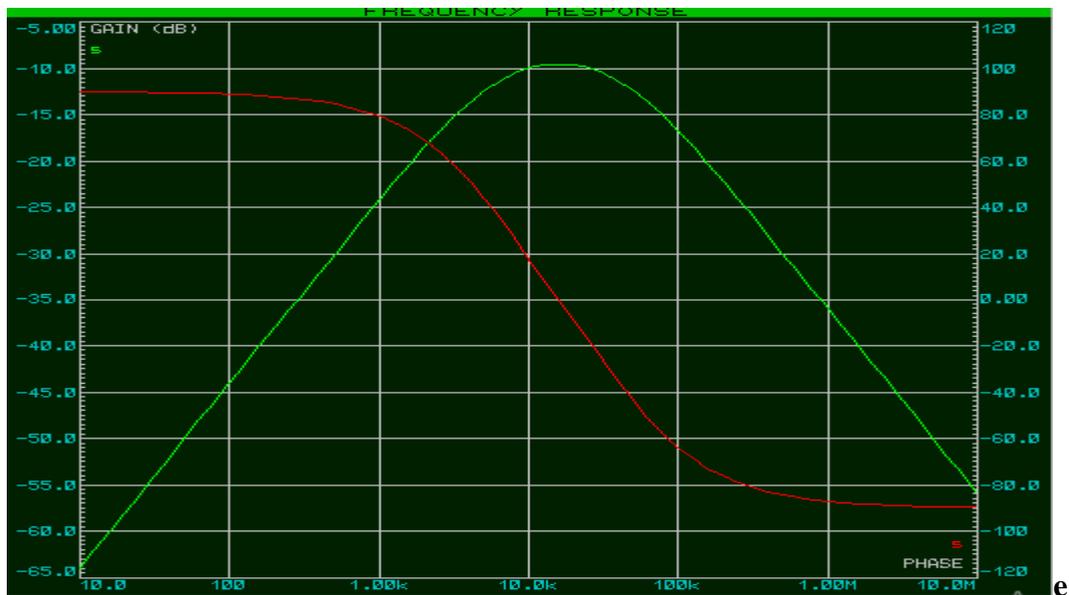


Figure I.19 : Diagramme de Bode filtre passe bande passif [19].

### I.5.4 Filtre coupe-bande

Un filtre d'arrêt de bande, également appelé filtre coupe-bande, bloque et rejette les fréquences situées entre ses deux points de fréquence de coupure et dépasse toutes les fréquences situées de part et d'autre de cette plage de fréquence.

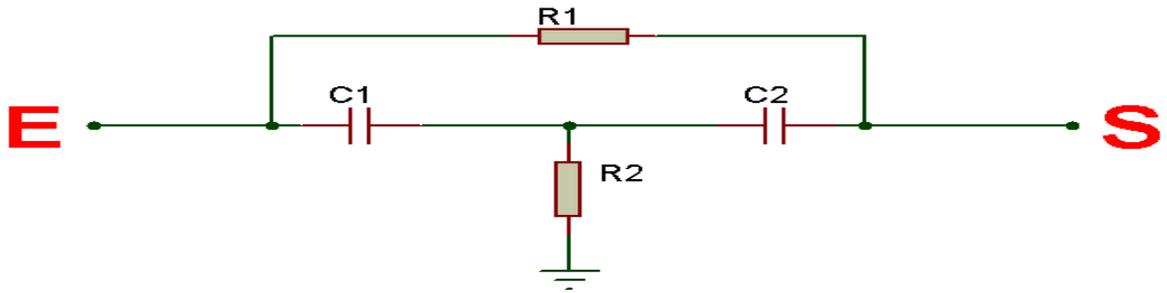


Figure I.20: Filtre coupe-bande.



Figure I.21: Diagramme de Bode Filtre coupe-bande [20].

## I.6 Les filtres actifs

La conception du filtre actif est basée sur des composants actifs (transistors bipolaires ou à effet de champ, amplificateurs opérationnels), en particulier des amplificateurs opérationnels, avec des résistances et des condensateurs dans sa boucle Feedback.

Les filtres actifs présentent un gain contrôlable et une faible impédance de sortie, qui peuvent être connectés à plusieurs étages en cascade.

### I.6.1 Les avantages des filtres actifs :

- Pas de problème de résonance.
- Il peut éliminer toutes les harmoniques.
- Utilisé pour la compensation de puissance réactive.

### I.6.2 Les inconvénients des filtres actifs sont:

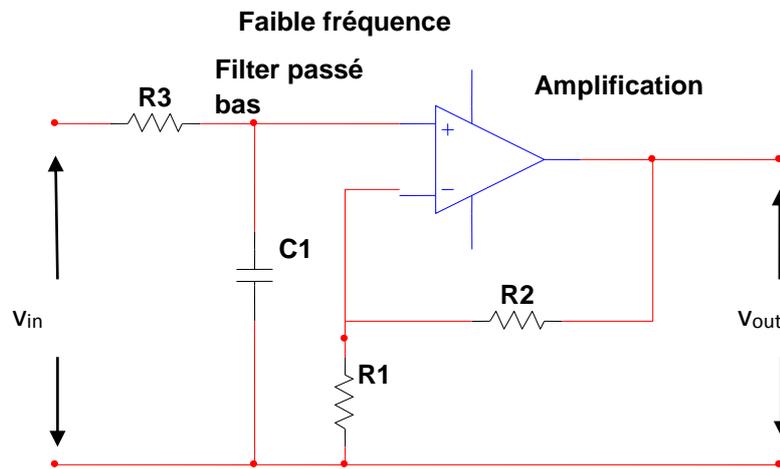
- Il est utilisé dans les basses et moyennes fréquences.
- Les amplificateurs opérationnels produisent du bruit .
- Le signal de sortie est lié au champ de saturation de l'amplificateur[21].

**I.6.3 Type des filtres actifs**

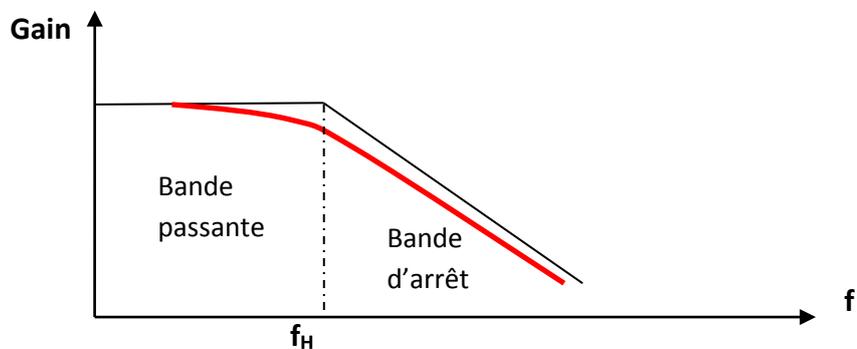
Les filtres actifs sont classés comme suit : [22]

**I.6.3.1 Filtre actif passe bas**

Les filtres passe-bas permettent de passer toutes les fréquences inférieures à la fréquence de coupure  $\omega_1$  Il est également appelé filtre coupeur des hautes fréquences Comme dans la **Figure I.7** [22] [23].



**Figure I.22 :**Circuit d'un filtre passe-bas.



**Figure I.23 :**Réponse en fréquence du filtre passe-bas.

**I.6.3. 2 Le filtre actif passe haut**

Un filtre passe-haut (HPF) est un filtre transmettant les signaux de hautes fréquences supérieures à la fréquence de coupure  $\omega_1$  mais atténué les signaux avec des fréquences inférieures à la fréquence de coupure  $\omega_1$  [22,23].

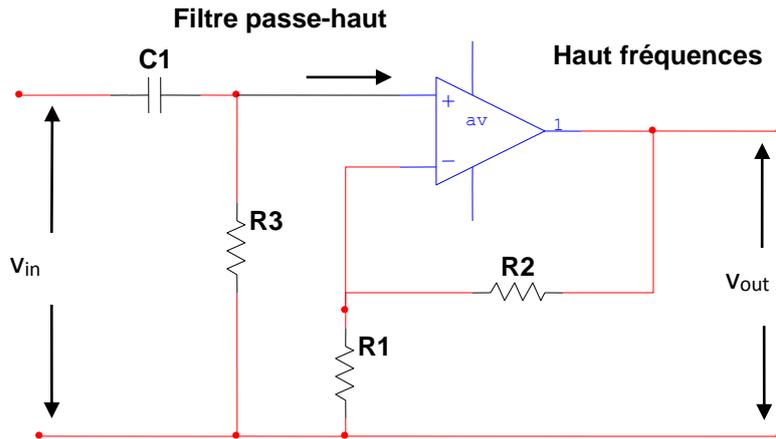


Figure I.24 :Filtre actif passe haut.

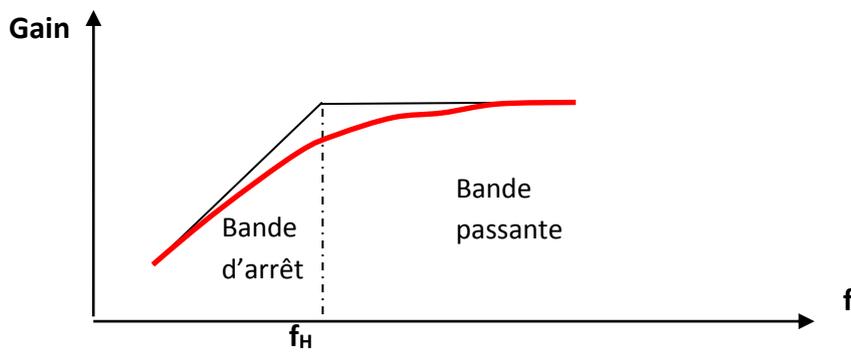


Figure I.25 : Réponse en fréquence du filtre passe-haut.

### I.6.3.3 Filtres actifs passe bande

Un filtre passe-bande est un filtre où seule une bande de fréquences particulière est autorisées à passer. Toutes les fréquences en dehors de la bande requise sont atténuées. La réponse décroît en dehors de la plage de passage mais n'atteint pas l'atténuation souhaitée [22].

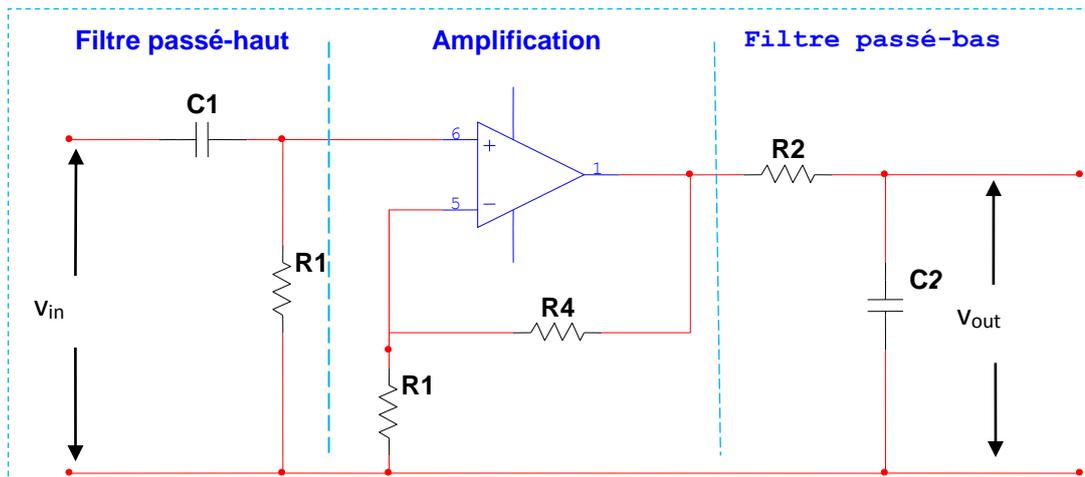


Figure I.26 :Circuit d'un Filtre actif passe-bande.

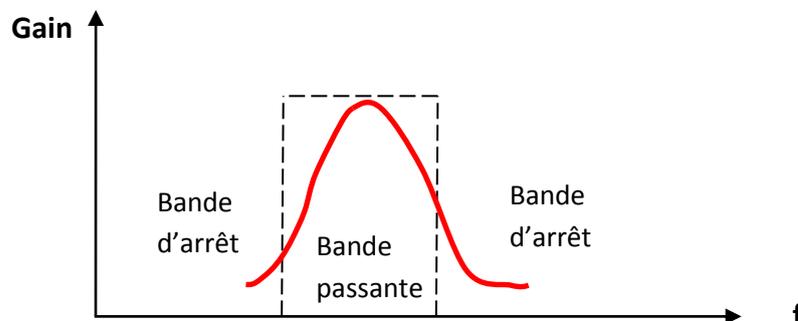


Figure I.27 :Réponse en fréquence d'un filtre actif passe-bande.

### I.6.3.4 Filtre actif coupe-bande

Le filtre coupe-bande permet de passer les fréquences définies par les valeurs des composants car il se compose d'un filtre haut et d'un filtre basse fréquence tel que la conception du chemin de bande, mais cette fois, nous le recommandons en parallèle et non en séquence. la figure (I.28) montre le schéma du circuit et la figure (I.29) la réponse en fréquence [22].

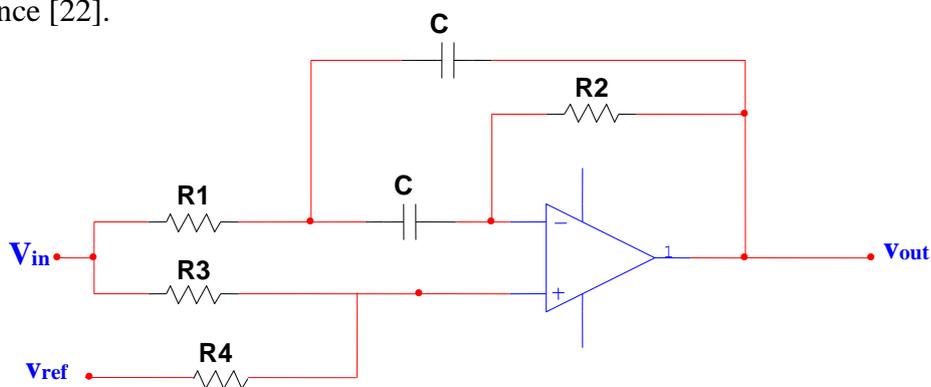


Figure I.28 : Circuit d'un filtre coupe-bande.

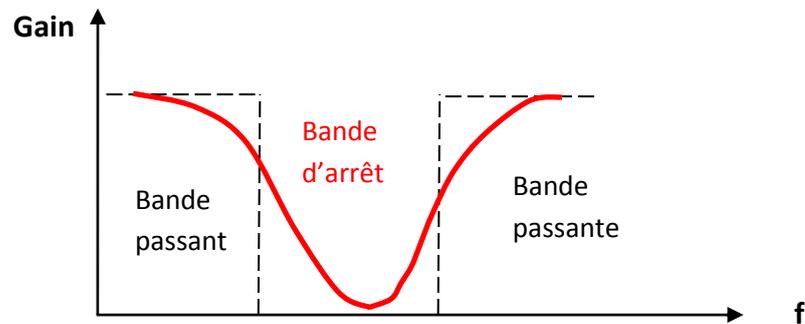


Figure I.29 : Réponse en fréquence du filtre coupe-bande active.

## I.7 Filtrage Numérique

Les filtres numériques sont les analogues des filtres analogiques. La fonction principale est d'isoler, d'améliorer ou d'atténuer des composants de fréquence spécifiques à partir d'un signal numérique.

Le signal numérique est représenté par une séquence ordonnée de valeurs qui, en pratique, sont des nombres réels. Ces valeurs sont souvent obtenues en échantillonnant un signal analogique à une fréquence régulière. [24]

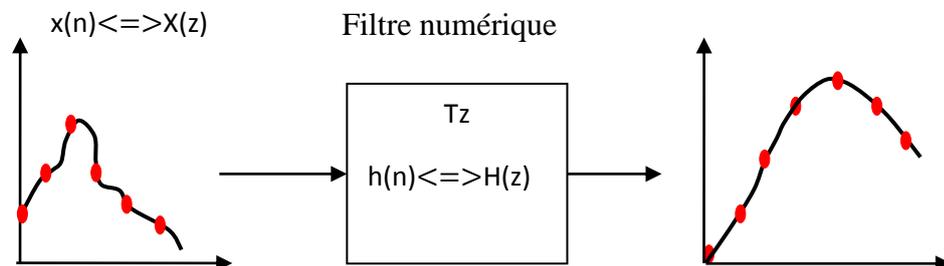


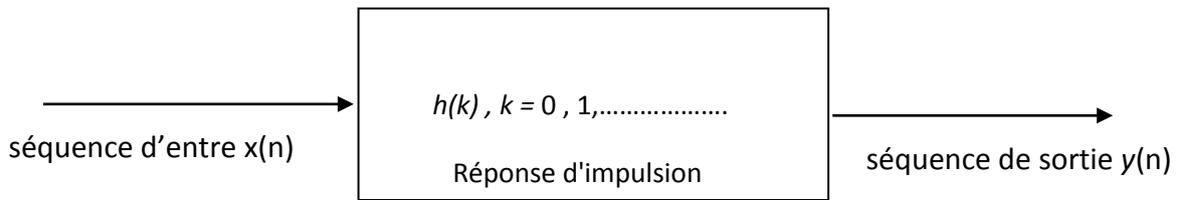
Figure I.30 : Représentation sous forme de fonction de transfert en Z. [25]

### I.7.1 Types de filtres Numérique

Il y a 2 types de filtres Numériques

- **Filter FIR** (filtre à réponse impulsionnelle finie)
- **Filter IIR** (filtre à réponse impulsionnelle infinie)

Un filtre numérique en général peut être représenté par son impulsion réponse,  $h(k)$  ( $k = 0, 1, \dots$ ) comme dans la figure suivante [14] :



**Figure I.31** : une représentation conceptuelle d'un filtre numérique.

Les signaux d'entrée et de sortie du filtre sont liés par le somme de convolution:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \delta(n-k) \quad \text{IIR} \quad \text{(I.12)}$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)h(n-k) \quad \text{FIR} \quad \text{(I.13)}$$

En raison de la longueur infinie de la réponse impulsionnelle du Filtre IIR, l'équation de filtrage IIR peut être exprimée en un forme récursive comme:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \delta(n-k) = y(n) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) - y(n) = \sum_{k=1}^M a_k y(n-k) \quad \text{(I.14)}$$

$$\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}$$

Où  $a_k$  et  $b_k$  sont les coefficients du filtre.

- Nous notons que dans équation (I.14) la sortie  $y[n]$  est la somme des réponses impulsionnelles aux entrées  $x[n]$ .
- $Y(n) C$  est la définition de la convolution.
- Les fonctions de transfert des filtres FIR et IIR:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k} \quad \text{FIR} \quad \text{(I.15)}$$

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=0}^M a_k z^{-k}} \quad \text{IIR} \quad \text{(I.16)}$$

**I.7.2 Comparaison entre IIR et FIR**

La comparaison est présentée dans le (**Tableau I.1** ),et Les directive générale sur le moment d'utiliser FIR ou IIR serait comme suit:

- Utilisez IIR lorsque les seules exigences importantes sont filtres de coupure nets et haut débit, comme les filtres IIR donnera moins de coefficients que FIR
- Utilisez FIR si le nombre de coefficients de filtre n'est pas trop grande et, en particulier, si peu ou pas de phase une distorsion est souhaitée.

Les filtres numériques sont utilisés dans des applications telles que la compression de données, traitement du signal biomédical, traitement de la parole et de l'image, données transmission, audio numérique, annulation d'écho téléphonique, etc[25].

**Tableau I.1** : comparaison entre IIR et FIR

<b>(FIR) filtre à réponse impulsionnelle finie</b>	<b>(IIR) filtre à réponse impulsionnelle infinie</b>
Peut avoir une phase exactement linéaire réponse, c'est-à-dire ne pas déformer le phase du signal	Les réponses de phase sont non linéaire, en particulier au bords de bande.
Les filtres FIR réalisés de manière non récursive sont toujours stables.	La stabilité des filtres IIR ne peut être garanti.
Les effets de l'utilisation limitée nombre de bits à implémenter les filtres sont moins sévères	Les effets comme le bruit d'arrondi et quantification des coefficients les erreurs sont plus graves.
Exiger plus de coefficients pour filtres de coupure nets.	Moins de coefficients et donc moins temps de traitement et stockage.
Pas d'équivalent analogique, mais, plus facile à synthétiser des filtres avec réponses en fréquence arbitraires.	Les filtres analogiques peuvent être facilement transformé en équivalent Filtres numériques IIR.
Algébriquement plus difficile à synthétiser si le support CAO est indisponible.	Moins difficile à synthétiser

**I.7.3 Avantages des filtres numériques**

1. Réponse de phase vraiment linéaire.
2. Les performances ne varient pas en fonction du changements de l'environnement, par exemple les variations thermiques.
3. La réponse en fréquence peut être automatiquement ajusté si le filtre est implémenté à l'aide d'un processeur programmable.

4. Les filtres numériques peuvent être utilisés à de très basses fréquences[14]

### **I.7.4 Inconvénients des filtres numériques**

1. Limitation de vitesse: la bande passante maximale de signaux que les filtres numériques peuvent gérer, en temps réel, est beaucoup plus faible que pour les signaux analogiques.

2. Effets de longueur de mot finie: les filtres numériques sont soumis à des bruits tels que le bruit ADC et l'arrondi bruit qui pourrait conduire à une instabilité.

3. Longs temps de conception et de développement: la conception et les délais de développement des filtres numériques, en particulier le développement de matériel, peut être beaucoup plus long que pour les filtres analogiques. [14]

### **I.7.5 Étapes de conception du filtre**

La conception d'un filtre numérique comprend cinq étapes:

1. Spécification des exigences du filtre.
2. Calcul des coefficients de filtre appropriés.
3. Représentation du filtre par une structure appropriée (la concrétisation).
4. Analyse des effets de la longueur de mot finie sur les performances du filtre.
5. Implémentation du filtre dans le logiciel et / ou Matériel. [14]

### **I.7.6 Spécification des exigences en matière de filtre**

Les spécifications des exigences incluent la spécification Suivant:

- 1 Caractéristiques du signal comme les débits de données et la largeur, les plus fréquence d'intérêt, etc.
- 2 Caractéristiques du filtre telles que l'amplitude souhaitée et / ou réponses de phase et leurs tolérances, vitesse de fonctionnement, etc.
- 3 Le mode de mise en œuvre, par exemple en tant que langage de haut niveau sur un ordinateur ou en tant que processeur DSP système.
- 4 Autres contraintes de conception comme le coût du filtre, etc.

Les caractéristiques des filtres numériques sont souvent spécifiées dans le domaine fréquentiel. [14].

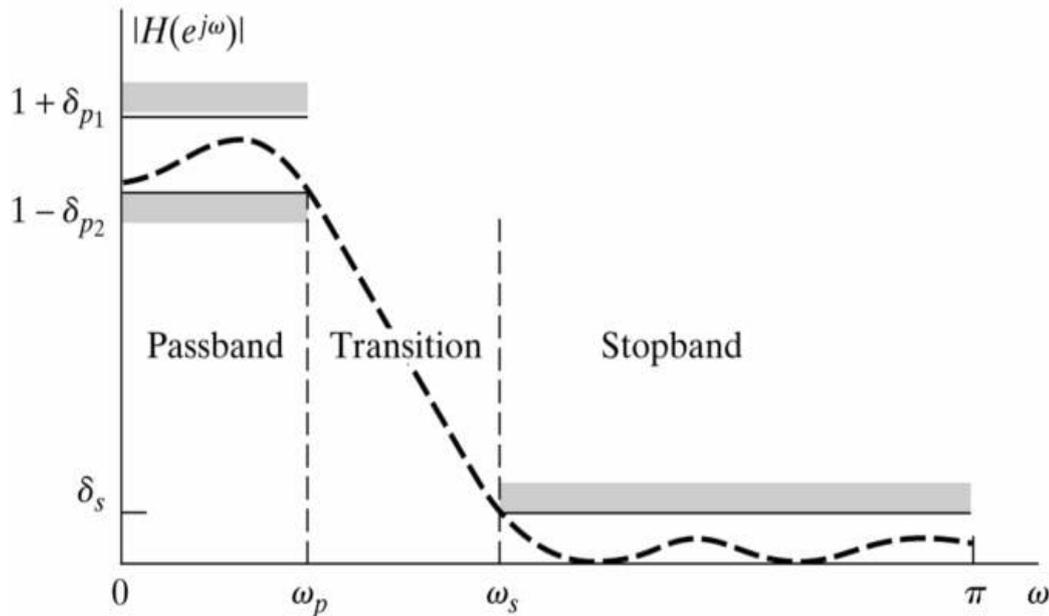


Figure I.32 : Schéma de tolérance pour un filtre passe-bas [14]

La largeur de la bande de transition spécifie la netteté du filtre est.

Voici les principaux paramètres d'intérêt:

$\delta_p$  déviation de la bande passante.

$\delta_s$  déviation de la bande d'arrêt.

$w_p$  fréquence de bord de bande passante.

$w_s$  fréquence de bord de bande d'arrêt.

As (atténuation de la bande d'arrêt) =  $-20 \log_{10} \delta_s$

Ap (ondulation de la bande passante) =  $20 \log_{10} (1 + \delta_p)$

### I.8 Domaine Utilisations des filtres

- **Communications radio:** Les filtres permettent aux récepteurs radio de ne voir que le signal utile tout en rejetant tous les autres signaux, en supposant que les autres signaux ont un contenu de fréquence différent.

- **Alimentations CC:** Les filtres sont utilisés pour éliminer les hautes fréquences indésirables, c'est-à-dire le bruit dans les lignes d'entrée CA. En outre, des filtres sont utilisés sur la sortie de la source d'alimentation pour réduire l'ondulation.
- **Electronique acoustique:** Le réseau de croisement est un réseau de filtres utilisés pour diriger le son basse fréquence vers les amplificateurs, les fréquences moyennes vers les haut-parleurs de milieu de gamme et les sons haute fréquence vers les amplificateurs.
- **Conversion analogique-numérique:** les filtres sont placés devant l'entrée ADC pour réduire l'aliasing.

### **I.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue certains des concepts de base liés aux filtres électriques en général de toutes sortes, et nous avons mentionné quelques exemples dans lesquels les éléments électroniques bien connus (résistance ,capacité ,amplificateur opérationnel) sont utilisés, Nous avons également étudié les filtres numériques leurs types, avantages et inconvénients Enfin, nous avons mentionné quelques domaines dans lesquels les filtres sont utilisés.

Dans le chapitre suivant, nous discuterons des filtres qui adoptent la technologie moderne.

**CHAPITRE II  
LA TECHNOLOGIE SIW**

---

**II.1. INTRODUCTION**

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est un nouveau type de ligne de transmission, généralement fabriqué en utilisant deux rangées de cylindres ou de fentes conducteurs noyés dans un substrat diélectrique qui relie deux parallèles plaques métalliques, et permettent la mise en œuvre de composants de guide d'ondes rectangulaires classiques sous forme plane, Il hérite des avantages du microruban pour une taille compacte, une intégration facile et des faibles pertes des structures SIW, ouvrant ainsi une autre porte pour fabriquer des circuits et des antennes à faible coût.

**II.2. Technologie des guides d'ondes**

Un guide d'ondes est simplement un tube métallique creux qui peut être de forme rectangulaire ou circulaire et est utilisé pour guider les micro-ondes. Les guides d'ondes sont construits en laiton, en cuivre ou en aluminium. La surface intérieure du guide d'ondes est généralement revêtue d'or ou d'argent. Les guides d'ondes sont principalement utilisés dans les gammes de fréquences micro-ondes et optiques, tandis que les lignes de transmission sont utilisées à des fréquences inférieures. En pratique, la bande de fréquences de fonctionnement requise et la quantité de puissance à transférer sont la base principale du choix de la structure. La cause de l'inefficacité des lignes de transport est l'effet de peau et les pertes diélectriques. Dans les guides d'ondes, les ondes électromagnétiques (EM) se propagent dans un milieu borné. Ainsi, aucune puissance n'est perdue à cause du rayonnement. Les guides étant généralement remplis d'air, la perte diélectrique est négligeable. Cependant, une certaine puissance est perdue sous forme de chaleur dans les parois des guides en raison de l'effet de peau. Cette perte dans les murs est négligeable [26].

Les ondes EM peuvent se propager dans plusieurs modes au sein d'un guide d'ondes, à savoir, dans les modes Transverse Électrique (TE) et Transverse Magnétique (TM). L'onde TE a le champ électrique uniquement dans le plan transversal à la direction de propagation (c'est-à-dire les composantes longitudinales,  $E_z = 0$  et  $H_z \neq 0$ ). L'onde TM n'a que le champ magnétique dans le plan transversal (c'est-à-dire dans la direction de propagation,  $H_z = 0$ , et  $E_z \neq 0$ ). Ces modes dépendent des solutions de l'équation de Maxwell pour le guide d'ondes donné. Chaque mode a une fréquence de coupure particulière, et cette fréquence de coupure dépend des dimensions physiques des guides d'ondes. En dessous de la fréquence de coupure, il ne transmet pas de signaux. Le mode dominant est le mode ayant la fréquence de coupure la

plus basse. Dans d'autres sections, différents types de modes et leurs fréquences de coupure correspondantes sont expliqués pour divers types de guides d'ondes[26].

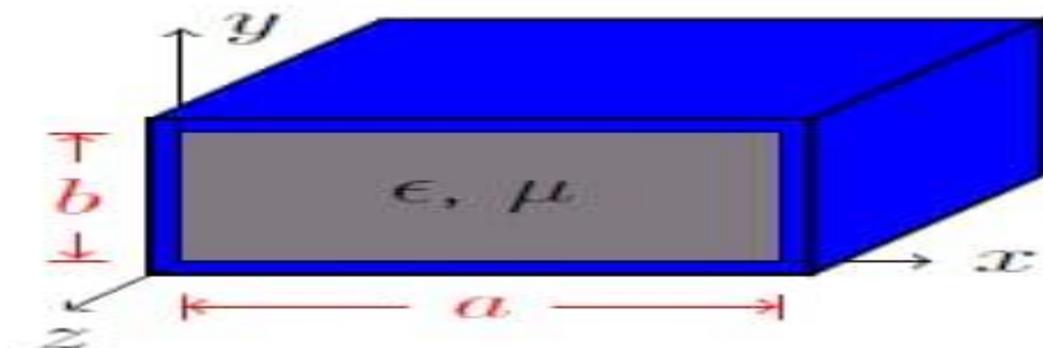
### II.3. Les types de guide d'onde

La forme du guide d'ondes décide de la fonctionnalité du guide d'ondes donné. La section transversale du guide d'ondes peut être de n'importe quelle forme. Cependant, les formes irrégulières étant difficiles à analyser, elles sont rarement utilisées. Les trois formes les plus couramment utilisées sont les suivantes.

#### II.3.1 Guides d'ondes rectangulaires

Les modes TE et TM peuvent être pris en charge par ces guides d'ondes. Le champ électrique est transversal à la direction de propagation dans les modes TE. Le champ magnétique est transversal à la direction de propagation dans les modes TM.

Un guide d'ondes qui est un tube métallique creux de section transversale rectangulaire est appelé guide d'ondes rectangulaire. Les champs EM peuvent être confinés. Par conséquent, les ondes EM peuvent être guidées par les parois du guide à travers des réflexions. Les guides d'ondes rectangulaires sont généralement fabriqués dans des tailles standard avec une largeur «a» (le long de la direction x) environ deux fois la hauteur «b» (le long de la direction y). La dimension «a» ne peut pas être inférieure à une demi-longueur d'onde. Cela peut être vu, car le guide est composé de deux quarts de longueur d'onde séparés par une petite distance. Toute fréquence qui rend la dimension «a» inférieure à la moitié de la longueur d'onde ne permet aucune propagation d'énergie le long du guide d'ondes[26].



**Figure II.1 :** Guide d'onde rectangulaire[26].

**II.3.1.1 Equations de propagation**

Les équations de Maxwell de champ électromagnétique dans ce guide, s'écrivent :

**Équation de Maxwell-Gauss :**  $div(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon}$  (II.1)

**Équation de Maxwell-Faraday :**  $rot(\vec{E}) = -\frac{d\vec{B}}{dt}$  (II.2)

**Équation de Maxwell-Thomson :**  $div(\vec{B}) = 0$  (II.3)

**Équation de Maxwell- Ampère:**  $rot(\vec{B}) = u \left( \vec{j} + \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \right)$  (II.4)[27]

Les équations de propagation des deux champs électrique et magnétique , soient :

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \epsilon u \vec{E} = 0 \tag{II.5}$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \epsilon u \vec{H} = 0 \tag{II.6}$$

Il ya :  $\omega = 2\pi f$  (II.7)

Nous écrivons l'équation de propagation précédente le long de l'axe **oz** de l'onde électromagnétique ainsi que les coordonnées cartésiennes le long de l'axe **ox** et **oy**.

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{j\alpha t - \gamma z} \tag{II.8}$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y) e^{j\alpha t - \gamma z} \tag{II.9}$$

$$\gamma = \alpha + \beta_g \tag{II.10}$$

$\alpha$  représentent l'atténuation.

$\beta_g$  représentent la constante de propagation longitudinale calculée comme suit :

$$\beta_g = \sqrt{\left(\frac{w}{v}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2} \tag{II.11}$$

$$K_c^2 = \omega^2 \epsilon u \tag{II.12}$$

**K** est la constante de propagation dans le milieu diélectrique dans lequel se propage l'onde à la vitesse **v** donnée par [28] :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0 \epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{Avec : } c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} 3.10^8 \text{ m / s} \quad (\text{II.14})$$

Les équations (II.8) et (II.9) injectées respectivement dans (II.5) et (II.6) donnent :

$$\nabla_t^2 \vec{E} + (K^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$\nabla_t^2 \vec{H} + (K^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (\text{II.16})$$

$$\nabla_t^2 \text{ Représenter une conversion Laplacien } \nabla_t^2 = \nabla^2 - \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (\text{II.17})$$

$$\text{Avec : } K_c^2 = k^2 + \gamma^2 \quad (\text{II.18})$$

### II.3.1.2 Propagation des modes TE

La propagation des modes TE où  $E_z = 0$  et  $H_z \neq 0$ . Vous écrivez  $H_z$  comme suit :

$$H_z(x, y) = \frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + K_c^2 H_z = 0 \quad (\text{II.19})$$

$$\text{Avec } \frac{\partial H_z}{\partial n}$$

La solution  $H(z)$  écrit la forme :

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) e^{-\alpha z} e^{-i(\omega t - \beta z)} \quad (\text{II.20})$$

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{II.21})$$

$$Avec : K_c^2 = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{II.22})$$

Les expressions du champ électromagnétique de ces modes, sont les suivantes[28] :

$$E_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II.23})$$

$$E_y(x, y) = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II.24})$$

$$E_z(x, y) = 0 \quad (\text{II.25})$$

$$H_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II.26})$$

$$H_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II.27})$$

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II.28})$$

$$k_c^2 = \left(\frac{\omega}{v}\right)^2 + \gamma^2 \quad (\text{II.29})$$

### II.3.1.3 Propagation des modes TM

Le mode TM est caractérisé par  $H_z=0$  et  $E_z \neq 0$ . Seulement le champ magnétique est orthogonal à l'axe de propagation.

$$E_z(x, y) = \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + K_c^2 E_z = 0 \quad (\text{II.30})$$

Avec  $E_z=0$

$$E_z(x, y) = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{II.31})$$

$$E_x(x, y) = -E_0 \frac{j\omega u}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{II.32})$$

$$E_x(x, y) = -E_0 \frac{j\omega u}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{II.33})$$

$$H_x(x, y) = E_0 \frac{j\omega u}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{II.34})$$

$$H_x(x, y) = -E_0 \frac{j\omega u}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (\text{II.35})$$

### II.3.1.4 Les modes de propagation et fréquence de coupure

Il existe trois types de mode de propagation :  $TE_{mn}$  (électrique transverse), où  $m$  et  $n$  sont des entiers nuls ou positifs, le cas où  $m = 0$  est exclu.  $TM_{mn}$  (affichage magnétique), où  $m$  et  $n$  sont des nombres entiers positifs ou zéro. Chaque mode a une fréquence de coupure spécifique. La fréquence de coupure dépend de la géométrie du guide et des propriétés physiques du milieu entre les conducteurs.

Le mode électromagnétique TEM transverse ne peut pas exister dans un guide fermé du fait de ses parois formant isotonique dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation.

$$f_c = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r u_f}} + \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{II.36})$$

$a, b$  : Dimensions du guide[18].

$m, n$  : Les numéros de mode.

On tire la pulsation de coupure du mode  $TE_{mn}$

$$W_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r u_f}} + \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{II.37})$$

### II.3.1.5 Fréquence de coupure d'un guide d'ondes rectangulaire

Bien que les guides d'ondes puissent prendre en charge de nombreux modes de transmission, celui qui est utilisé, pratiquement exclusivement, est le mode  $TE_{10}$ . Si cette

hypothèse est faite, alors le calcul du point de coupure inférieur devient très simple. La fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire peut être calculée à l'aide de la formule

ci-dessous : 
$$f_c = \frac{c}{2a} \tag{II.38}$$

Où

$f_c$  fréquence de coupure du guide d'ondes rectangulaire en Hz

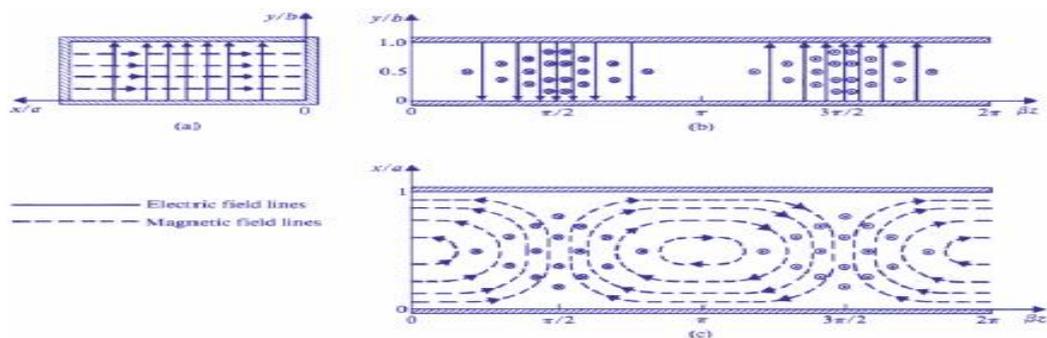
$c$  vitesse de la lumière dans le guide d'ondes en mètres par seconde

$a$  la grande dimension interne du guide d'ondes en mètres

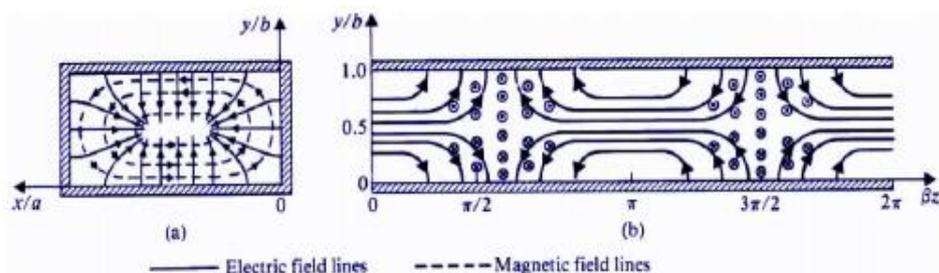
Il est à noter que la fréquence de coupure est indépendante de l'autre dimension du guide d'ondes. En effet, la dimension principale régit la fréquence la plus basse à laquelle le guide d'ondes peut propager un signal [29].

**II.3.1.6 Lignes de champs**

Les lignes de champs du mode  $TE_{10}$  et  $TM_{11}$  d'un guide d'ondes rectangulaires



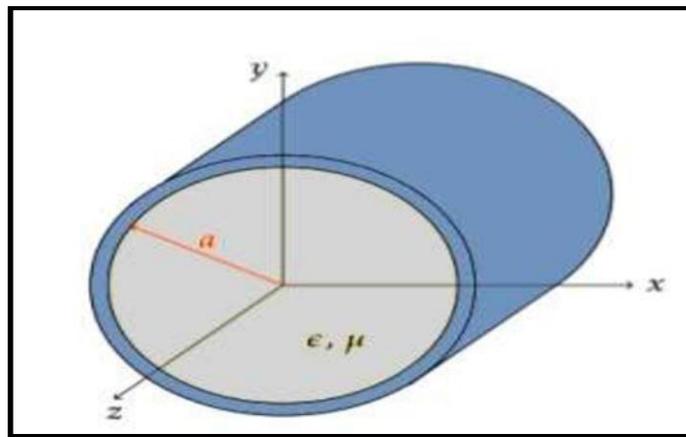
**Figure II.2 :** Lignes de champ du mode  $TE_{10}$  dans un guide rectangulaire [30].



**Figure II.3 :** Lignes de champ du mode  $TM_{11}$  dans un guide rectangulaire [30].

### II.3.2 Guides d'ondes circulaires

Un guide d'ondes circulaire est un tube métallique creux de section transversale circulaire. Il s'agit essentiellement d'un conducteur circulaire tubulaire. Ceci n'est utilisé que pour certaines applications spéciales. Par exemple, il est utilisé dans un joint tournant, qui transmet une onde électromagnétique au dispositif d'alimentation d'une antenne radar rotative. Dans les guides d'ondes circulaires, le plan de polarisation n'est pas stable en raison de la géométrie. La bande de fréquences du fonctionnement monomode d'un guide d'ondes circulaire est plus étroite que la même bande d'un guide d'ondes rectangulaire[28].



**Figure II.4:** Guides d'ondes circulaires[31].

#### II.3.2 .1 Guide d'ondes rectangulaire préféré aux guides d'ondes circulaires

- Pour une fréquence de fonctionnement similaire, un guide d'ondes rectangulaire ne convient pas dans certaines applications car il est plus petit qu'un guide d'ondes circulaire.
- La polarisation n'est pas maintenue par l'onde à travers le guide d'ondes circulaire; c'est-à-dire que la symétrie circulaire du guide d'ondes peut refléter la possibilité de l'onde sans maintenir sa polarisation sur toute la longueur du guide.
- La différence de fréquence entre la fréquence la plus basse dans le mode dominant et le mode suivant des guides d'ondes rectangulaires est plus grande que celle des guides d'ondes circulaires[26]

#### II.3.2 .2 Guides d'ondes circulaires préférés aux guides d'ondes rectangulaires

- Tout d'abord, leur forme, l'utilisation de terminaisons et de connecteurs circulaires est autorisée, qui sont plus faciles à fabriquer et à fixer.

-En raison du mode TE<sub>01</sub> dans les guides d'ondes circulaires, qui présente l'atténuation la plus faible par unité de longueur du guide d'ondes, ceux-ci conviennent aux communications longue distance[26].

### **II.3.3 Guides d'ondes elliptiques**

Le guide d'ondes elliptique est le choix optimal pour la plupart des systèmes d'alimentation d'antenne micro-ondes. Cette guide d'ondes est formé avec précision à partir de cuivre ondulé à haute conductivité et a une croix elliptique section. La paroi ondulée confère au guide d'ondes une excellente résistance à l'écrasement, un poids léger et une bonne flexibilité pour une manipulation aisée [32].



**Figure II.5 :** Guides d'ondes elliptiques.

## **.II.4 Technologies planaires**

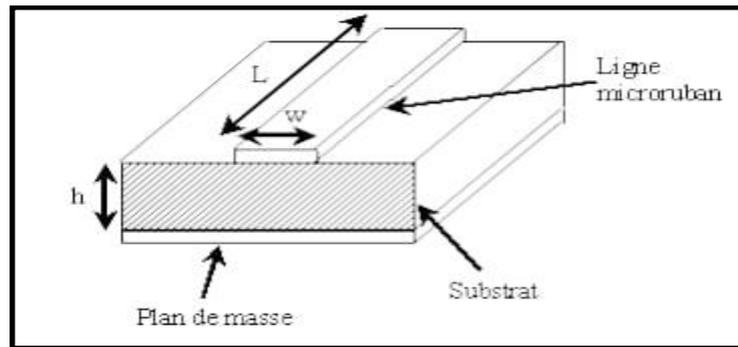
Les techniques de niveau sont complémentaires des techniques de volume. Lorsque ce dernier se débat en raison de sa taille et de son poids très importants, ou en raison d'une mauvaise connectivité, les technologies planaires répondent favorablement à ces critères.

Il convient également à la production de masse, ce qui peut réduire les coûts. Ces qualités ont un prix à payer par des puissances admissibles limitées au watt.

Le principe de cette technologie repose sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques, métallisées sur une ou deux faces. Après cela, il est devenu possible de réaliser différentes conceptions, donnons des exemples : Technologie Coplanaire, Technologie Tri-plate, Technologie Micro-ruban [28].

### **II.4.1 Ligne micro-ruban**

La ligne microruban est une ligne de transmission plane qui est largement utilisée dans les circuits RF(Radio fréquence) et micro-ondes. elle est acheminée sur la surface du circuit imprimé PCB (Printed circuit board) et entourée de deux environnements : le matériau PCB( et l'air. Le microruban consiste en une bande conductrice sur un substrat diélectrique soutenu par un plan de masse qui rayonne lorsque l'espace entre le plan de masse et la bande augmente.



**Figure II.6.** Ligne micro-ruban[33].

### **II.4.2 Ligne coplanaire**

Ligne coplanaire est acheminée sur les couches internes d'un PCB, et c'est pourquoi il est entouré d'un seul environnement, c'est-à-dire le matériau PCB. Cette technique est de préférence utilisée dans une conception PCB multicouche, et la trace du signal est soutenue par les plans de masse au-dessus et au-dessous.

Dans une ligne à ruban, le chemin de retour de courant pour une trace de signal haute fréquence est fourni au-dessus et en dessous de la trace de signal sur les plans de masse (alimentation). En raison de cette disposition, le signal haute fréquence reste à l'intérieur du PCB, ce qui réduit les émissions et fournit également un blindage contre les signaux parasites entrants[34].

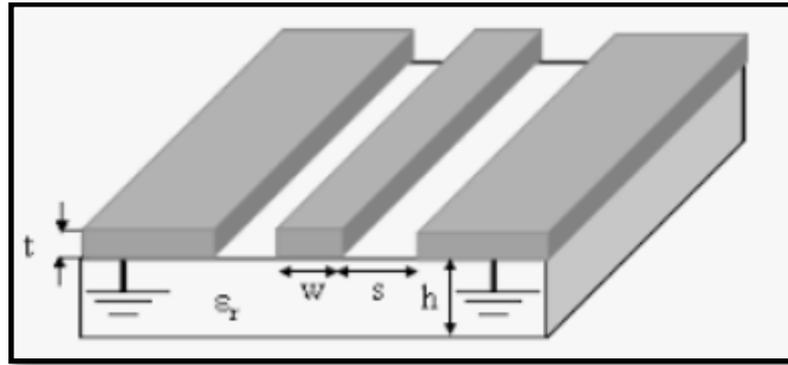
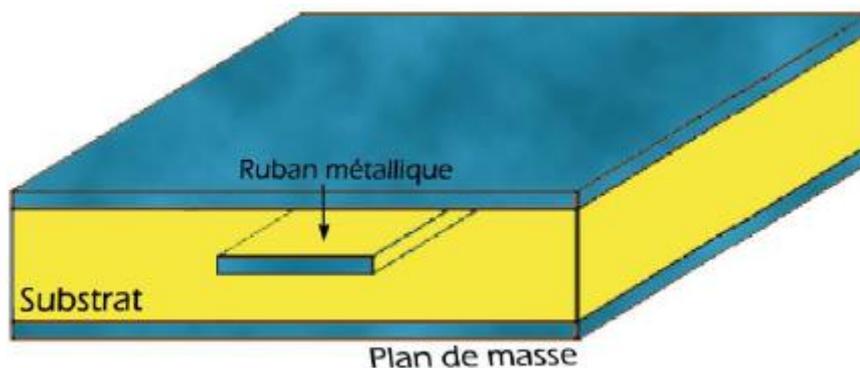


Figure II.7 : ligne coplanaire.

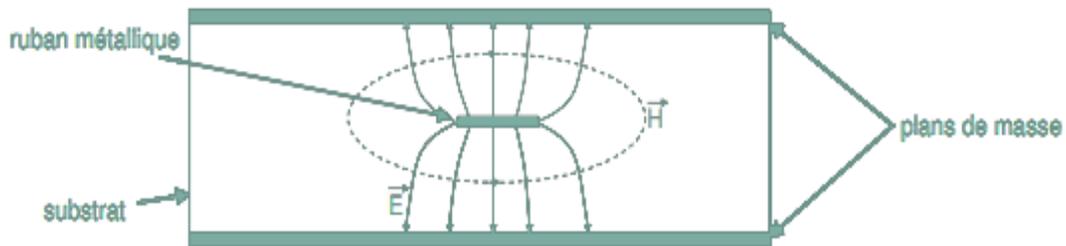
### II.4.3 La technologie tri-plaque

La ligne tri-plaque consiste à utiliser un ruban métallique noyé dans un substrat dont les deux faces ont été métallisées **Figure II.8**. Cette technologie tri-plaque peut être symétrique (la ligne de transmission est située à égale distance des deux plan de masse) ou asymétrique (le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre). Cette technologie permet de réaliser des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure. Comme dans le cas de la technologie coplanaire, il y a trois conducteurs donc deux modes différents peuvent exister, or un seul est exploitable, c'est pourquoi il est nécessaire de relier les deux plans de masse par des trous métallisés afin d'empêcher le mode parasite de s'installer [35].

Les inconvénients majeurs de tri-plaque sont les dispersions technologiques et d'avoir des coûts de réalisation élevés par rapport aux autres technologies planaires à cause de la difficulté de réalisation des composants ajoutés.



**Figure II.8 :** Vue tridimensionnelle d'une ligne Tri-plaques [36].



**La figure II.9 :** Illustre les lignes de champs électriques et magnétiques d'une ligne tri-plaques.

## II .5 La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat SIW

### II .5.1 Guide d'onde intégré au substrat (SIW)

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est une ligne de transmission plane avec certaines propriétés héritées du guide d'ondes rectangulaire. La structure physique d'une ligne de transmission SIW est illustrée à la (Figure II.10 ) La ligne de transmission SIW elle-même est constituée de deux plaques métalliques prises en sandwich par un matériau diélectrique (diélectrique substrat). Deux rangées de montants métalliques périodiques s'étendent le long du substrat pour imiter la paroi latérale métallique d'un guide d'ondes rectangulaire [37]. La figure suivante ( Figure II.11) montre la Topologie d'un guide SIW où :

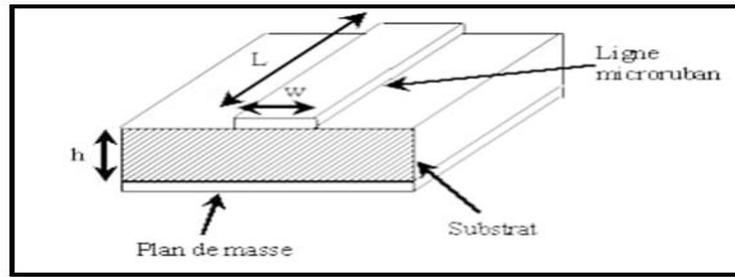
$d$  : Diamètre des vias.

$p$  : La distance entre deux vias adjacents centre à centre.

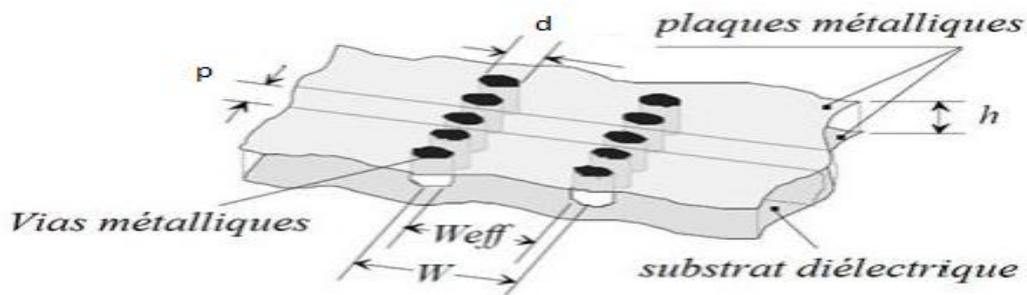
$h$  : La hauteur du substrat.

$w_{eff}$  : L'écartement réel entre les deux rangés de vias .

$w$  : La distance entre les deux rangés (centre à centre).



**Figure II.10:** Ligne micro-ruban[33].



**Figure II.11:** Topologie d'un guide SIW[38].

### **II .5.2 Les avantages de la technologie SIW [39]**

- Les capacités de gestion de la puissance sont plus élevées.
- Les pertes par rayonnement sont plus faibles.
- Le coût de fabrication de divers composants RF utilisant la structure SIW est inférieur.
- L'intégration haute densité peut être réalisée lors du montage de composants discrets sur des structures SIW.
- En raison de l'utilisation de métal, la perte de conducteur est plus faible.

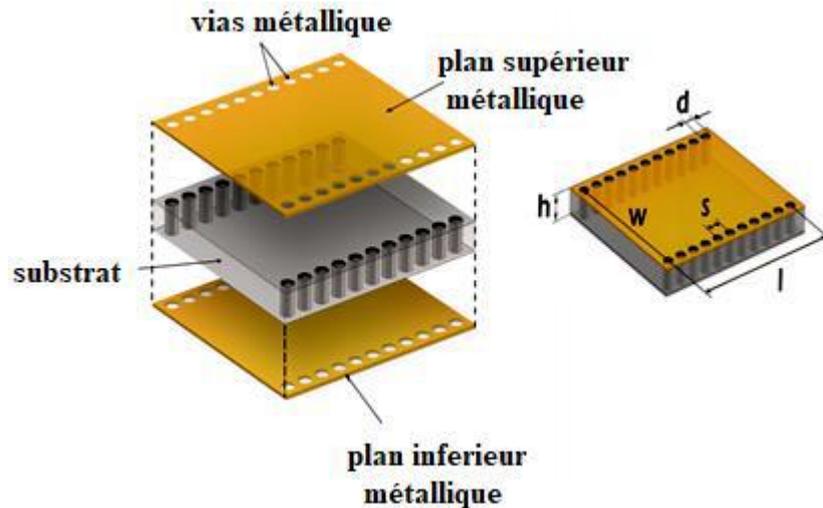
### **II .5.3 Les règles de conception**

Pour concevoir une bonne architecture SIW, vous devez suivre quelques étapes de conception. Le guide d'ondes SIW illustré à la Figure II.11 est mis en œuvre sur un substrat diélectrique avec des entrefers métalliques soudés aux couches conductrices supérieure et inférieure pour confiner le champ électrique au guide d'ondes. La figure d montre les quantités, le diamètre de la fente métallique et la distance inter-cavité respectivement, et la première étape de la construction de la structure SIW est l'emplacement des pièces

métalliques, comme indiqué dans [40]. Pour éviter les interférences entre les interstices métalliques, la distance doit être supérieure au diamètre de l'interstice, et puisque les interstices métalliques agissent comme une paroi métallique, les interstices doivent être aussi proches que possible. Lorsque ces entrefers sont très proches les uns des autres, le circuit devient plus sensible aux dommages mécaniques, au contraire, s'ils sont trop éloignés, la perte de rayonnement devient très rapide. Le diamètre a également un effet sur la perte, il devrait donc être amélioré par. Il est clair dans [41] que le rapport est directement lié à la perte et doit être utilisé comme paramètre de conception SIW pour la preuve. D'après [42] Deslandes,

$$s = 2d \tag{II.39}$$

Alors on peut dire que la perte de rayonnement est négligeable par rapport aux autres pertes [43].



**Figure II.12 :** Structure de guide d'onde intégré au substrat.

$$s \leq 2d \tag{II.40}$$

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \tag{II.41}$$

Où:  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée donnée par [44]:

$$\lambda_g = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \tag{II.42}$$

Le paramètre  $a_s$  représente la distance qui définit la largeur du guide d'ondes siw qui à son tour représente la distance entre deux rangées de via, Figure II.13.

Ce paramètre est déterminé à partir des équations de conception d'un guide d'onde rectangulaire. Où la fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire du mode fondamental est la même que celle d'un guide d'onde intégrée au substrat, elle est donnée par:

$$f_{cmn} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{II.43})$$

Où:

$c$  : La vitesse de la lumière.

$m, n$  : Le nombre de mode.

$a, b$ : Les dimensions du guide d'ondes.

Pour Un guide d'onde intégrée au substrat est considéré comme un guide d'ondes conventionnel rempli par un diélectrique RWG [44] la dimension  $a_d$  du guide d'ondes est calculé par l'équation (I.39) et avec la même fréquence de coupure du mode fondamental TE<sub>10</sub> :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{II.44})$$

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.45})$$

D'après, la largeur du guide d'onde SIW est donnée par[11] :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95s} \quad (\text{II.46})$$

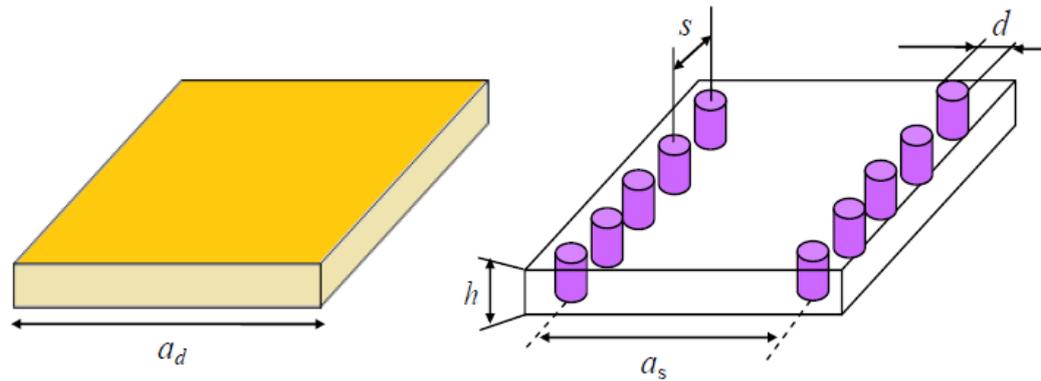


Figure II.13 : Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat avec configurations SIW.

### II .6 Transition des lignes micro-rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat

Les guides d'ondes peuvent être adaptés aux circuits planaires de différentes manières [45] et une transition coplanaire d'une micro-bande conique (cône) peut facilement être obtenue en un guide d'ondes [46]. La ligne à micro-bandes est l'une des plus largement utilisées. lignes de transmission dans la conception de systèmes hyperfréquences. Le passage de la ligne SIW à la ligne microruban a été suggérée par Deslandes dans [47]. La topologie de la structure est illustrée à la Figure II.13.

La transition peut être divisée en deux parties : la ligne micro ruban et le guide d'onde rectangulaire.

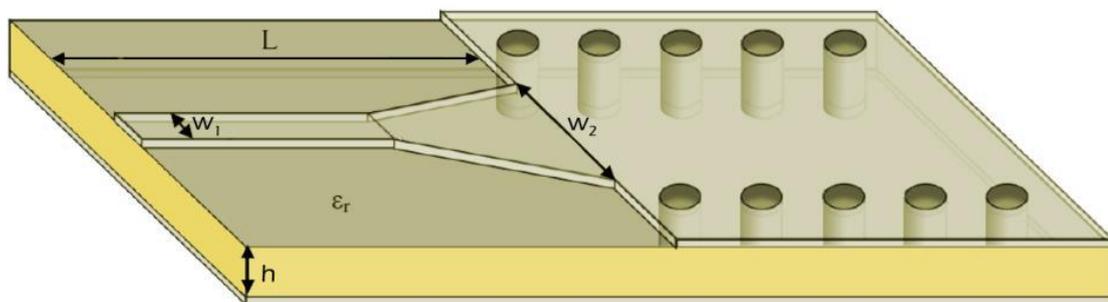
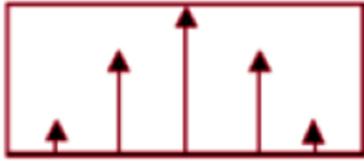
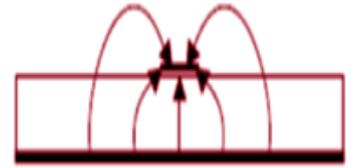


Figure II.14 : Transition d'un SIW vers une ligne micro ruban.

La figure II.16 représente les lignes de champs dans un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro-ruban



(a) Guide d'onde rectangulaire



(b) ligne micro-ruban

Figure II.15 : Lignes de champs (a) guide d'onde rectangulaire (b) une ligne micro ruban [36].

### II .7 Impédance caractéristique

Comme le montre la Figure II.16, cette transition nécessite le calcul des trois paramètres suivants :

- 1- La largeur initiale de la ligne micro-ruban  $W_1$ .
- 2- La largeur finale de la ligne micro-ruban  $W_2$ .
- 3- La longueur  $L_2$  du taper.

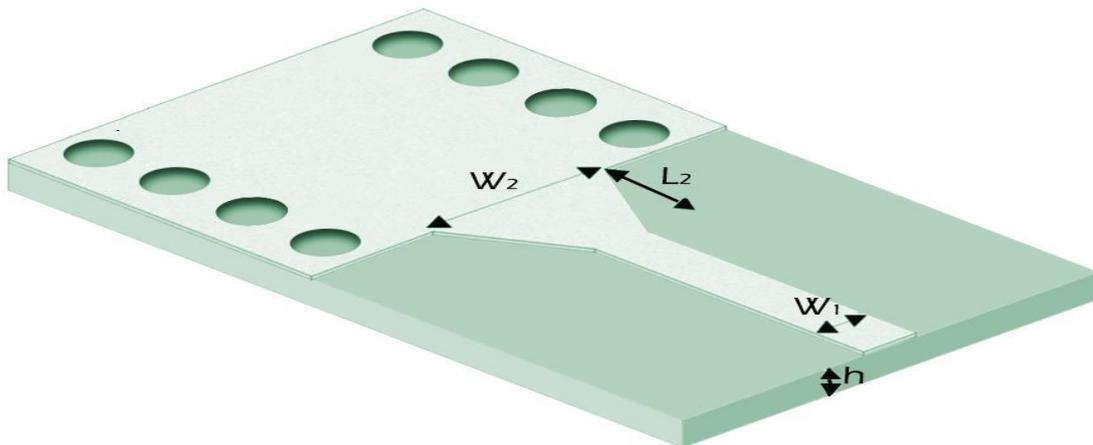


Figure II.16 : Paramètre géométrique de la transition.

$W_1$  est une impédance égale  $50 \Omega$ . D'après [48], on calcule le rapport  $W_1/h$  par l'équation suivante :

$$\frac{W_1}{h} \left\{ \begin{array}{l} \frac{8e^A}{e^{A-2}} \text{ pour } \frac{w_1}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left( B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.66}{\epsilon_r} \right\} \right) \end{array} \right\} \quad (\text{II.47})$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \text{ et } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.48}) \text{ et } (\text{II.49})$$

Avec

$Z_0$  : Impédance caractéristique de la ligne micro ruban.

$h$  : Epaisseur du substrat.

$\epsilon_r$  : Permittivité relative du substrat.

On calcule la valeur de  $W_2$  en égalant les deux équations (II.40) et (II.41)

$$\frac{1}{We} \left\{ \frac{\frac{60}{\eta n} \ln \left( 8 \frac{h}{W_2} + 0.25 \frac{W_2}{h} \right)}{120\pi} \right. \quad \left. \frac{\eta n \left[ \frac{W_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_2}{h} + 1.444 \right) \right]}{\right\} \quad \text{(II.50)}$$

$$-0.627 \frac{\epsilon_r}{1 \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2 \sqrt{1 + 12 \frac{h}{W_1}}}} \quad \text{(II.51)}$$

$$\frac{1}{We} = \frac{4.38}{ae} e \quad \text{(II.52)}$$

Avec

$w_e$ : La largeur d'un guide d'onde qui modélise la ligne micro-ruban

$ae$ : La largeur d'un guide d'onde rectangulaire qui fournit la même fréquence de coupure

$\eta$ : L'impédance d'onde

Pour déterminer la longueur  $L_2$  on calcule la largeur médiane entre la ligne micro ruban et la fin de la transition d'après [50,51] :

$$W_{milieu} = \frac{W_1 + W_2}{2} \quad \text{(II.53)}$$

Pour calculer la longueur d'onde, nous devons trouver la constante diélectrique qui correspond à la largeur de la ligne micro-ruban au moyen de l'équation (II.52):

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_{milie}}}} \quad (\text{II.54})$$

La longueur d'onde de coupure est donnée par l'équation suivante :

$$\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{u_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} \quad (\text{II.55})$$

La résistance du guide siw doit être calculée pour que la ligne électrique corresponde au guide d'onde siw et ainsi notre structure est adaptée et l'équation est donnée comme suit [50] :

$$Z_{pi} = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{2as} \quad (\text{II.56})$$

$\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée. Elle est donnée par la formule suivante :

$$\lambda_g = \frac{\pi}{\sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 \varepsilon_r - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{II.57})$$

Où,  $Z_{TE}$  représente l'impédance de l'onde. Pour le mode  $TE_{10}$ , cela donne :

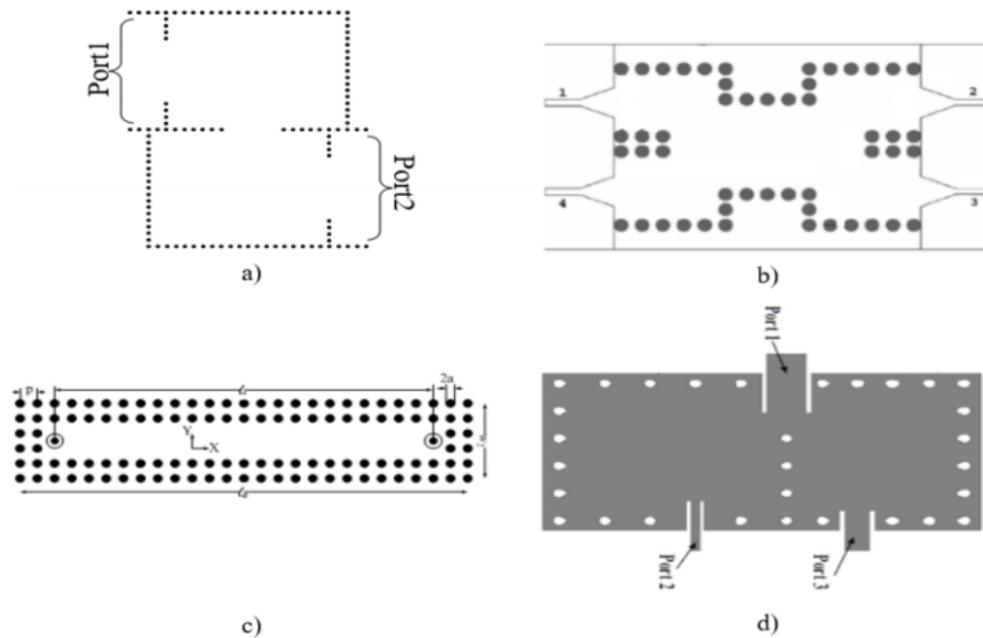
$$Z_{te} = j \frac{w}{\gamma} = \sqrt{\frac{u}{\varepsilon}} \times \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (\text{II.58})$$

## **II .8 Implémentation de la technologie SIW**

En utilisant des circuits planaires avec des structures composites intégrées, un SIC (circuit intégré à substrat) tel qu'une ligne microruban, passive et active, peut être construit.

### **II .8.1 Circuits passifs en SIW**

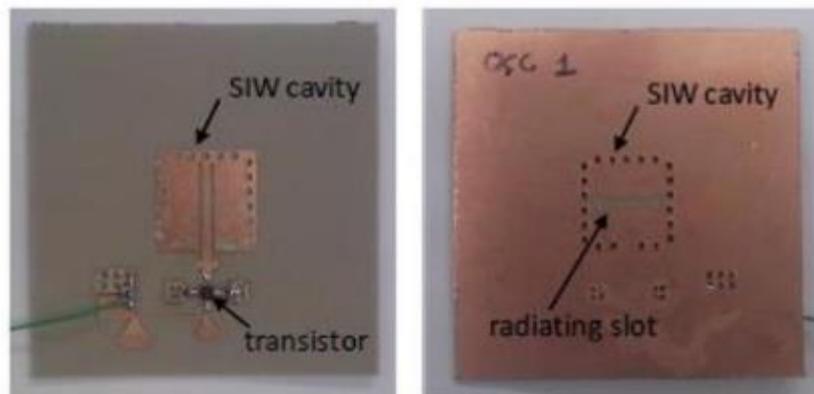
La technologie siw contient la plupart des composants micro-ondes classiques, il s'agit donc d'une forme avancée du guide d'ondes et d'autres avantages tels que sa petite taille [53]. La figure 16.I représente Quelques exemples de composants passifs un filtre passe-bande [54] cavité rectangulaire [55] le coupleur [56] et un duplexeur SIW [57].



**Figure II.17 :** Exemples des circuits passifs SIW , a) Filtre passe-bande SIW , b) Coupleur SIW ,c ) Guide rectangulaire SIW , d) Duplexeur SIW .

## II .8.2 Circuits actifs en SIW

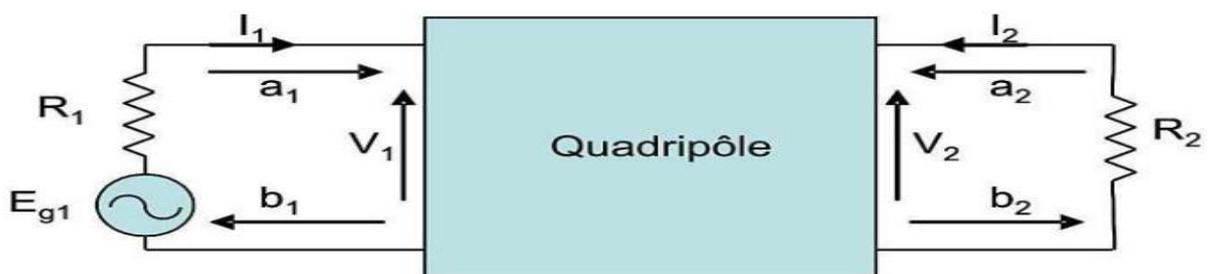
La réalisation de composants actifs en technologie SIW a moins attiré l'attention Par rapport aux circuits passifs. Néanmoins, de nouvelles possibilités de conception Essentiellement, La conception et l'optimisation de circuits actifs incluent l'intégration de dispositifs actifs dans des circuits passifs SIW et leur connexion en utilisant des avantages technologiques, par exemple une faible perte, une isolation élevée et une taille compacte pour obtenir une bonne Performances à faible coût. comme exemple Les développements récents d'oscillateurs en 2012 [58]



**Figure II.18 :** Exemples des circuits actifs SIW, a) oscillateur SIW [59].

**II .9 Matrice [S] du quadripôle**

Le filtre électrique peut être représenté par un quadripôle qui n'a pas de source de tension auxiliaire comme représenté sur la Figure II.20

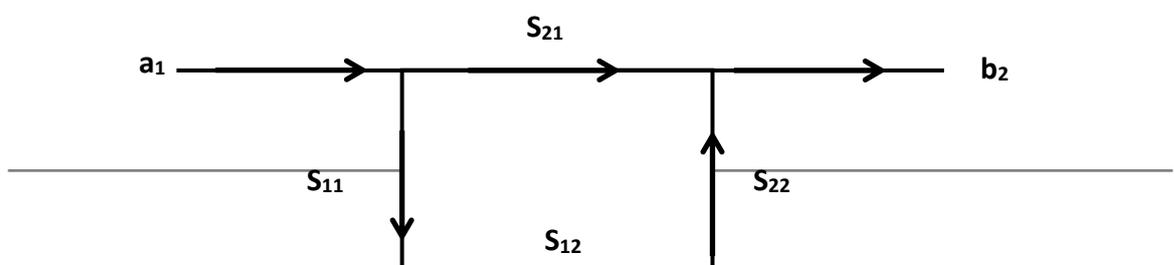


**Figure II.19 :** Représentation du filtre par un quadripôle[60].

$V_1, V_2$  : Tensions d'entrée et sortie du quadripôle

$I_1, I_2$ : Courant d'entrée et sortie du quadripôle

Dans le domaine des micro-ondes, le quadripôle est défini comme Les paramètres  $S_{ij}$  (paramètres de distribution) permettent de définir Caractéristiques multipolaires linéaires sans aucune source L'énergie interne, en particulier les quadripôles linéaires passifs, tels que les filtres passifs. Cette graphe de flux du paramètre est représenté sur la Figure II.21 [61].



**Figure II.20** :Graphe de fluence d'un quadripôle.

Les ondes sortantes  $b_i$  sont liées aux ondes entrantes  $a_i$  par :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [s] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \text{(II.59)}$$

Le coefficient  $s_{12}$  représente le coefficient de transmission à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.

Le coefficient  $s_{21}$  représente le coefficient de transmission à la sortie lorsque la l'entrée est adaptée.

Le coefficient  $s_{11}$  représente le coefficient de réflexion en entrée lorsque la sortie est adaptée.

Le coefficient  $s_{22}$  représente le coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée [62].

**II .10 Conclusion**

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté une définition des guides d'ondes électromagnétiques (EM) et des modes de propagation électrique transverse (TE) et magnétique transverse (TM), Ces modes sont basés sur les solutions de l'équation de Maxwell pour le guide d'ondes donné, Chaque mode a une fréquence de coupure et cette fréquence de coupure dépend des dimensions physiques des guides d'ondes.

Dans la deuxième partie nous avons défini la technologie Coplaire, la technologie Tri-plate et la technologie Micro-ruban ,Les avantages de la technologie siw Ainsi que les règles de conception et comment passer des lignes microruban aux guides d'ondes intégré au substrat et enfin nous avons expliqué la matrice [S] et tout cela dans le but de comprendre la simulation dans le prochain chapitre qui nous aidera dans la conception.

## **CHAPITRE III**

### **Présentation des résultats de simulation**

---

**III.1. Introduction**

Le dernier chapitre sera réservé à la simulation en technologie de filtre SIW avec perturbation via. avec logiciel HFSS 15.0 (high frequency structural simulator) est un programme de simulation électromagnétique très efficace pour résoudre les problèmes en 3D tel que Il permet également le calcul du comportement électromagnétique a base la méthode des éléments finis . Dispose d' une interface simple et facile pour les utilisateurs. Le simulateur contient aussi des outils de traitement pour une analyse plus détaillée. Il permet le calcul des:

- Impédances caractéristiques des ports et les constantes de propagation des lignes.
- Les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique.
- Quantités de base : E, J,  $\lambda$ ,...

Comme pour tout autre logiciel, son emploi nécessite plusieurs précautions afin d'obtenir des résultats de simulation conformes aux performances réelles

**III.2. Conception d'un guide SIW**

la conception du guide d'onde intégré au substrat SIW sera basée sur les équations mentionnées dans le chapitre II, La première étape consiste à créer un filtre puis à modifier en ajoutant des perturbations vias.

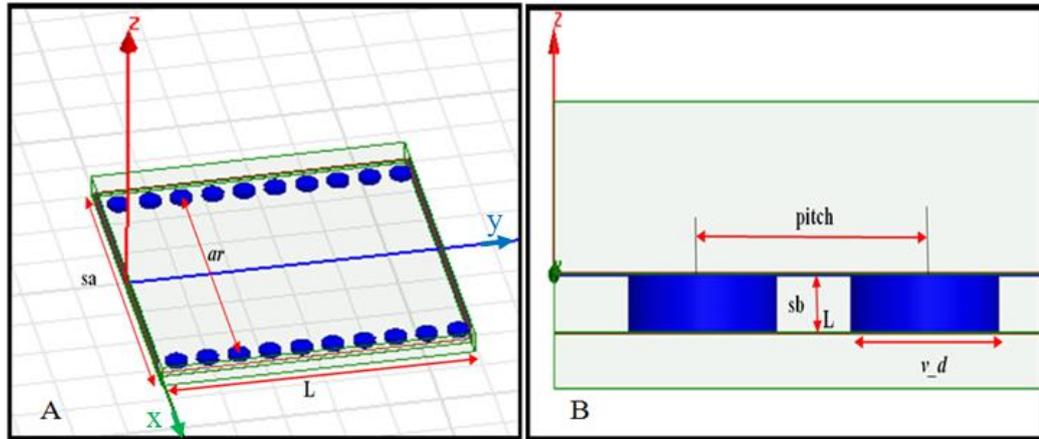
Pour le mode TE<sub>10</sub>, la fréquence de coupure prise est  $f_c = 3.9$  GHz, l'épaisseur du conducteur est de 0.017 mm. Le diélectrique utilisé est le "Rogers RT/duroid 5880 (tm)"possède les propriétés suivantes :

Une perte tangentielle de  $tg\delta = 0.0009$  et permittivité relative de ,  $\epsilon_r = 2.2$

**Tableau III. 1:** Paramètres géométrique du guide SIW.

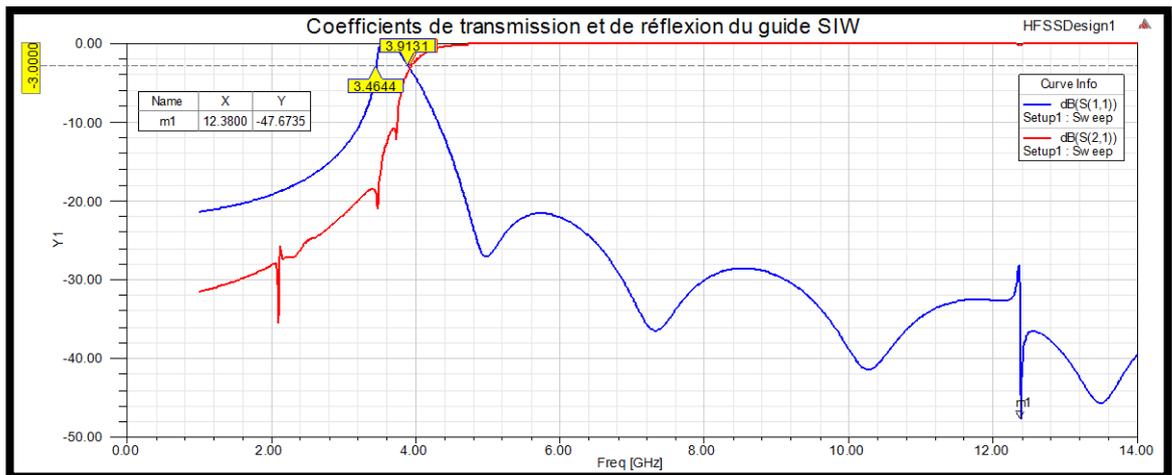
Paramètres	Définitions	Dimensions (mm)
<b>sa</b>	Largeur du substrat	31 mm
<b>L</b>	La longueur totale	30 mm
<b>sb</b>	La hauteur du substrat	0.508 mm
<b>ar</b>	La largeur efficace	27 mm
<b>v_d</b>	Le diamètre des vias ( <i>d</i> )	2 mm
<b>pitch</b>	La distance entre les vias du centre au centre ( <i>s</i> )	3 mm
<b>n</b>	Nombre des via	10

La **figure III.1** représente la structure du guide d'onde SIW avec les dimensions mentionné dans le **Tableau III.1**.



**Figure III. 1:** Structure du guide SIW (A) vue en perspective,(B) vue coté

Sur la figure III.2 nous présentons le coefficient de réflexion et de transmission



**Figure III.2:** Coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW dans la bande [0-14] GHz.

À partir de la figure ci-dessus on observe que la transmission est possible après la fréquence de coupure 3.91 GHz autour de -3 dB, Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inferieurs a -20 dB avec des pics qui atteignent -47 dB autour de fréquence 12.38 GHz.

Afin d'améliorer le filtre SIW, nous appliquons la condition suivante :  $S \leq 2d$  (II.38).

$S$  : La distance entre les vias du centre au centre (**pitch**) et  $d$  : Le diamètre des vias (**v\_d**)

Le **Tableau III. 2** suivant résume les dimensions utilisées dans cette simulation.

Tableau III. 2: paramètres géométrique du filtre SIW ,s=4mm et d=2mm

Paramètres	Définitions	Dimensions (mm)
sa	Largeur du substrat	31 mm
L	La longueur totale	30 mm
sb	La hauteur du substrat	0.508 mm
ar	La largeur efficace	27 mm
v_d	Le diamètre des vias (d)	2 mm
pitch	La distance entre les vias du centre au centre centre au centre (s)	4 mm
n	Nombre des via	7

La figure III.3 montre le coefficient de réflexion et de transmission du filtre siw précédente

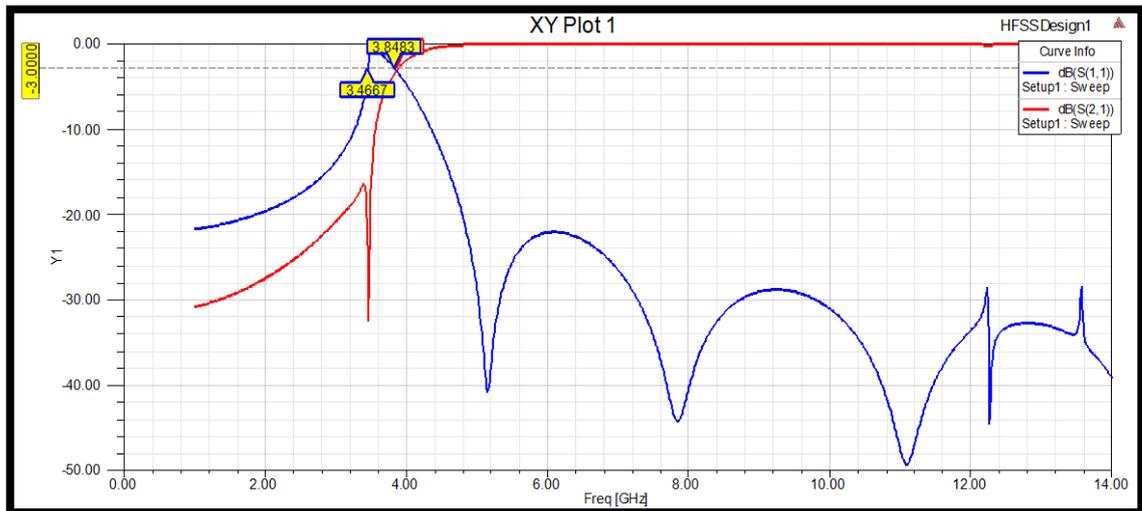


Figure III.3: Coefficients de transmission et de réflexion du filtre SIW dans la bande [0-14] GHz.

Pour  $S \leq 2d$  La réponse obtenue (Figure III.3) montre clairement un décalage de fréquence de coupure 3.91 GHz à 3.84 GHz avec des pics inférieur à -40 dB qui atteignent -49 dB autour de fréquence 11.09 GHz.

### III.3. Étude paramétrique

#### III.3.1 Effet du diamètre des vias (Changement v\_d)

Nous appliquons les mêmes dimensions indiquées dans le Tableau III. 2 et nous modifions le diamètre de la via, Les résultats obtenus sont présentés dans la Figure III.4 et résumés dans le Tableau III. 3

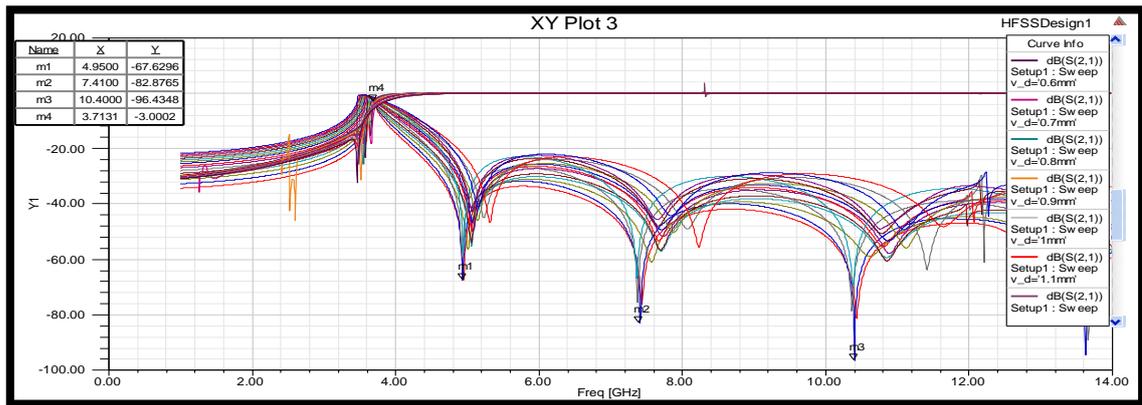


Figure III.4: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour différentes valeurs de v\_d dans la bande [0-14] GHz.

Tableau III. 3: Résumé des résultats de la simulation pour différentes valeurs de v\_d.

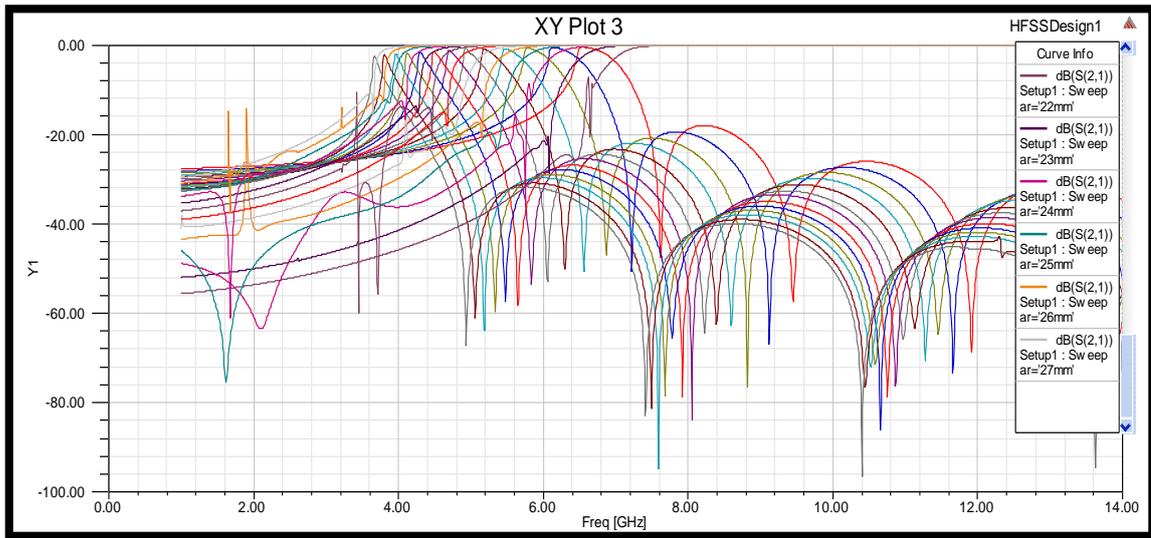
Le diamètre des vias (mm)	La distance entre les vias du centre au centre (s) (mm)	Fréquence de coupure GHZ	pics inférieur (dB)	s11 max (dB)	f <sub>0</sub> pour s11 max(GHz)
0,5	1	3,71	-65	-81	10,42
0,6	1,2	3,71	-65	-96	10,4
0,7	1,4	3,72	-53	-60	7,58
0,8	1,6	3,71	-52	-59	10,8
0,9	1,8	3,72	-51	-60,5	10,8
1	2	3,74	-55	-89	13,65
1,1	2,2	3,74	-48	-57	10,9
1,2	2,4	3,75	-47	-55	10,81
1,3	2,6	3,77	-45	-53	10,89
1,4	2,8	3,77	-43	-55	11,12
1,5	3	3,83	-56	-69	10,38
1,6	3,2	3,82	-41	-50	10,8
1,7	3,4	3,81	-43	-63	11,41
1,8	3,6	3,85	-40	-49	10,75
1,9	3,8	3,82	-44	-55	8,23
2	4	3,87	-39	-49	11,09

D'après le Tableau III. 3 nous remarquons que dans la bande de fréquence [0-14GHz] L'augmentation de la valeur du diamètre v\_d entraîne une petite augmentation de la fréquence de coupure(de 3,71 GHz à 3,87 GHz).

III.3.2 Effet de la distance entre les rangées de centres via ar

selon la comparaison des résultats obtenus dans le tableau 3, nous trouvons la meilleure réponse lorsque  $v_d = 0,6\text{mm}$  donc  $s = 1,2\text{ mm}$ , nous utilisons ces dimensions et nous changeons la dimension **ar**.

la **Figure III.5** Montrer les résultats de la simulation et Le **Tableau III. 4** résume les résultats.



**Figure III.5:** Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour différentes valeurs de **ar** dans la bande [0-14] GHz.

**Tableau III. 4:** Variations des Coefficients de réflexion S11 et fréquence de coupure pour différentes valeurs de **ar**.

<b>ar</b> : (Distance entre les rangées de centres via)	$F_c$ (GHz)	Pics inférieur à (dB)	$s_{11max}$ (dB)	$f_0$ pour $s_{11max}$ (GHz)
15	6,98	-45	-68	11,91
16	6,51	-48	-73	11,65
17	6,1	-46,29	-76	8,82
18	5,73	-50,33	-70	11,27
19	5,4	-50,33	-62	8,39
20	5,1	-52	-73	73
21	4,84	-53	-84	8,05
22	4,6	-58	-78	7,92
23	4,39	-57	-86	10,65
24	4,2	-59	-78	7,68
25	4,02	-63	-94	7,59
26	3,86	-61	-81	7,49
27	3,71	-65	-96	10,4

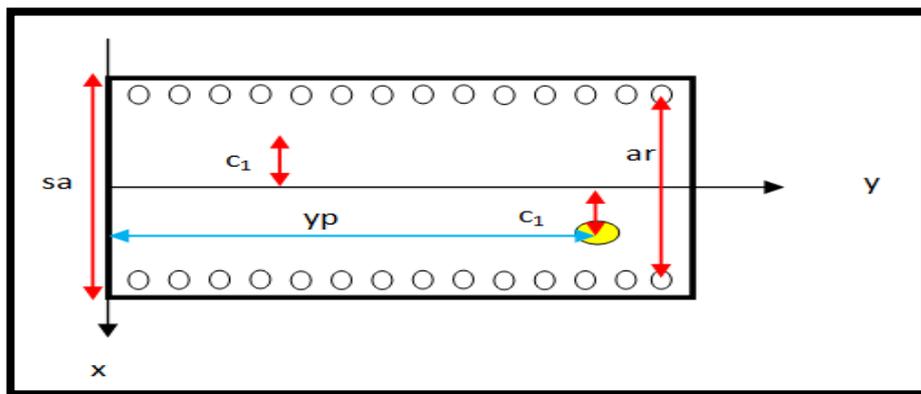
D'après le Tableau III. 4, nous remarquons que dans la bande de fréquence [0-14GHz] L'augmentation de la valeur de la distance entre les rangées de centres entraîne une diminution de la fréquence de coupure.

**III.3.2. Substrat avec perturbation**

Nous créons des perturbation en modifions l'emplacement du trou métallique (via) en fonction des valeurs de  $c_1$ (0mm,4mm,8mm,10mm,-4mm,-8mm,-10mm) et  $y_p$ (4mm,12mm,20mm,28mm) Comme le montre la **Figure III.6.**

$y_p$ : est la dimension entre la perturbation via et l'axe  $x$ .

$c_1$ : La dimension entre la perturbation via et l'axe  $y$ .



**Figure III.6 :** Filtre SIW avec perturbation via.

Les résultats de la simulation sont présentés dans les **Figure III.6.** à **Figure III.33.**

**III.3.4 Simulation des perturbations**

Pour voir l'effet de ces perturbations , pour chaque valeur de  $c_1$  on simule notre guide pour les différentes valeurs de  $y_p$ (4mm,12mm,20mm,28mm)

✓ 1<sup>er</sup> cas  $c_1=0\text{mm}$

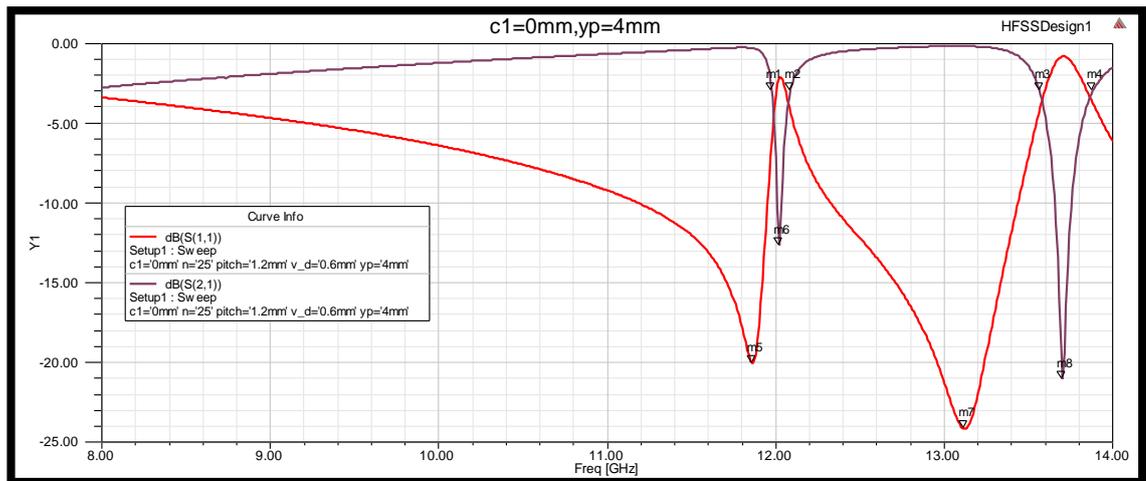


Figure III.7: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=0\text{mm}$ ,  $y_p=4\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

✓ Pour  $y_p=4\text{mm}$ , La réponse obtenue (Figure.III.7) montre clairement un comportement coupe-bande autour de deux fréquences 12.02GHz et 13.7GHz , avec une transmission très atténuée (S21) de -12.66 dB et -21.04 dB successivement.

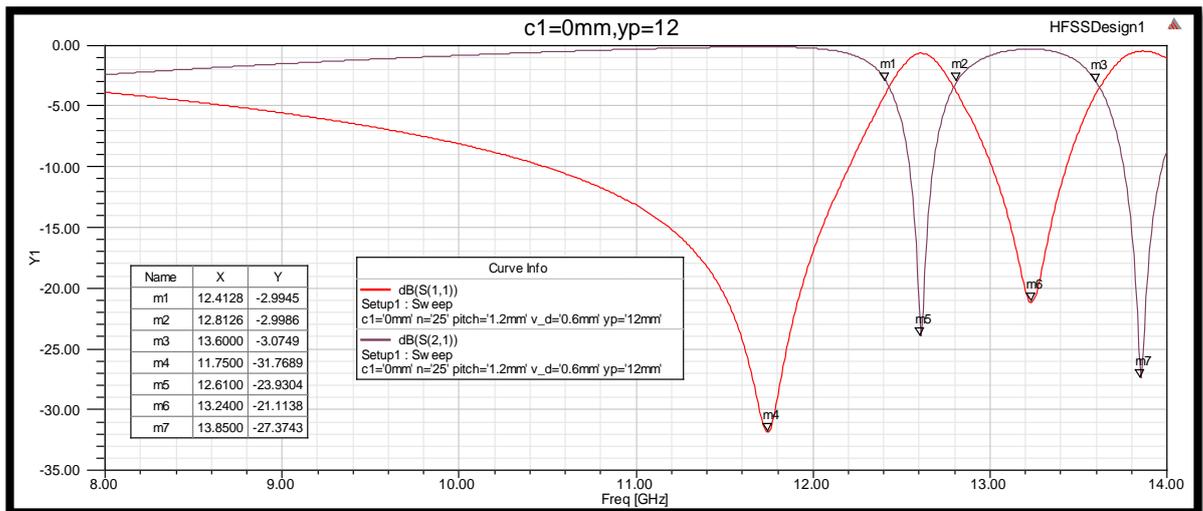
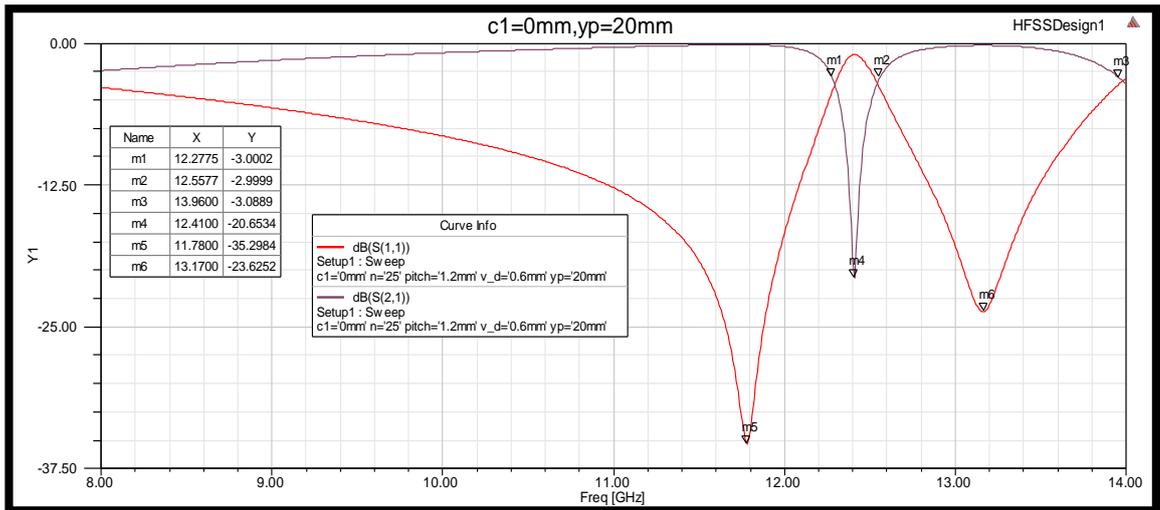


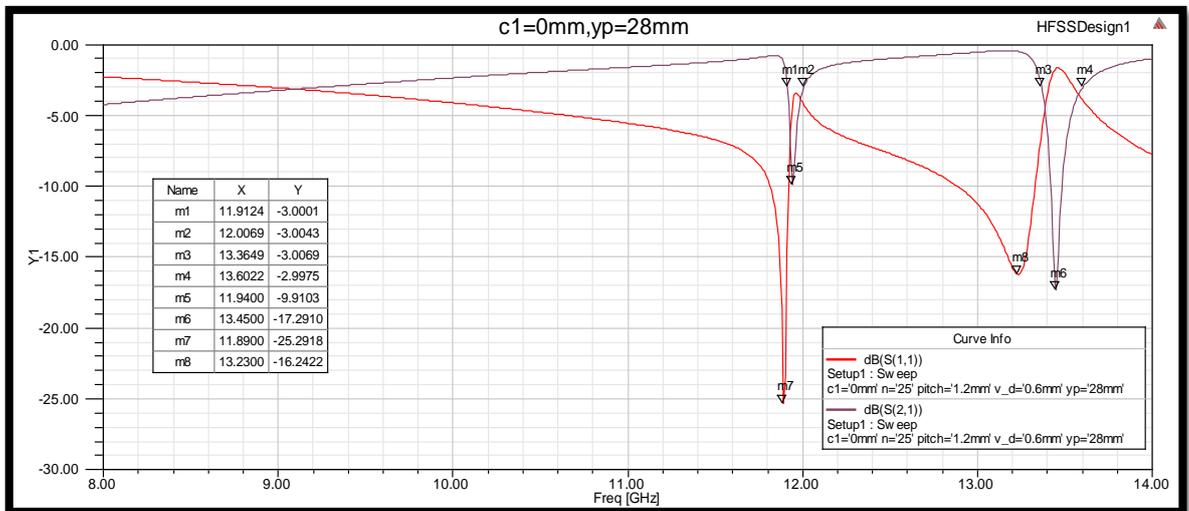
Figure III.8: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=0\text{mm}$ ,  $y_p=12\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

✓ Pour  $y_p=12\text{mm}$ , La réponse obtenue (Figure .III.8). montre clairement un comportement coupe-bande autour du fréquence 12.61GHz, avec une transmission très atténuée (S21) de -23.93 dB.



**Figure III.9:** Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=0\text{mm}$  , $yp=20\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $yp=20\text{mm}$ , La réponse obtenue (**Figure .III.9**) montre clairement un comportement coupe-bande autour du fréquence 12.41GHz, avec une transmission très atténuée (S21) de -20.65 dB.



**Figure III.10:** Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=0\text{mm}$  , $yp=28\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $yp=28\text{mm}$ , La réponse obtenue (**Figure .III.10**) montre clairement un comportement coupe-bande autour du fréquence 13.45GHz, avec une transmission très atténuée (S21) de -17.29 dB.

✓ 2eme cas  $c_1=4\text{mm}$

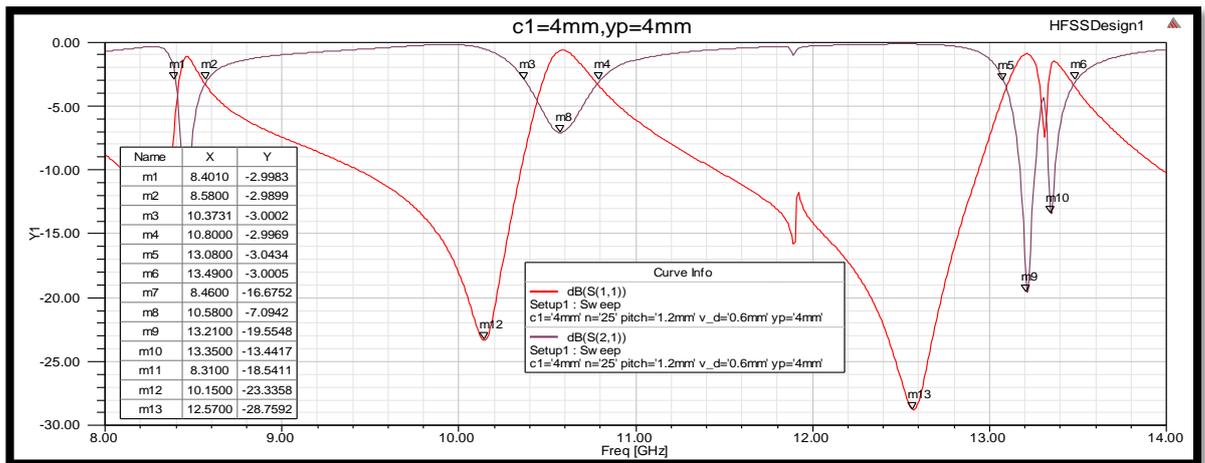


Figure III.11: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=4\text{mm}$  , $yp=4\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $yp=4\text{mm}$ , La réponse obtenue (Figure .III.11) montre clairement un comportement coupe-bande autour de deux fréquences 8.46GHz et 10.58GHz , avec une transmission très atténuée (S21) de -16.67 dB et -7.09 dB successivement.

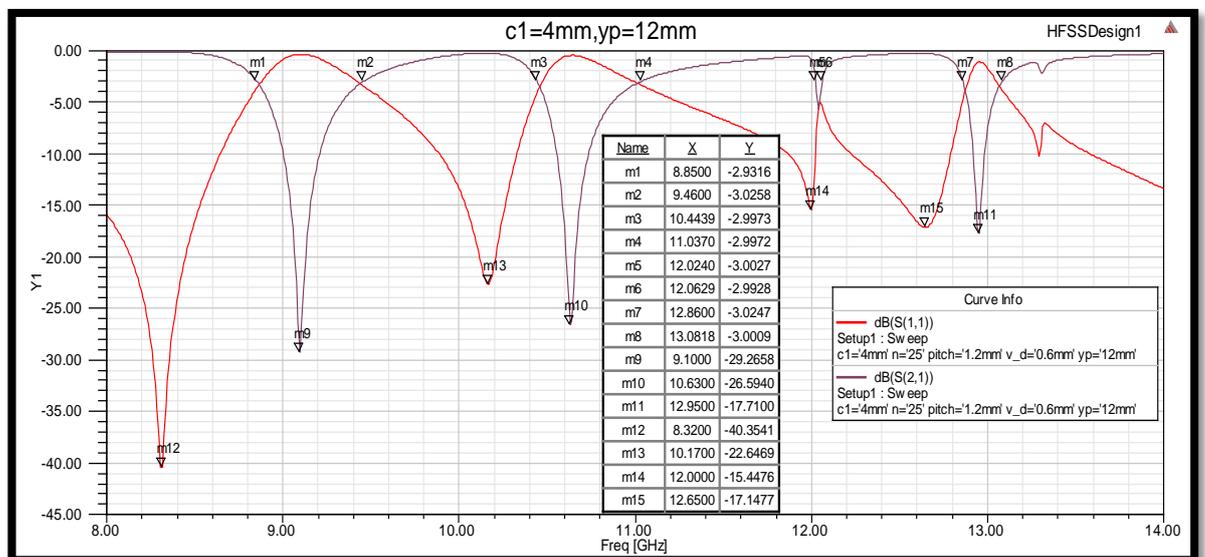
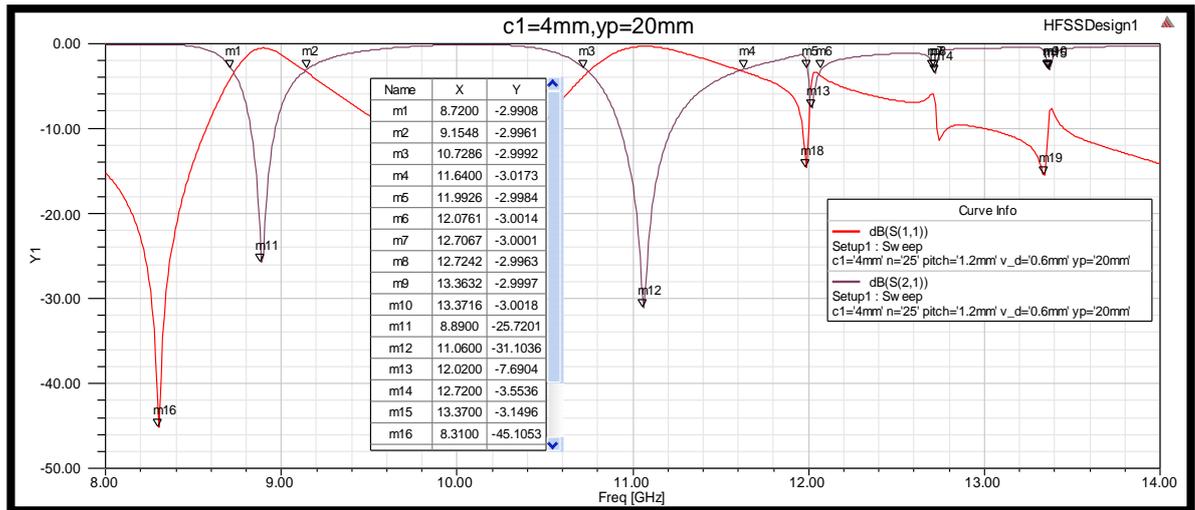


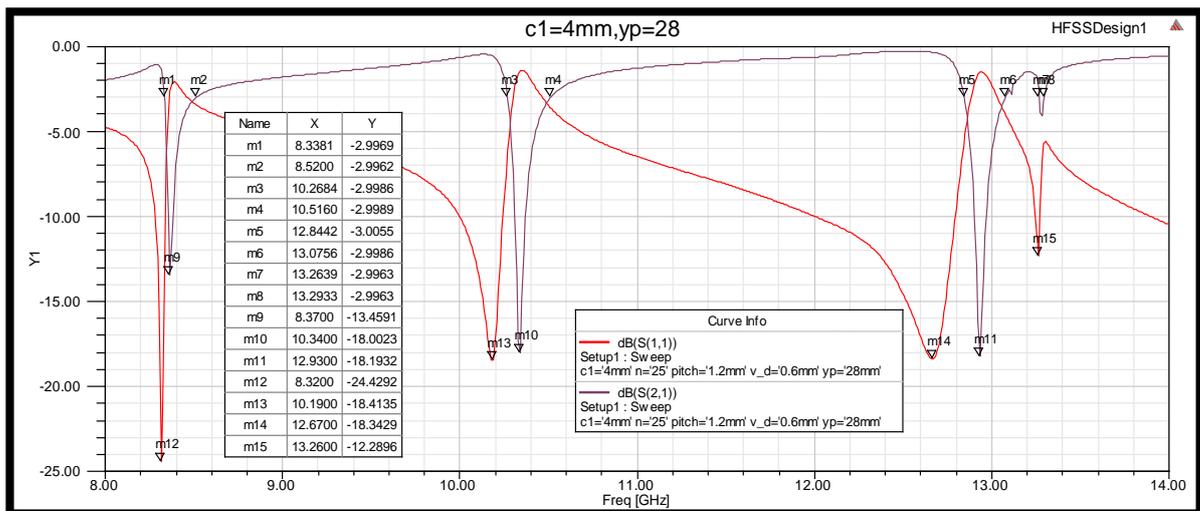
Figure III.12: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=4\text{mm}$  , $yp=12\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $yp=12\text{mm}$ , La réponse obtenue(Figure .III.12) montre clairement un comportement coupe-bande autour des trois fréquences 9.10GHz et 10.63GHz et 12.95GHz , avec une transmission très atténuée (S21) de -29.26 dB et -26.59 dB et -17.71 dB respectivement.



**Figure III.13:** Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=4\text{mm}$  , $yp=20\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $yp=20\text{mm}$ , La réponse obtenue(**Figure.III.13**)montre clairement un comportement coupe-bande autour de deux fréquences 8.89GHz et 11.06GHz , avec une transmission très atténuée (S21) de -25.72 dB et -31.10 dB successivement.



**Figure III.14:** Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=4\text{mm}$  , $yp=28\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $yp=28\text{mm}$ , La réponse obtenue(**Figure .III.14**) montre clairement un comportement coupe- bande autour des trois fréquences 8.37GHz,10.34GHz et 12.93GHz , avec une transmission très atténuée (S21) de -13.45dB, -18 dB et -21.04 dB successivement.

✓ 3eme cas  $c_1 = 8\text{mm}$

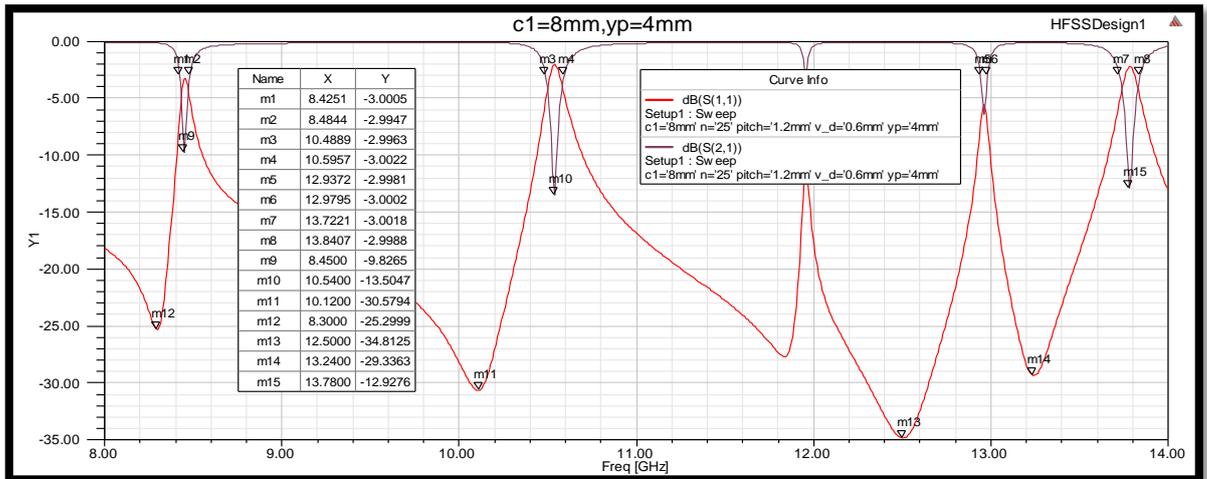


Figure III.15: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=8\text{mm}$  , $y_p=4\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

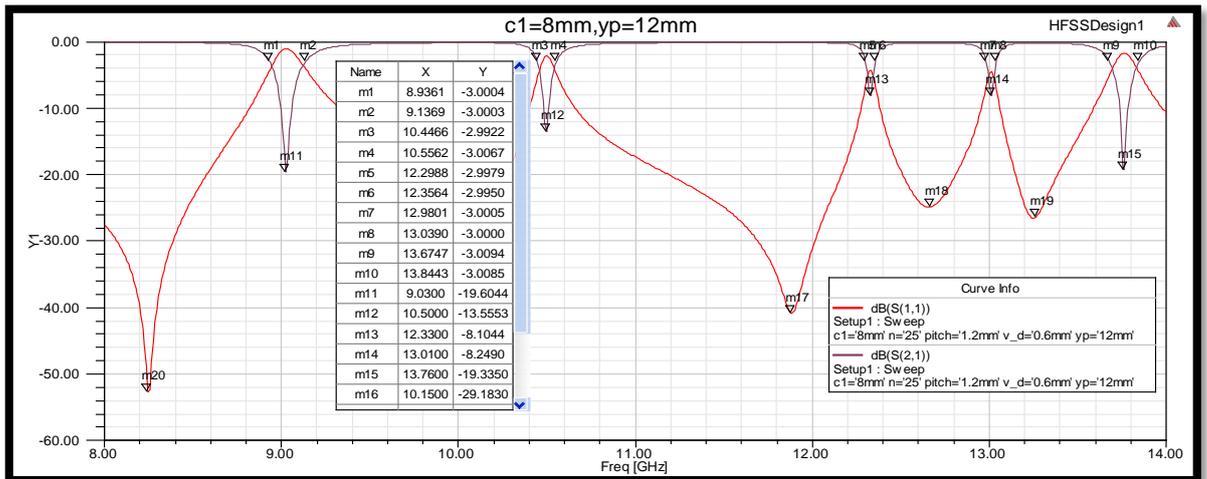


Figure III.16: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=8\text{mm}$  , $y_p=12\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

✓ Pour  $y_p=12\text{mm}$ , La réponse obtenue (Figure.III.16) montre clairement un comportement coupe-bande autour de cinq fréquences 9.03GHz avec une transmission très atténuée (S21) de -19.60dB.

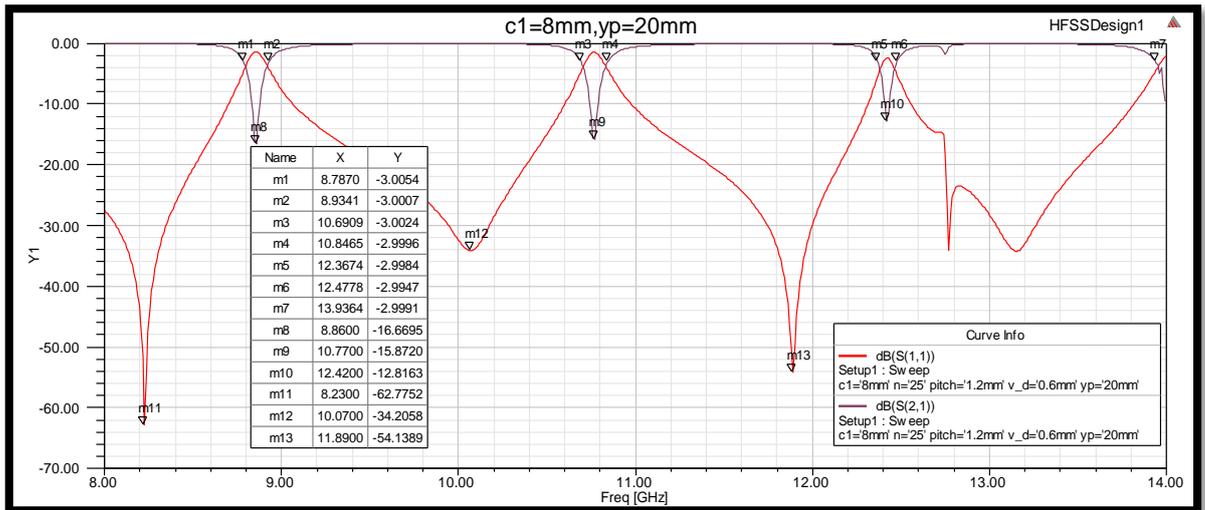


Figure III.17: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=8\text{mm}$ ,  $y_p=20\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $y_p=20\text{mm}$ , La réponse obtenue (Figure .III.17) montre un comportement coupe-bande autour du deux fréquences 8.86GHz,10.77GHz avec une transmission atténuée (S21) de -16.66dB, -15.87 dB successivement.

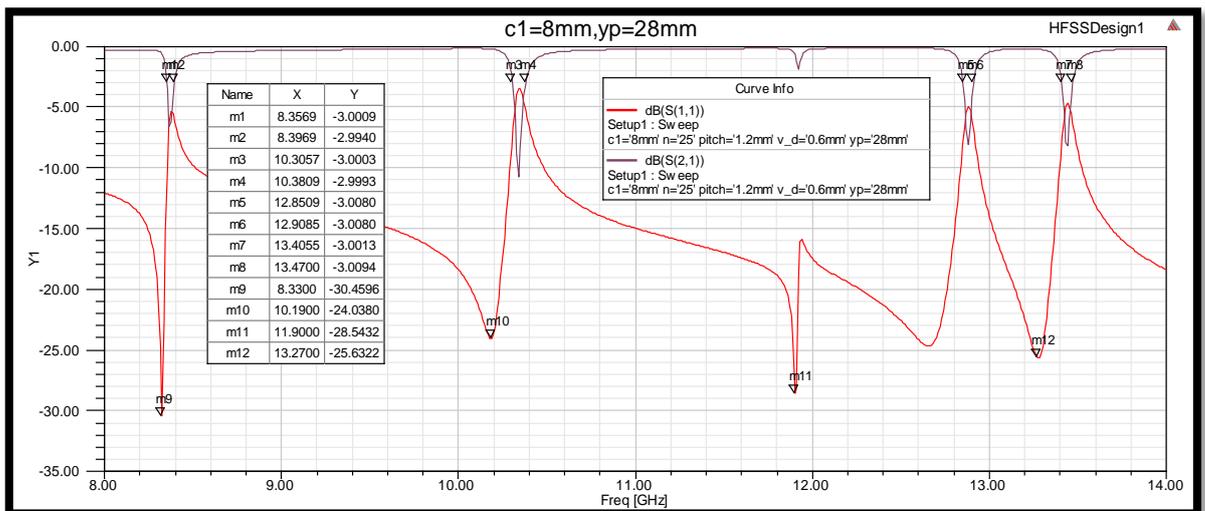


Figure III.18: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=8\text{mm}$ ,  $y_p=28\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

✓ 4eme cas  $c_1=10\text{mm}$

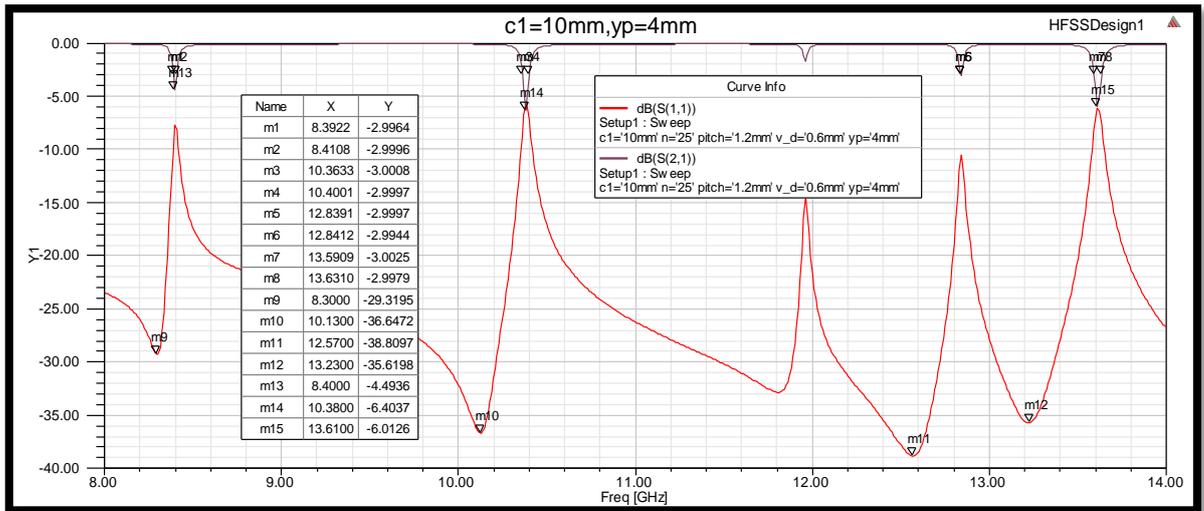


Figure III.19: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=10\text{mm}$  , $yp=4\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

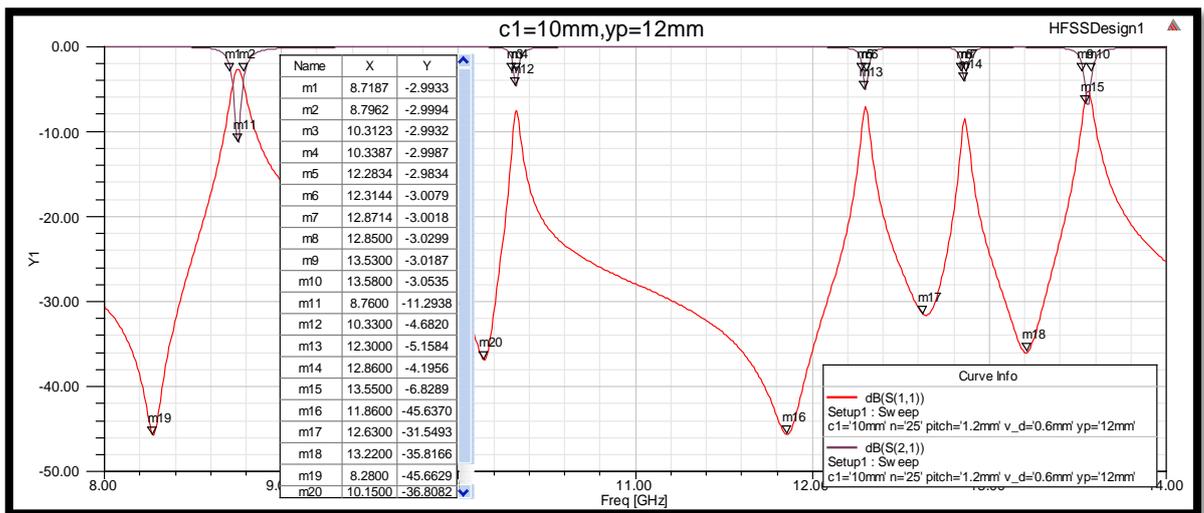


Figure III.20: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=10\text{mm}$  , $yp=12\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

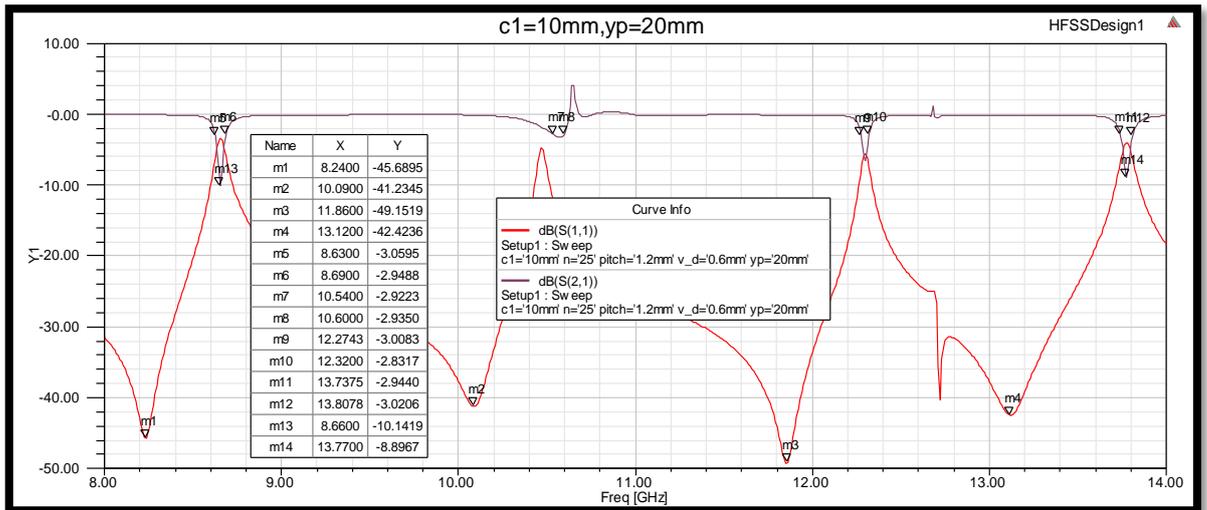


Figure III.21: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=10\text{mm}$  , $yp=20\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

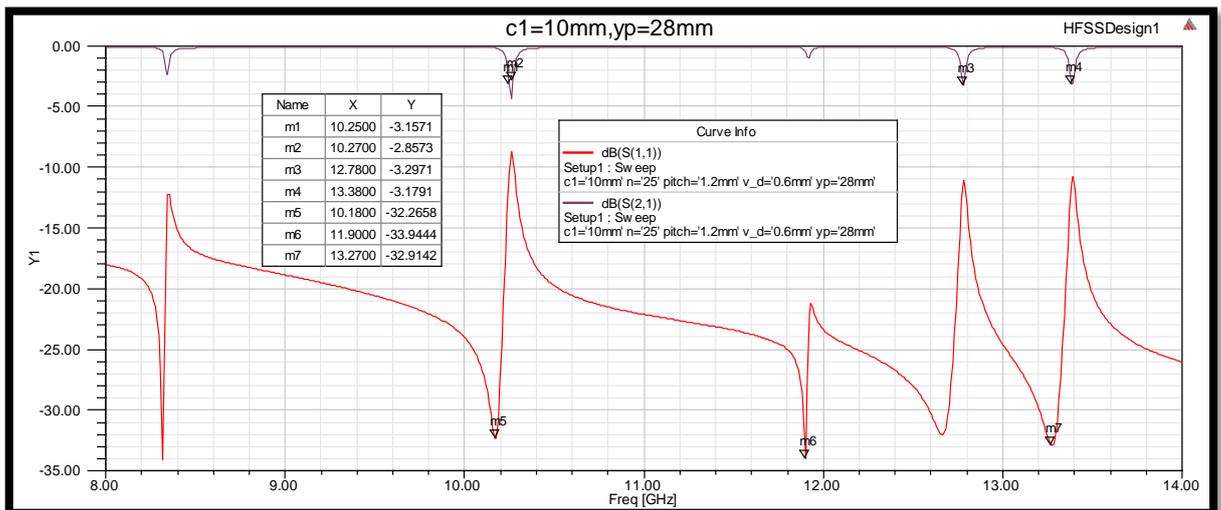


Figure III.22: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1=10\text{mm}$  , $yp=28\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

✓ 5eme cas  $c_1 = -4\text{mm}$

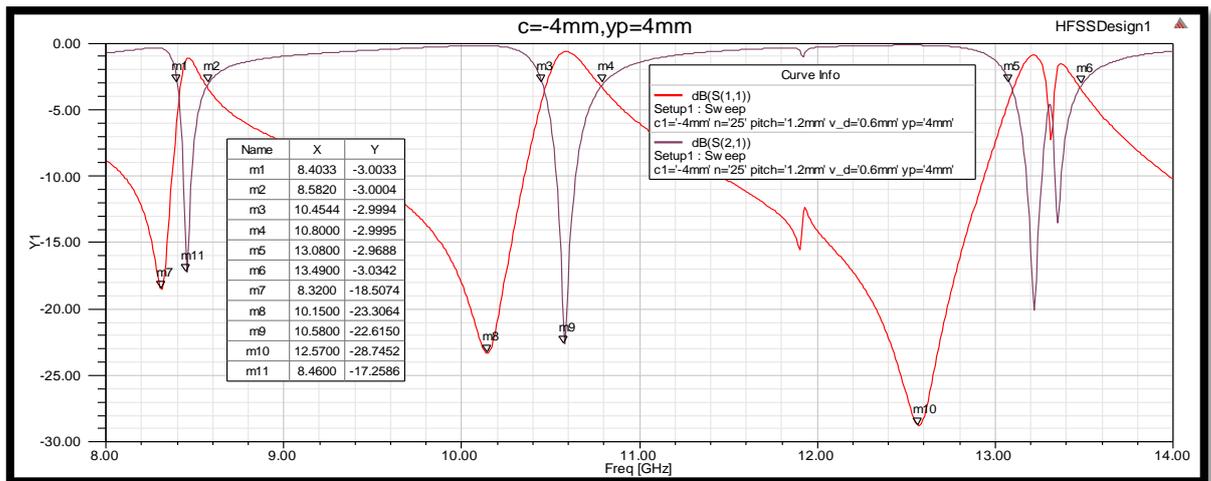


Figure III.23: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -4\text{mm}$ ,  $yp = 4\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

✓ Pour  $yp = 4\text{mm}$ , La réponse obtenue (Figure III.23) montre un comportement coupe-bande autour de deux fréquences 8.46GHz, 10.58GHz avec une transmission atténuée (S21) de -17.25dB, -22.61 dB successivement.

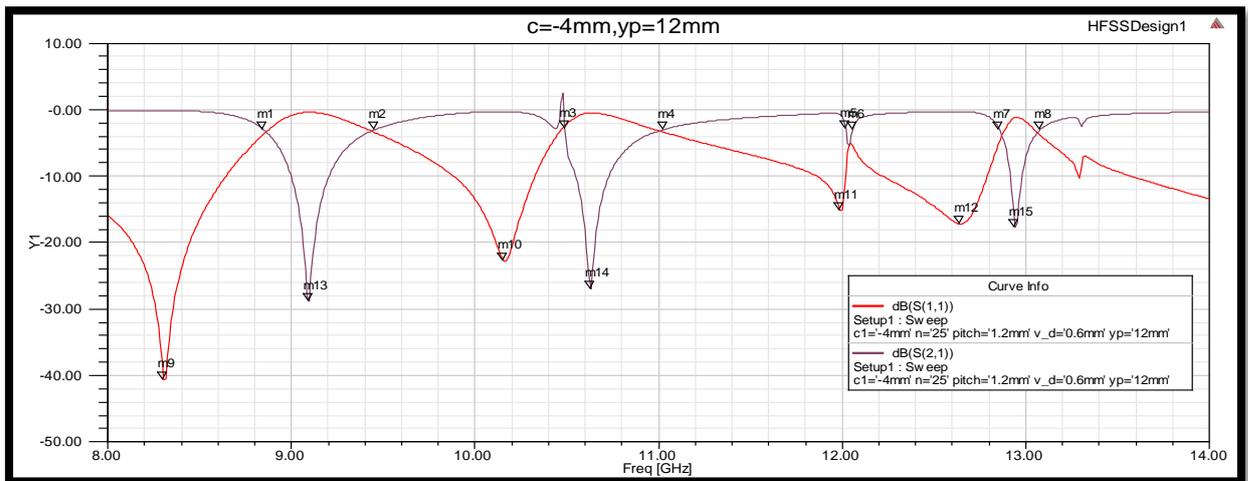
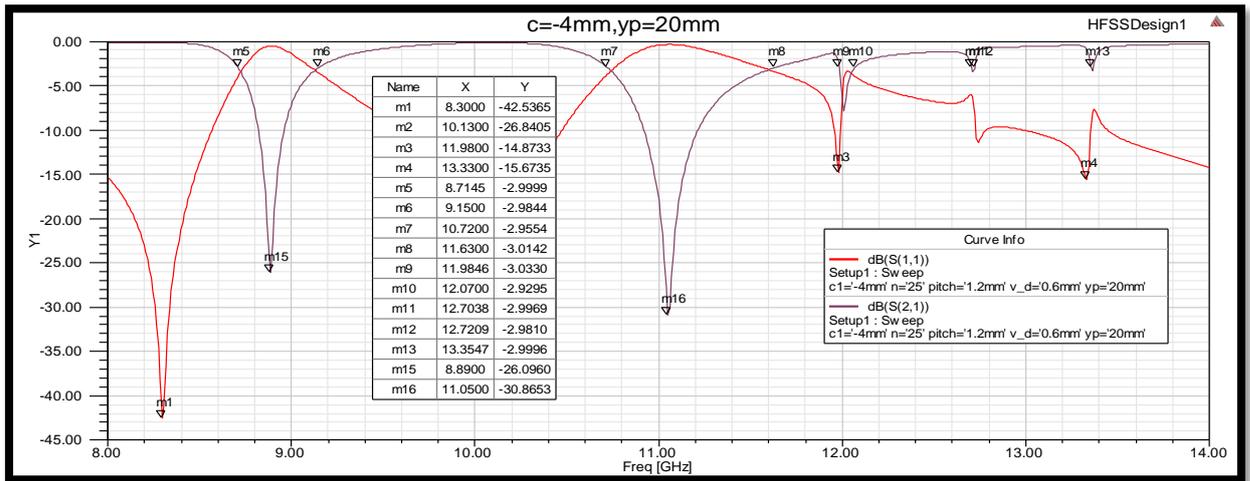


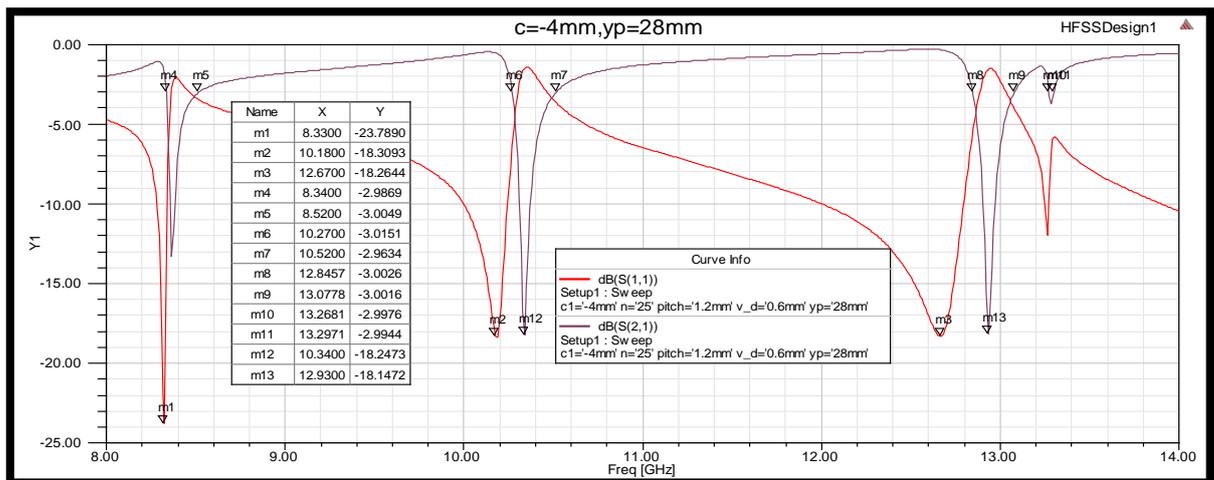
Figure III.24: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -4\text{mm}$ ,  $yp = 12\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

✓ Pour  $yp = 12\text{mm}$ , La réponse obtenue (Figure III.24) montre clairement un comportement coupe-bande autour des trois fréquences 9.1GHz, 10.63GHz et 12.94GHz, avec une transmission très atténuée (S21) de -28.79dB, -26.93 dB et -17.76 dB successivement



**Figure III.25:** Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1= -4\text{mm}$  , $y_p=20\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $y_p= 20\text{mm}$ , La réponse obtenue(**Figure III.25**) montre un comportement coupe-bande autour de deux fréquences 8.89GHz,11.05GHz avec une transmission atténuée (S21) de -25.09dB, -30.86 dB successivement



**Figure III.26:** Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1= -4\text{mm}$  , $y_p=28\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $y_p=28\text{mm}$ ,La réponse obtenue ( **Figure III.26**) montre un comportement coupe-bande autour de deux fréquences 10.34GHz,12.93GHz avec une transmission atténuée (S21) de -18.24dB, -18.14dB successivement.

✓ 6eme cas  $c_1 = -8\text{mm}$

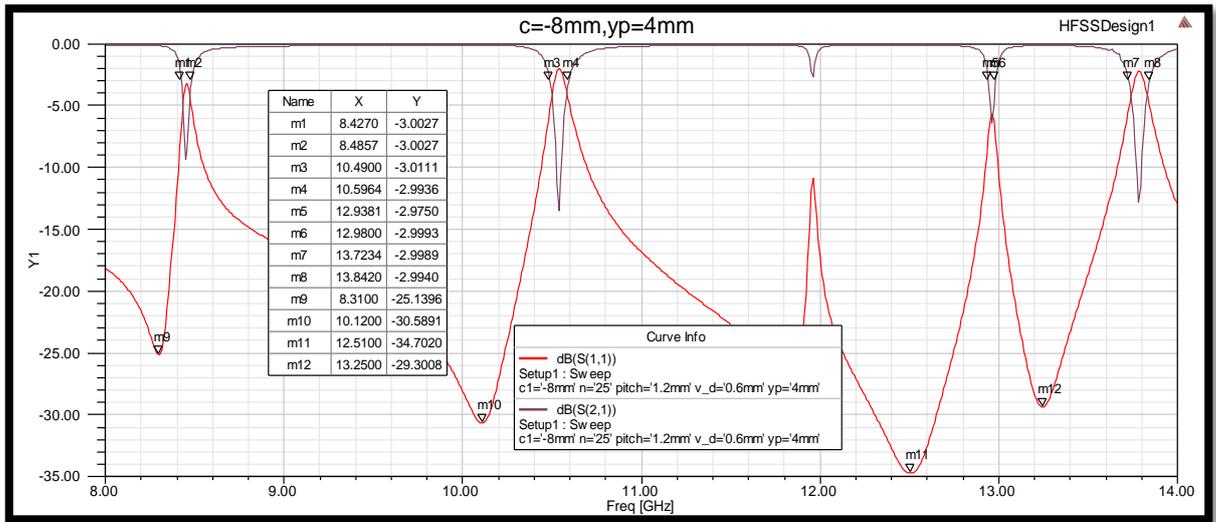


Figure III.27: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -8\text{mm}$ ,  $y_p = 4\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

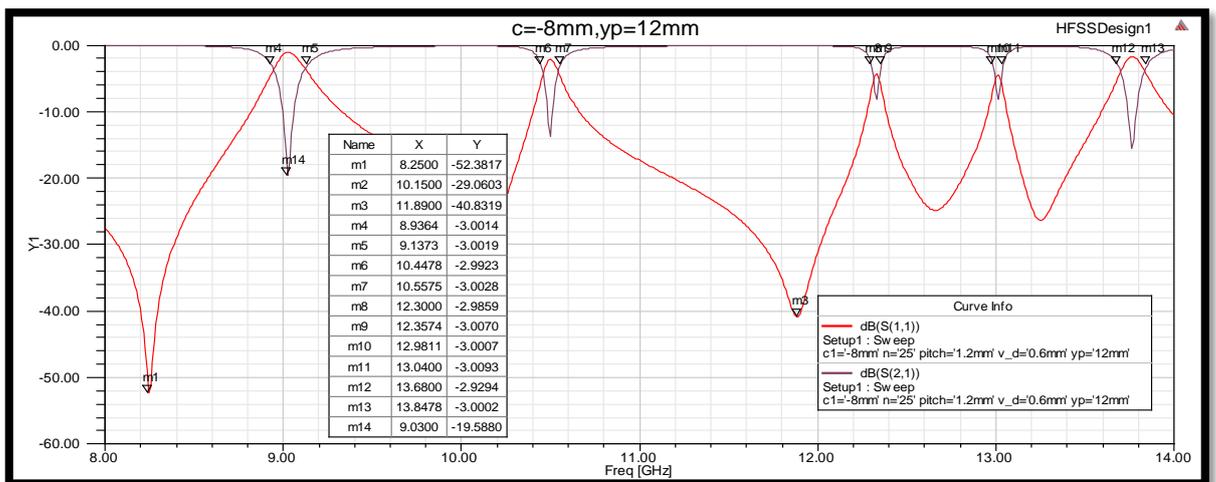


Figure III.28: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -8\text{mm}$ ,  $y_p = 12\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

- ✓ Pour  $y_p = 12\text{mm}$ , La réponse obtenue (Figure III.28) montre un comportement coupe-bande autour de la fréquences 9.03GHz avec une transmission atténuée (S21) de -19.58dB.

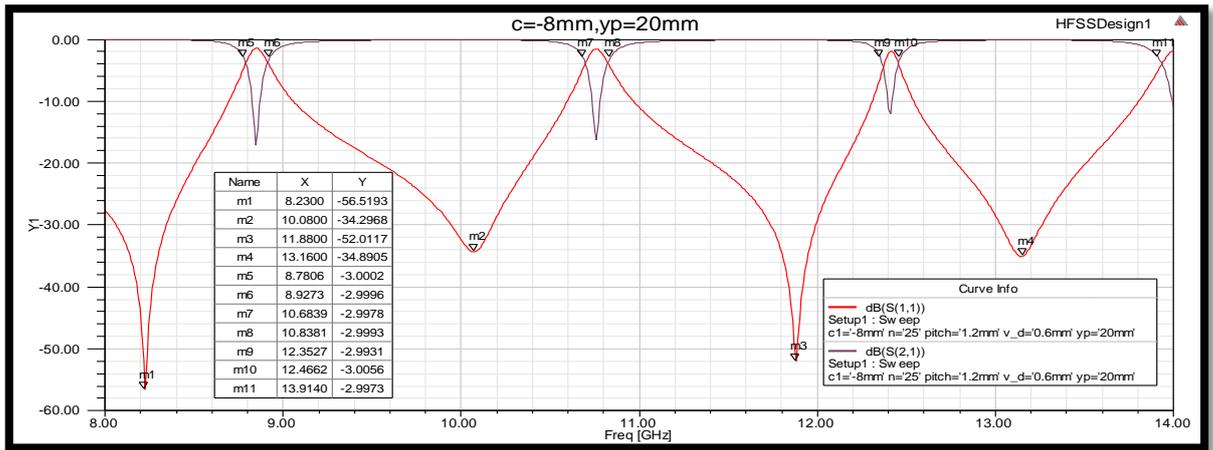


Figure III.29: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -8\text{mm}$ ,  $y_p = 20\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz

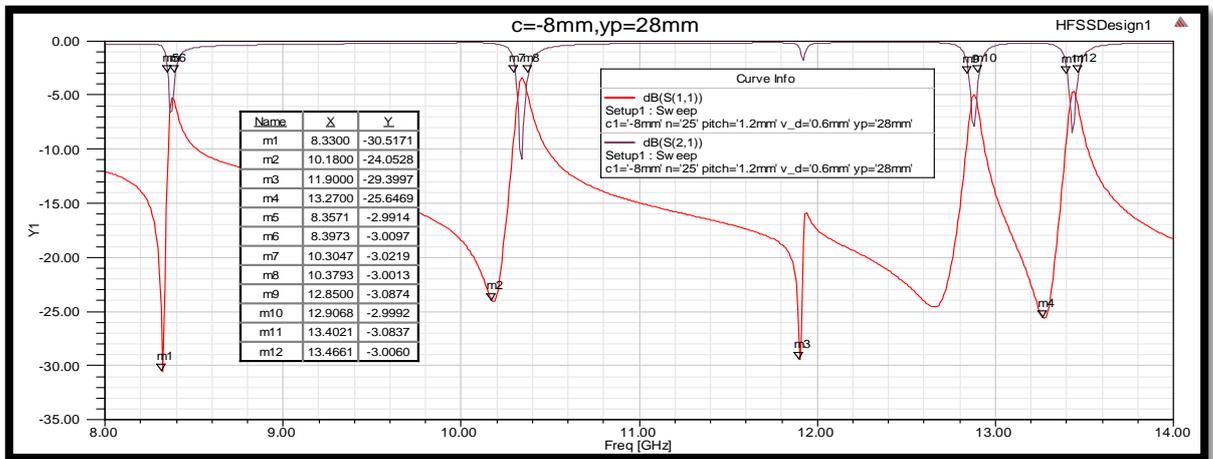


Figure III.30: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -8\text{mm}$ ,  $y_p = 28\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

✓ 7eme cas  $c_1 = -10\text{mm}$

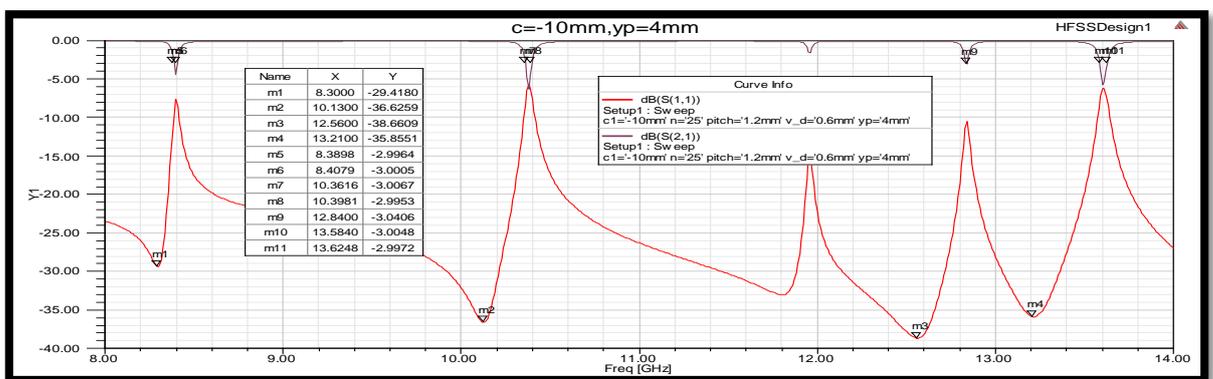


Figure III.31: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -10\text{mm}$ ,  $y_p = 4\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz

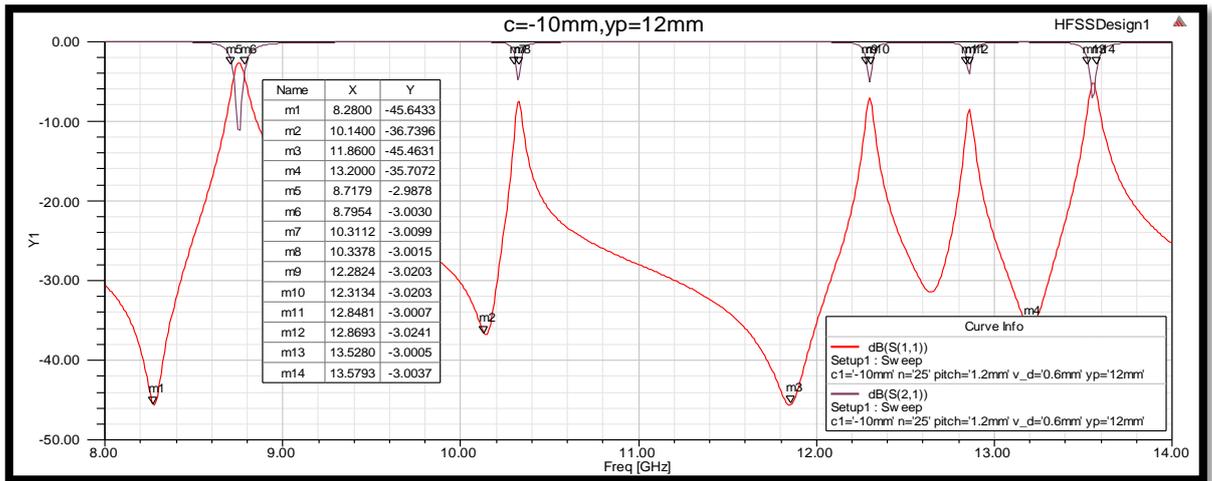


Figure III.32: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -10\text{mm}$ ,  $y_p = 12\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

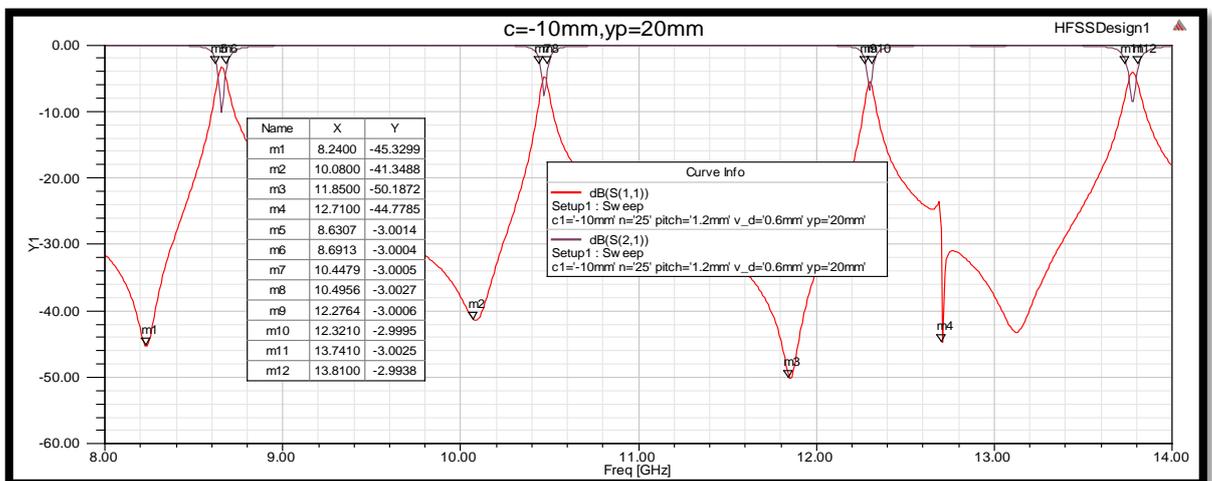


Figure III.33: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -10\text{mm}$ ,  $y_p = 20\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

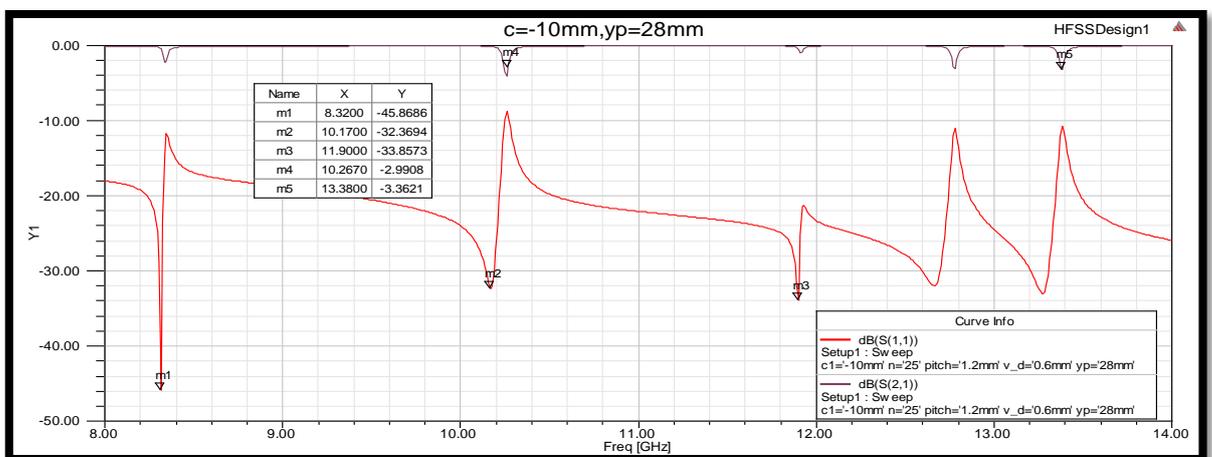


Figure III.34: Variations des Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 pour  $c_1 = -10\text{mm}$ ,  $y_p = 28\text{mm}$  dans la bande [8-14] GHz.

A travers les courbes précédentes Figure III.22 a Figure III.33, il a donné la même réponse malgré les valeurs "c" négatives parce que la géométrie du filtre SIW est symétrique par rapport à l'axe "y".et les figures III.(15.18.19.20.21.22.27.29.30.31.32 et 33) donne résultats insatisfaisants.

Le **Tableau III. 5** résume les résultats précédents, où nous remarquons que les stop band est plus claire lorsque le perturbation vias est proche de l'axe "y".

**Tableau III. 5.** Synthèse des résultats des courbes pour x positif.

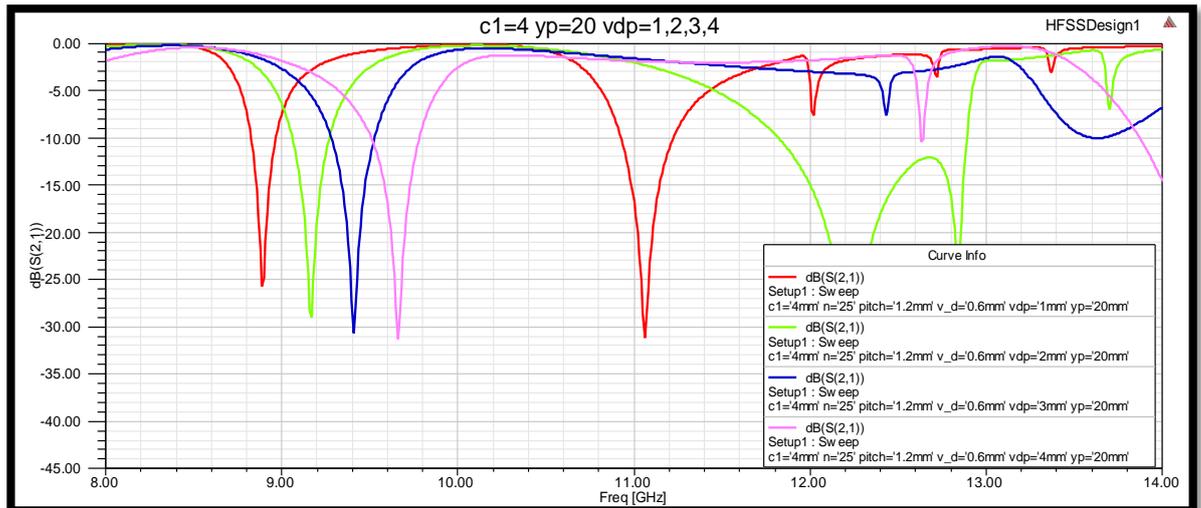
c <sub>1</sub> (mm)	yp(mm)	stop band 1				stop band 2				stop band 3			
		f <sub>1</sub>	f <sub>0</sub>	S21(dB) a f <sub>0</sub>	f <sub>2</sub>	f <sub>1</sub>	f <sub>0</sub>	S21(dB) a f <sub>0</sub>	f <sub>2</sub>	f <sub>1</sub>	f <sub>0</sub>	S21(dB) a f <sub>0</sub>	f <sub>2</sub>
0	4	11,97	12,2	-12,66	12,08	13,56	13,7	-21,04	13,88	/	/	/	/
0	12	12,41	12,61	-23,93	12,81	13,60	13,85	-21,11	/	/	/	/	/
0	20	12,27	12,41	-20,56	/	/	/	/	/	/	/	/	/
0	28	/	/	/	/	13,36	13,45	-17,29	13,6	/	/	/	/
4	4	8,4	8,46	-16,67	8,58	10,37	10,58	-7,09	10,8	13,08	13,35	-19,55	13,49
4	12	8,85	9,1	-29,27	9,46	10,44	10,63	-26,59	11,03	12,86	12,95	-17,71	13,08
4	20	8,72	8,89	-25,72	9,15	10,72	11,06	-31,1	11,64	/	/	/	/
4	28	8,33	8,37	-13,45	8,52	10,26	10,34	-18	10,51	13,72	13,78	-12,92	13,84
8	4	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
8	12	8,93	9,03	-19,6	9,13	/	/	/	/	/	/	/	/
8	20	8,78	8,86	-16,66	8,93	10,69	10,77	-15,87	10,84	/	/	/	/
8	28	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
10	4	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/

**III.3.5 Effet du diamètre perturbation via (changement vdb)**

Nous appliquons les dimensions répertoriées dans le **Tableau III. 6** et nous modifions le diamètre de la perturbations via (**vdb**) avec **yp=20mm** et **c<sub>1</sub>=4mm** les résultats sont indiqués dans la **Figure III.35**.

**Tableau III. 6** Paramètres géométrique du guide SIW.

Paramètre	Diffinition	Dimensions (mm)
<b>sa</b>	largeur du substrat	31 mm
<b>L</b>	La longueur totale	30 mm
<b>sb</b>	Une hauteur du substrat	0.508 mm
<b>ar</b>	La largeur efficace	27 mm
<b>v<sub>d</sub></b>	Le diamètre des vias ( <b>d</b> )	0.6 mm
<b>Pitch</b>	La distance entre les vias du centre au centre ( <b>s</b> )	1.2 mm
<b>vdb</b>	Le diamètre de perturbation via	1,2,3,4mm
<b>n</b>	Nombre des via	25



**Figure III.35:** Variations des Coefficients de transmission S21 pour différentes valeurs vdp dans la bande [8-14] GHz.

Nous remarquons un décalage de la bande passante en change les valeurs de dimension de diamètre de perturbation via, donc pour changer les fréquences centrale du stop band il faut changer le Diamètre de perturbation.

### III.4. Conclusion

Notre étude s'est portée sur la conception des structures des filtres SIW représentées par des guides d'ondes SIW opérant dans la bande (8-14) GHz.

Ces structures ont été conçues et optimisées sous le logiciel de simulation hfss, nous avons faire varier l'emplacement de via pour observer leurs influences sur les puissances réfléchies et émises, Les résultats obtenus sont convaincants en terme de filtrage car des études ont montrées l'efficacité de cette technique dans la conception des filtres.

## **Conclusion Générale**

---

**Conclusion générale**

Les travaux présentés dans cette mémoire ont consisté à concevoir un filtre à la base de la technologie **siw**. Il se distingue par son coût simple et sa petite taille. Nous avons également modifié plusieurs paramètres pour voir l'effet sur le filtre **siw**.

Dans le premier chapitre, nous avons parlé des caractéristiques des filtres et de leur définition, et comment chaque type peut être connu en fonction de la courbe de réponse, puis nous avons évoqué dans la partie suivante les filtres actifs et passifs et la différence entre eux.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié la technologie des guides d'ondes et ses types et toutes les équations de propagation de Maxwell pour les ondes électromagnétiques, et nous introduisons les composants des guides **siw**, Les règles de conception ainsi que la Transition des lignes micro-rubans aux guides d'ondes intégrés au substrat pour améliorer la réponse.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé la conception et la simulation du guide d'ondes encastré dans le substrat pour obtenir un filtre à l'aide d'un logiciel de simulation HFSS qui offre plusieurs avantages dans le domaine scientifique, on a aussi réalisé une étude paramétrique des différents paramètres dans la gamme de fréquence [8-14GHz].

Nous pouvons dire que nous avons abouti à des résultats convaincants pour nos structures et cela en termes de filtrage, de transmission et d'adaptation, ces différents filtres peuvent être employés pour les applications de télécommunication.

Enfin, il est à noter que les structures candidates étudiées et analysées dans ce mémoire ont fait l'objet de nombreux étudiants à travers le monde, nous espérons que ce travail inspirera d'autres étudiants à continuer sur le terrain pour améliorer nos résultats et à explorer d'autres structures de filtres ou à découvrir des règles plus précises pour faciliter les processus de conception des filtres.

## **BIBLIOGRAPHIE**

### **Bibliographie**

- [1] IF.Akyildiz, C.Vuran,“ Wireless Sensor Networks,” Wiley & Sons, Chichester, UK,2010.
- [2] Yang S,“ SWirelessSensorNetworks,Principles Design and application,” Springer London, 2014
- [3] Giusto.D, Iera.A ,Morabito.G, Atzori.L,“The Internet of things, ” spriger,London,2010.
- [4]J.Zheng, S.David, C.bisdikian, H.Mouftah,“The Internet of Things,” IEEE Communications Magazine,11 (2011).
- [5]Bozzi.M, Georgiadis.A, Wu.K,“ Review of substrate integrated waveguide (SIW) circuits and antennas,” IET Microw. Antennas Propag., 2011, Vol. 5, Iss. 8, pp. 909–920, doi: 10.1049/iet-map.2010.0463
- [6]Garg.R, Bahl.I, Bozzi.Mv,“ Microstrip Lines and Slotlines,” ed, Artech house,bosten london,2013
- [7]Wu.K,“Towards System-on-Substrate Approach For Future Millimeter-Wave and Photonic Wireless Applications,” in Asia-Pacific Microwave Conf,2006.
- [8]Deslandes.D,Wu.K,“Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. IEEE Trans. Microw. Theory Tech,” 51 (2003), 593–596.
- [9]Chen.X-P, Wu. K,“ Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure. IEEE Trans. Microw. Theory Tech,” 56 (2008), 142–149.
- [10]Hao.ZC, Hong.W,Chen.X-P, Chen.J.X, Wu.K, Cui.T.J,“ Multilayered substrate integrated waveguide (MSIW) elliptic filter,” IEEE microwave and wireless component letters,vol. 15, no. 2, fev 2005.
- [11]Hao. Z-C, Hong.W, Chen. J-X,Chen. X.-P, Wu. K,“Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 53 (2005), 2968–2977.
- [12] Dr.otman El Mrabet ,“Ietr,umr cnrs 6164,insa,20 avenue butte des coesmes 35043 rennes,” France 2005-2006.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [13]Litovski.v,“Electronic Filtres Théorie, Numerical Recipes, and Design Practice based on the RM Software,” springer, Lecture Notes in Electrical Engineering vol 596,2019.
- [14]G.Pellerin, “Traitement du signal,“ Laboratoire d'Acoustique, Conservatoire National des Arts et Métiers ,” Paris Version 0.5.1, 4 oct 2011 (téléchargeable à l’adresse :  
[http ://files.parisson.com/CNAM/Signal-CPDA-CNAM.pdf](http://files.parisson.com/CNAM/Signal-CPDA-CNAM.pdf))
- [15]Y.Yuan, Bingham,T.Tyler, S.Palit, T.H. Hand, W.J. Padilla, D.R.Smith, N.M.Jokerst, S.A. Cummer,“ Dual-band planar electric metamaterial in the terahertz regime,” Opt Express 16 (2008), 9746–9752.
- [16] Asanee Suntives,“High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects,” Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Quebec, Canada February 2009.
- [17] M.Ando, J. Hirokawa,“Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates,” IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 46, pp. 625-630, May 1998.
- [18]R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz ,“Experimental verification of a negative index of refraction,” Science, Vol. 292, pp. 77-79.
- [19]Jean-Christophe Michel : Professeur de Sciences Industrielles de l'Ingénieur option Informatique et Numérique les filter analogique .
- [20]BENALI Abdelnour,“ Contribution à la Conception des Nouvelles rchitectures des filtres DGS Multi-bandes,” Mémoire du master, université de Tlemcen,2017.
- [21]D.NEKKAR,“Contribution à l'étude des stratégies de commande des filtres actifs triphasés,” Mémoire de Magister, Université Mohamed Chérif Messaadia-Souk-Ahras, 2014.
- [22]Z.Imane, G. Aicha,“ Etude et conception d’un filtre passe bande à base de résonateur à saut d’impédance pour les systèmes de communication sans fil,”université Mohamed Boudiaf M’SILA, 2019.
- [23]H.Abderaouf,“ etude des methodes de conception des filtres elliptique," Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf M’SILA, 2016. Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen,2019.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [24]E.Tisserand, J.François,“ analyse et traitement des signaux,”2e édition, Dunod, Paris, 2008.
- [25]Emmanuel.C Ifeachor, Barrie W. Jervis,“ Digital Signal Processing – A Practical Approach,” deuxième édition, Prentice hall, 2002.
- [26]Gabriel Cormier, Ph.D, ing,“ GELE5223 Chapitre 2Guides d'onde,” Universit\_e de Moncton.
- Automne 2010. [27]D. Amina, B. Djanet,“conception des coupleur en anneau type rat-race 00,1800 miniateur demi-modes en technologie SIW opérant en bande C et S pour les application spatiales,” Mémoire de Master, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen,2016.
- [28]O. feyza, R. S. Faycal,“ Conception d’un filtre large bande combinant un guide d’onde intégré au substrat et un résonateur à anneau fendu Complémentaire,” Mémoire de Master, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen,2019.
- [29]SAKER Bouchra,“ contribution a la modelisation electromagnetique des structures,” These de doctorat, université de Tlemcen, mai 2013.
- [30]B. Amana, J. L. Lemaire,“Propagationd Ondes EM dans un guide à section rectangulaire,” Licence de Physique - Univ. de Cergy-Pontoise.2014.
- [31] Oueddane Feyza, rabah Smain Fayçal,“ Conception d’un filtre large bande combinant un guide d’onde intégré au substrat et un résonateur à anneau fendu Complémentaire,”Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE 24 / 06 /2019.
- [32]Jonathan Garreau ,“ Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride planaire SIW en technologie LTCC,” obtention du doctorat université de bretagne occidentale,05déc 2012.
- [33]A. Beneddif, W. Belkacem fekire, “ Modélisation des filtres bases sur nouvelles technologies metamaetriaux/siw,”mémoire master, université de Tlemcen,2016.
- [34]E. Puccigap,“Waveguide Technology for Millimeter Wave Applications and Integration with Antennas,” Ph.D dissertation. Dept of Signals and Systems Chalmers-University of Technology G’oteborg, Sweden,2013..
- [35]J. Garreau,“Étude de filtreshyperfréquence SIW ethybride-planaire SIW entechnologie LTCC,”Ph.D dissertation, Université - Bretagne occidentale - Brest, 2012.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [36]F. Benzarga,“ étude et conception des réseaux d’antennes a ouverture progressive pour l’imagerie passive et la technologie SIW Modélisation par la méthode des éléments finis 2D,” Ph.D dissertation. Faculté de technologie, université de Tlemcen, 2016.
- [37]D. Deslandes,“ K. Wu., Single-substrateintegration technique of planar circuits and waveguide filters,” IEEE Trans. Microw. Theory and Techn, vol. 51, no. 2, pp. 593–596, Feb 2003.
- [38]Ahmad Ismail Alhzzoury , “Contribution à la modélisation des structures SIW et sinrd pour application micro-ondes et télécommunications,” These de doctorat, université Toulouse,2013.
- [39]D. Deslandes, K. Wu,“accurate Modeling wave Mechansms, and design considration of substrat waveguide,” IEEE Transaction on microwave theory and techniques,vol54, no 6 2006, Jun.
- [40]M. Ando, J. Hirokawa,“Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays,” IEEE millimeter waves conference proceedings, pp.177180 1997.
- [41]Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, G. Conciauro, “Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide,” IEEE Microwave and Wireless Components , VOL. 12, NO. 9, SEPTEMBER 2002, pp.333-335.
- [43]D. Deslandes, W. Ke, “Accurate modelling wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique . Accurate (2006). vol. 54, pp. 2516-2526.
- [44]J. E. Rayas-Sanchez, V. Gutierrez-Ayala,“A general EM-Based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip Transitions,”IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 2008,Jun, Atlanta, GA, pp. 983-986.
- [45]H. Baudrand, “ Méthodes numériques en propagation,” Conference proceedings, 20th European Microwave Conference, vol. 20, Sept.1985.
- [46]D. Deslandes ,K. wu,“ Analysis and design of current probe transition from grounded coplanar to substart rectangular waveguide,” IEEE Transaction on microwave theory and techniques.vol 53, 2005, Aug.no 8.pp2487-2494.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [47]Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide, " IEEE Microwave Wireless Compon Lett. 2002, September. vol. 12, pp. 333–335.
- [48]D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide. Transitions," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Feb.2001.California.
- [49]J. Grajal, V. Krozer, E. Gonzalez, F. Maldonado, J. Gismero, "Modeling and design aspects of millimeter-wave and submillimeter-wave Schottky diode varactor frequency multipliers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 48, Issue 4, Part 2, April 2000 Page(s):700 – 711.
- [50]F. Xu, K .WU, "Guide-wave and leakage characteristics of substrat integrate waveguide," IEEE Trans Microw Theory Tech. 2005, Jan.vol 53, no.1, pp.66-73.
- [51]M. Georgiadis, A. Wu, K. Bozzi , "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," Microwaves Antennas & Propagation IET. June, 2011.vol. 5, no. 8, pp. 909-920.
- [52]D. Deslandes ,K. Wu, "Integrated micro strip and rectangular wave guide in planar form," IEEE Microw Wirless compon lett, Feb 2001,vol.11, no 2, pp 68-70.
- [53]F. Xu, K. WU, " Guide-wave and leakage characteristics of substart integrate waveguide," IEEE Trans Microw Theory Tech. 2005, Jan.vol 53, no.1, pp.66-73
- [54] M. Georgiadis, A. Wu, K. Bozzi, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," Microwaves Antennas & Propagation IET. June, 2011. vol. 5, no. 8, pp. 909-920.
- [55]N. Raveu, G. Prigent, O. Pigaglio, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail, " Alhzzoury Substrate Integrated Waveguide Filter Design with Wave Concept Iterative Procedure," Microwave and Optical Technology Letters.vol.2011,Dec. 53, no. 12, pp. 2939-2942.
- [56]M. ABRI, H. BADAoui , Z. BERBER, "A Bow-Tie Bluetooth/Wimax Antenna Design for Wireless Networks Applications," International Journal of Information & Network Security (IJINS) Vol.1, No.3, August 2012, pp. 207-215 ISSN: 2089-3299.
- [57]M. Abri, H. Abribadaoui, H. Dib , A. S. E. Gharnaout, "Bi-band bow-tie antennas array design using a simple equivalent transmission line model," International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.4, No.4, pp 279-290, July 2012.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [58]N. Raveu, H. Baudrand, K. Al-Abdullah, A. Ismail Alhzzoury,“ Caractérisation des circuits SIW par méthode modale,” 18èmes Journées Nationales Microondes, Mai.2013.
- [59]Y. Liu, X-H. Tang, Tao. Wu, Ling Wang, F. Xiao,“A siw- based coucurrent dual-band oscillator,” Microwave and millmetre wave technology (icmmt).vol. 2012,May. 1, pp. 1-4
- [60]A. Georgiadis, A. Collado, M. Bozzi, L. Perregri, F. Giuppi,“Tunable SIW Cavity Backed Active Antenna Oscillator,” IET Electronics Letters, vol. 2010,July. 46, no. 15, pp. 1053-1055.
- [61]Pierre jarry , jaques beneat,“ advanced desiegn techniques and realizations of microwave RF and filteres ,”wiley- ieee press,2008.
- [62]D. Mehdi,“Conception et optimisation des composants passifs micro ondes en technologie Siw Application aux filtrespasse-bandes,” Ph.D dissertation, université de Tlemcen,2018.

## **Résumé**

### **Résumé**

Les développements technologiques ont entraîné une révolution et une grande mutation dans les domaines des télécommunications et ont tendu vers la minimisation des circuits et la réduction des pertes. De cette technologie, on retrouve la technologie guide d'onde intégré du substrat (SIW) qui applique ces qualités.

Notre étude est divisée en trois parties, de sorte que la première partie est consacrée à une introduction aux filtres. Dans la deuxième partie des informations sur la technologie SIW. Dans la troisième partie, nous avons conçu la structure du filtre de bande en plaçant une perturbation à différents endroits du guide d'ondes, ce qui génère une transmission nulle dans la réponse du filtre qui donne un arrêt de bande ou passe-bande et pour contrôler la passe et les bandes de rejet. Suite à cette méthode, un filtre de guide d'ondes intégré au substrat est conçu. Dans cette partie, plusieurs filtres sont conçus et réalisés par la technique SIW (Substrate Integrated Waveguide) et les résultats sont obtenus à l'aide du logiciel de simulation HFSS.

**Mots clés :** SIW, résonateur, perturbation via, transmission zéro, stop bande, passe bande

### **Summary**

Technological developments have brought about a revolution and a great mutation in the fields of telecommunications and have tended towards the minimization of circuits and the reduction of losses. these qualities.

Our study is divided into three parts, so that the first part is devoted to an introduction to filters. In the second part is about e information on SIW technology, in the third part, we designed the structure of the band filter by placing a disturbance in different places of the waveguide, which generates zero transmission in the response of the filter which gives a band stop or pass band and with the control and modification of the reject bands. Following this method, a waveguide filter integrated into the substrate is designed. In this part, several filters are designed and produced by the SIW (Substrate Integrated Waveguide) technique and the results are obtained using the simulation software HFSS.

**Key words :** SIW, resonator, disturbance via, zero transmission, band stop, band pass

### ملخص

لقد أحدثت التطورات التكنولوجية ثورة وتغيير كبير في مجالات الاتصالات السلكية واللاسلكية و اتجهت نحو تصغير الدوائر وتقليل الخسائر. ومن هذه التكنولوجيا نجد تقنية الدليل الموجي المتكامل للركيزة (SIW) تنطبق عليها هذه الصفات.

وتنقسم دراستنا في هذه المذكرة إلى ثلاث أجزاء بحيث الجزء الأول مخصص لمقدمة عن الفلاتر. في الجزء الثاني معلومات حول تكنولوجيا SIW. أما في الجزء الثالث قمنا بتصميم هيكل لمرشح النطاق عن طريق وضع اضطراب في أماكن مختلفة من الدليل الموجي ، مما يولد انتقالاً صفرياً في استجابة المرشح الذي يعطي توقف النطاق أو تمرير النطاق و بإتباع هذه الطريقة يتم تصميم مرشح دليل موجي متكامل للركيزة. ويتم في هذه الجزء تصميم عدة مرشحات تم تحقيقها بواسطة تقنية SIW ( الدليل الموجي المتكامل للركيزة) وتم الحصول على النتائج باستخدام برنامج محاكاة HFSS.

**الكلمات المفتاحية :** مرنان ، اضطراب عبر ، انتقال صفرى ، توقف النطاق ، تمرير النطاق ,الركيزة المتكاملة الدليل الموجي