

M/621.763

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude  
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : **Sciences et Techniques**  
Filière : **Télécommunications**  
Spécialité : **Systèmes de Télécommunications**

---

**Contribution à l'étude et à la modélisation des dispositifs  
hyperfréquences par HFSS**

---

Présenté par :

**Hezame Saad**

**Tirouche Mohammed El Amine**

Sous la direction de : **Mr. Boualleg Ahcene**

JUIN 2012





## Remerciements

En préambule à ce mémoire, je souhaitais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Je tiens à remercier sincèrement mon encadreur: **Dr. Boualleg**  
**Ahcene**, en tant que Directeur de mémoire, qui s'est toujours montré l'écoute et la disponibilité tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu me consacrer.

Je remercie également tous les membres de jury pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Merci à ma famille qui m'a toujours soutenue, poussée vers l'avant et accompagné tout au long de mon chemin.

Pour terminer, j'adresse ma profonde reconnaissance à toutes celles et tous ceux que je n'ai pas cités ici et qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Merci à tous et à toutes.

**Saad et Amine**



## Résumé

Il est attendu, dans les prochaines années, l'utilisation des bandes de fréquences élevées pour de nombreux systèmes de communication. La bande des 60 GHz apparaît comme un saut technologique par rapport aux composants passifs en raison des pertes non négligeables sur les lignes traditionnellement utilisées dans des bandes plus basses.

Nous proposons dans ce mémoire de nouvelles structures à faibles pertes en vue de leur utilisation dans les bandes millimétriques. L'hypothèse forte sur laquelle est construite notre étude est que la présence du silicium permet d'envisager une intégration plus facile des circuits. Pour ce faire, nous avons étudié en simulation électromagnétique (HFSS) les caractéristiques électriques et le mode de propagation des lignes inversées silicium-verre à 60 GHz.

L'utilisation de bons résultats obtenus de la ligne micro-ruban sont employés sur un filtre passe-bas d'ordre 3 pour l'amélioration et minimisation de ces pertes.

# Table des matières

Remerciements.....	I
Résumé.....	II
Table des matières.....	III
Liste des tableaux.....	VII
Liste des figures.....	VIII
Introduction générale .....	01
<b>Chapitre I : <i>Les filtres hyperfréquences</i></b>	
I.1. Introduction.....	05
I.2. Systèmes d'excitation.....	05
I.2.1. Guides d'ondes .....	05
I.2.1.1. Guides d'ondes rectangulaires.....	06
I.2.1.2. Guides d'ondes circulaires.....	06
I.2.2. Lignes de transmission.....	06
I.3. Les filtres.....	07
I.3.1 Filtrage hyperfréquence.....	07
I.3.2 Les réponses des filtres.....	08
I.3.2.1 La réponse d'un filtre passe-bas.....	08
I.3.2.2 La réponse d'un filtre passe-haut.....	08
I.3.2.3 La réponse d'un filtre passe-bande.....	09
I.3.3 Les paramètres S.....	10
I.3.3.1 Matrice S.....	10
I.3.4. Synthèse des filtres.....	13

I.3.4.1. Filtre Butterworth.....	13
I.3.4.2. Filtre Tchébychev.....	13
I.3.4.3. Filtre Elliptique.....	13
I.3.5. Filtres planaires.....	14
I.3.5.1. Filtres coplanaires CPW .....	14
I.3.5.2. Filtres micro-rubans.....	15
I.3.6. Le passage des éléments localisés vers les éléments distribués.....	16
I.3.6.1. Réalisation d'impédances et de circuits accordés avec des lignes micro-rubans.....	16
I.3.6.2 Réalisation d'inductances et de capacités.....	17
I.3.6.3 Réalisation de circuits résonnants ou antirésonnant.....	18
I.3.7. Filtres volumiques.....	19
I.3.7.1. Filtres à base de guides.....	19
I.3.7.2. Filtres à cavités métalliques et à résonateurs diélectriques.....	21
I.4. Conclusion.....	23
 <i>Chapitre II : les lignes de transmissions planaires</i>	
II.1. Introduction.....	24
II.2. Définition.....	24
II.3. Technologies.....	25
II.4. Avantages et inconvénients.....	25
II.5. Structures des lignes de transmissions planaires.....	26
II.5.1. La ligne microbande ou micro-ruban (micro-strip) .....	26
II.5.2. La ligne à substrat suspendu.....	26
II.5.3. Ligne de Goubau.....	27
II.5.4. La ligne à fente (slot line).....	28
II.5.5. La ligne coplanaire (coplanar waveguide).....	29

II.5.6. La ligne bande ou ligne triplaqué (stripline).....	30
II. 5.7. La ligne à Ailettes (fin-line).....	31
II.6. Propriété et comparaison entre les lignes planaires.....	32
II.7. Conclusion.....	33

### Chapitre III : *La technologie micro-ruban*

III.1. Généralités.....	34
III.1.1. Ligne suspendue (ligne sur membrane).....	35
III.1.2. Ligne inversée.....	35
III.2. Les paramètres de la ligne micro-ruban.....	36
III.2.1. Constante diélectrique effective $\epsilon_e$ .....	36
III.2.2. Influence de l'épaisseur du ruban $t$ .....	38
III.2.3. Influence de l'existence d'un boîtier.....	39
III.2.4. Influence de la fréquence.....	39
III.2.5. Les pertes dans les circuits planaires (Modèle statique) .....	40
III.2.5.1. Pertes dans les conducteurs (pertes métalliques) .....	40
III.2.5.2. Pertes dans les diélectriques .....	41
III.2.5.3. Pertes par rayonnement .....	42
III.2.6. Choix de substrat en fonction de la fréquence .....	42
III.3. Conclusion.....	43

### Chapitre IV : *Simulation*

IV.1 Introduction.....	44
IV.2 Présentation de HFSS.....	44
IV.3. Simulation de la ligne micro-ruban simple.....	45
IV.3.1. Présentation de la structure.....	45
IV.3.2. L'atténuation pour la ligne micro-ruban sur verre et sur silicium .....	47

IV.3.3.Les dimensions de la ligne micro-ruban à simuler .....	48
IV.3.4.Influence de l'épaisseur de métallisation t .....	48
IV.3.5.Influence de la hauteur de substrat h .....	49
IV.3.6.Influence de la largeur de ruban w .....	51
<b>IV.4.Simulation de la ligne inversée.....</b>	<b>52</b>
IV.4.1.Présentation de la structure.....	52
IV.4.2.Influence de la largeur de ruban w.....	54
IV.4.3.Influence de l'épaisseur de métallisation t .....	56
IV.4.4.Influence de la hauteur de substrat H.....	58
IV.4.5.Influence des pertes diélectriques.....	60
IV.4.6.Influence de différents conducteurs.....	62
IV.4.7.Champs électriques et magnétiques en amplitude et en vecteur.....	64
IV.4.7.a. Pour la ligne sur verre .....	64
IV.4.8.Conclusion.....	66
<b>IV.5.Simulation des filtres passe-bas en hyperfréquence.....</b>	<b>66</b>
IV.5.1.Introduction.....	66
IV.5.2.La structure d'un filtre passe bas d'ordre n .....	66
IV.5.3.La structure d'un filtre passe bas d'ordre 3 (à simuler) .....	67
IV.5.4.Les caractéristiques d'un filtre passe bas d'ordre 3.....	68
IV.5.5.Conclusion.....	74
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>75</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>77</b>

## Liste des tableaux

Tableau IV.1: Paramètres $g_k$ en fonction de l'ordre $n$ pour la loi Tchebyscheff.....	68
Tableau IV.2: Les caractéristiques du filtre d'ordre 3.....	69

## Liste des figures

<b>Figure I.1:</b> Différentes structures de guide d'ondes.....	06
<b>Figure I.2:</b> Les différents types de lignes planaires .....	07
<b>Figure I.3 :</b> Courbe de réponse d'un filtre passe-bas.....	08
<b>Figure I.4:</b> Courbe de réponse d'un filtre passe-haut.....	09
<b>Figure I.5:</b> Courbe de réponse d'un filtre passe-bande.....	09
<b>Figure I.6:</b> Filtre 2 pôles coplanaires à base de résonateurs quart d'onde.....	14
<b>Figure I.7 :</b> Exemples de circuits réalisés en technologie planaire.....	15
<b>Figure. I.8:</b> Filtres micro-rubans passe-bandes.....	15
<b>Figure I.9:</b> Réalisation d'une inductance série en lignes microbandes.....	17
<b>Figure I.10:</b> Réalisation d'une inductance parallèle en lignes microbandes.....	18
<b>Figure I.11:</b> Réalisation d'une capacité parallèle en lignes microbandes .....	18
<b>Figure I.12:</b> Réalisation d'un circuit résonnant mis en parallèle en lignes microbandes .....	18
<b>Figure I.13:</b> Réalisation d'un circuit anti-résonnant mis en parallèle en lignes microbandes	19
<b>Figure I.14.</b> Filtres (a) à iris inductives, (b) à iris résonantes .....	19
<b>Figure I.15.</b> Filtre passe bande en guide d'onde métallique .....	20
<b>Figure I.16.</b> Plusieurs structures quasi planaires.....	22
<b>Figure I.17:</b> Aperçu schématique de quelques résonateurs volumiques .....	23
<b>Figure II.1:</b> Ligne Micro-ruban (microstrip) et Distribution des champs E/M.....	26
<b>Figure II.2 :</b> Structure de la ligne à substrat suspendu .....	27
<b>Figure II.3:</b> Ligne de Sommerfeld et de Goubau.....	27
<b>Figure II.4:</b> Coupe transversale de la ligne de Goubau avec ses lignes de champ électrique associé .....	28
<b>Figure II.5 :</b> Ligne à fente (slot line) et Propagation des champs .....	28
<b>Figure II.6 :</b> Ligne Coplanaire (Coplanar line) et Propagation des champs .....	29

<b>Figure II.7 :</b> Différentes structures des lignes coplanaires.....	30
<b>Figure II.8:</b> La ligne triplaque.....	31
<b>Figure II.9:</b> Ligne centrée, Ligne décentrée et Ligne triplaque double orthogonale.....	31
<b>Figure II.10 :</b> Ligne à Ailette unilatérale et propagation du champ.....	32
<b>Figure II.11:</b> les différentes configurations de la ligne à ailettes .....	32
<b>Figure III.1:</b> Coupe transversale de la ligne micro-ruban avec ses lignes de champ électrique associé.....	34
<b>Figure III.2:</b> Coupe transversale de la ligne suspendue.....	35
<b>Figure III.3:</b> Coupe transversale de la ligne inversée.....	36
<b>Figure IV.1.</b> Différents exemples qu'on peut simuler avec HFSS.....	45
<b>Figure IV.2:</b> Les étapes (1, 2,3 et 4) à suivre sous HFSS.....	46
<b>Figure IV.3:</b> Les étapes (5, 6,7 et 8) à suivre sous HFSS.....	46
<b>Figure IV.4:</b> Les étapes à suivre pour avoir Gamma sous HFSS.....	47
<b>Figure IV.5:</b> Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre et silicium dans la bande 0,5-60 GHz, $h_{\text{verre}}=h_{\text{silicium}}=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ et $t=1 \mu\text{m}$ .....	47
<b>Figure IV.6:</b> Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre pour différentes épaisseurs de métallisation $t$ en fonction de la fréquence, $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ .....	48
<b>Figure IV.7:</b> Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre pour différentes épaisseurs de métallisation $t$ en fonction de la fréquence, $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ .....	49
<b>Figure IV.8:</b> Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre pour différentes hauteurs de substrat $h$ en fonction de la fréquence, $t=1 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ .....	50
<b>Figure IV.9:</b> Atténuation de la ligne micro-ruban sur silicium pour différentes hauteurs de substrat $h$ en fonction de la fréquence, $t=1 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ .....	50
<b>Figure IV.10:</b> Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre pour différentes largeurs de ruban $w$ en fonction de la fréquence, $t=1 \mu\text{m}$ , $h=100 \mu\text{m}$ .....	51

<b>Figure IV.11:</b> Atténuation de la ligne micro-ruban sur silicium pour différentes largeurs de ruban $w$ en fonction de la fréquence, $t=1 \mu\text{m}$ , $h=100 \mu\text{m}$ .....	<b>51</b>
<b>Figure IV.12:</b> Coupe transversale de la structure de la ligne inversée.....	<b>53</b>
<b>Figure IV.13:</b> La ligne micro-ruban inversée en 3D sous HFSS.....	<b>53</b>
<b>Figure IV.14:</b> Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différentes largeurs de ruban $w$ en fonction de la fréquence, $h=100 \mu\text{m}$ , $t=1 \mu\text{m}$ , $H_{\text{verre}}=H_{\text{silicium}}=500\mu\text{m}$ .....	<b>55</b>
<b>Figure IV.15:</b> Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différentes largeurs de ruban $w$ en fonction de la fréquence, $h=100 \mu\text{m}$ , $t=1 \mu\text{m}$ , $H_{\text{verre}}=H_{\text{silicium}}=500\mu\text{m}$ .....	<b>55</b>
<b>Figure IV.16:</b> Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différentes épaisseurs de métallisation en fonction de la fréquence, $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ .....	<b>57</b>
<b>Figure IV.17:</b> Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différentes épaisseurs de métallisation $t$ en fonction de la fréquence, $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ .....	<b>58</b>
<b>Figure IV.18:</b> Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différentes épaisseurs de substrat $H$ , $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ , $t=1 \mu\text{m}$ .....	<b>59</b>
<b>Figure IV.19:</b> Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différentes épaisseurs de substrat $H$ , $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ , $t=1 \mu\text{m}$ .....	<b>59</b>
<b>Figure IV.20:</b> Champ électrique (V/m) en amplitude dans le plan transversal, pour $w=100\mu\text{m}$ , $h=100 \mu\text{m}$ , $t=1 \mu\text{m}$ , à 60 GHz.....	<b>60</b>
<b>Figure IV.21:</b> Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différentes pertes de diélectrique, $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ , $t=1 \mu\text{m}$ .....	<b>61</b>
<b>Figure IV.22:</b> Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différentes valeurs de la conductivité, $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ , $t=1 \mu\text{m}$ .....	<b>62</b>
<b>Figure IV.23:</b> Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différents conducteurs, $h=100 \mu\text{m}$ , $w=100 \mu\text{m}$ , $t=1 \mu\text{m}$ .....	<b>63</b>

<b>Figure IV.24:</b> Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différents conducteurs, $h=100\ \mu\text{m}$ , $w=100\ \mu\text{m}$ , $t=1\ \mu\text{m}$ .....	63
<b>Figure IV.25:</b> Champ électrique (V/m) en vecteur et en amplitude dans le plan transversal, pour $w/h=1$ , $h=100\ \mu\text{m}$ , $t=1\ \mu\text{m}$ , à 60 GHz.....	64
<b>Figure IV.26:</b> Champ électrique (V/m) en vecteur dans le plan longitudinal, pour $w/h=1$ , $h=100\ \mu\text{m}$ , $t=1\ \mu\text{m}$ , à 60 GHz.....	65
<b>Figure IV.27:</b> Champ magnétique (A/m) en vecteur et en amplitude dans le plan transversal, pour $w/h=1$ , $h=100\ \mu\text{m}$ , $t=1\ \mu\text{m}$ , à 60 GHz.....	65
<b>Figure IV.28:(a)</b> La structure générale d'un filtre passe bas d'ordre $n$ en éléments distribués	66
<b>(b)</b> La structure générale d'un filtre passe bas d'ordre $n$ en éléments localisés	67
<b>Figure IV.29:</b> Filtre passe bas d'ordre 3 en éléments localisés (R, L et C).....	67
<b>Figure IV.30:</b> Filtre passe bas d'ordre 3 en éléments distribués.....	67
<b>Figure IV.31: (a)</b> Filtre passe bas d'ordre 3 en éléments distribués.....	69
<b>(b)</b> La réalisation de ce filtre sous HFSS.....	69
<b>Figure IV.32:</b> Les étapes (1, 2,3 et 4) à suivre sous HFSS.....	70
<b>Figure IV.33:</b> Les étapes (5, 6,7 et 8) à suivre sous HFSS.....	70
<b>Figure IV.34:</b> L'étape 9 (le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence).....	71
<b>Figure IV.35:</b> Le coefficient de réflexion S11 et le coefficient de transmission S21 sur la bande de fréquence [0 à 3]Ghz.....	71
<b>Figure IV.36:</b> L'atténuation d'un filtre d'ordre 3 pour $t= 0,01\ \text{mm}$ , $h= 1,27\ \text{mm}$ .....	72
<b>Figure IV.37:</b> Le coefficient de réflexion S11 et le coefficient de transmission S21 pour un filtre sur verre dans la bande de fréquence [0 à 5]Ghz.....	73
<b>Figure IV.38:</b> L'atténuation obtenue après l'amélioration d'un filtre d'ordre 3.....	73

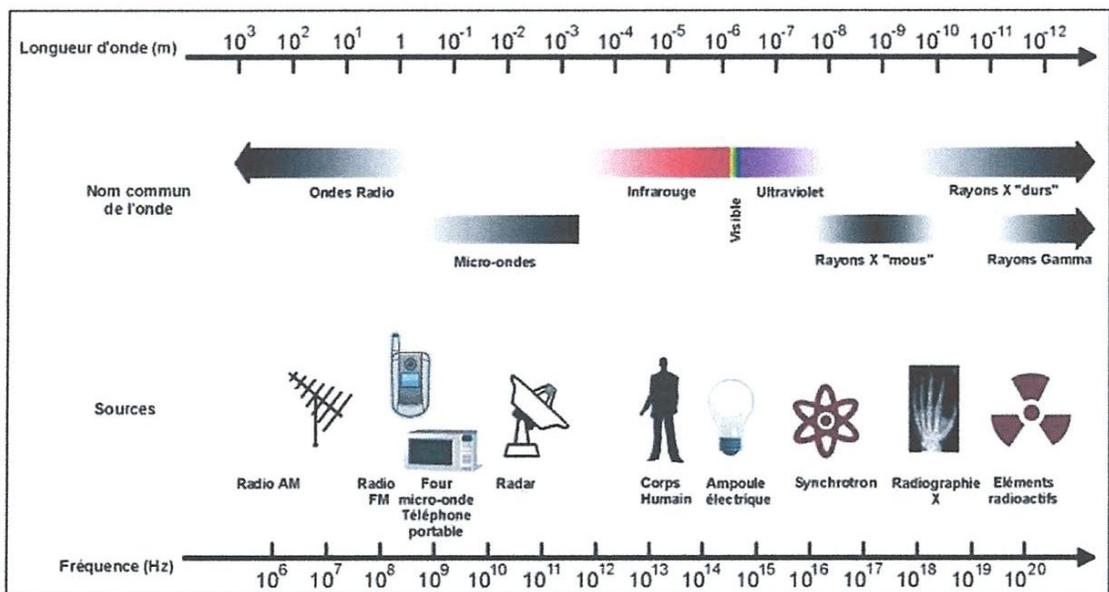
# Introduction générale

## Introduction générale

Les ondes électromagnétiques sont apparues très tôt dans l'évolution de l'univers et baignent actuellement notre environnement.

Elles sont caractérisées par leur propagation qui a lieu soit dans le vide à la vitesse de la lumière soit dans des milieux dont les propriétés électriques et magnétiques de l'espace influent sur l'onde.

La fréquence est une caractéristique importante de l'onde puisqu'elle détermine aussi sa longueur d'onde. Les propriétés des ondes électromagnétiques se différencient selon leur fréquence lorsqu'elles interagissent avec la matière. Ainsi, le spectre des ondes électromagnétiques se décompose selon la figure ci dessous où sont représentés les principaux domaines.



On distingue souvent [1] :

- ✚ Les ondes électromagnétiques libres : elles se propagent dans un milieu considéré comme infini. Cette notion a des limites dans la réalité rencontrent des obstacles. Cependant, il est toujours possible de considérer que dans une région limitée, l'onde est libre de se propager.

Ce phénomène de propagation libre est utilisé pour transmettre de l'information à travers l'air, à partir de différents systèmes tels que les radiotéléphones, les radars ou les communications hertziennes.

- ✚ Les ondes électromagnétiques guidées : elles se propagent dans des structures qui transmettent le signal par des mécanismes plus ou moins complexes telles que des réflexions successives sur les parois ou/et interfaces (guides d'ondes, fibres optiques) [2]. Les lignes de transmission sont indispensables aux fonctionnements des systèmes hyperfréquences (du générateur à la charge). Il en existe un grand nombre réalisé selon des technologies variées.

Les applications utilisant le spectre électromagnétique sont de plus en plus nombreuses. Quelques unes sont présentées sur la figure précédente en relation avec les différentes bandes de fréquences.

Le terme « hyperfréquence » sert à désigner une bande de fréquences située environ entre 300 MHz et 300 GHz, caractérisant de ce fait des signaux comportant entre 300 millions et 300 milliards de périodes par seconde.

Ces limites ont un caractère arbitraire. Elles permettent de définir les domaines des fréquences entre celui des ondes employées pour la diffusion de la radio et de la télévision (fréquences les plus basses) et celui des rayons infrarouges (fréquences les plus élevées). Cela correspond à des longueurs d'onde allant du millimétrique au métrique. Il est attendu, dans les prochaines années, l'utilisation des bandes de fréquences élevées pour de nombreux systèmes de communication.

Les fréquences voisines de 60 GHz présenteront un intérêt particulier, en termes de compatibilité électromagnétique, en raison de l'atténuation importante de leurs ondes dans l'air à cette même fréquence (environ -16 dB /km).

En effet, à la fréquence de 60 GHz, la molécule d'oxygène (O<sub>2</sub>) absorbe l'énergie électromagnétique. Cette absorption correspond à une résonance de la molécule d'oxygène.

Cette absorption atténue des signaux de 60 GHz de sorte que le périmètre d'utilisation prévu peut être restreint, si bien que l'onde électromagnétique ne se propage pas au-delà d'un certain périmètre restreint.

Elle permet en réduisant la portée des liaisons radio à 60 GHz de diminuer rapidement le rayonnement électromagnétique de la liaison radio à un niveau qui n'interférera plus avec les liaisons environnantes. Ce phénomène augmente le nombre de liaisons radio dans un même secteur géographique.

Nous pouvons penser que de nombreux objets communicants, de taille réduite et à rayon d'action limitée, utiliseront la bande 57-64 GHz, bande libre aussi bien en Europe qu'aux Etats-Unis.

Un autre point permet de dire que cette bande est intéressante du fait que la fréquence de 60 GHz est plus élevée que les fréquences usuellement utilisées actuellement pour les radiocommunications. Nous nous attendons donc à avoir une bande relative d'utilisation plus large et donc de pouvoir transporter des signaux à haut débit. Ceci permettra le développement de nombreux systèmes de transmission de données.

Par ailleurs, du fait de la diminution de la longueur d'onde, les applications au-delà de 60 GHz ont un intérêt dans la miniaturisation des composants. Cependant, tant que la technologie ne sera pas mature, le coût des composants associés restera élevé.

La bande des 60 GHz apparaît comme un saut technologique par rapport aux composants passifs en raison des pertes non négligeables sur les lignes traditionnellement utilisées dans des bandes plus basses, comme les lignes micro-rubans et les lignes coplanaires.

Nous proposons dans cette thèse de nouvelles structures à faibles pertes en vue de leur utilisation dès 60 GHz dans les bandes millimétriques et peut-être au-delà dans le terahertz.

L'explosion des besoins et des attentes des équipements de télécommunication a entraîné un accroissement exponentiel de la complexité des circuits électriques qui les composent, surtout les fonctions à base de composants passifs (filtre, coupleurs, ...). La technologie planaire reste une technologie attrayante pour la réalisation de filtres, en terme de coût, de volume, ainsi que des possibilités d'intégration. Dans ce contexte, le développement de circuits planaires (lignes de propagation, filtre, ...) performants et peu encombrants est à l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental..

L'hypothèse forte sur laquelle est construite notre étude est que la présence du silicium-verre permet d'envisager une ligne de transmission avec moins de pertes et d'améliorer les filtres utilisés à base de la technologie micro-ruban.

# Chapitre I: Les filtres hyperfréquences

## **I.1. Introduction**

Un filtre est utilisé dans les systèmes de communication pour sélectionner les signaux souhaités. La fonction de filtrage est la conséquence du phénomène de résonance à une fréquence fixe. En associant plusieurs résonateurs une réjection plus importante est obtenue hors de la bande passante du filtre. Les filtres sont utilisés en particulier dans les chaînes de transmission et de réception des satellites de télécommunications. Dans le contexte du filtrage haut fréquence, plusieurs technologies ont émergé pour pouvoir effectuer cette montée en fréquence.

L'amélioration des performances électriques à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de GHz à quelques centaines et la réduction des coûts de fabrication sont des enjeux primordiaux. Dans ce chapitre nous allons évoquer de manière générale les différents types de filtres hyperfréquences en présentant leurs avantages et leurs inconvénients.

## **I.2. Systèmes d'excitation**

Les ondes électromagnétiques sont transmises par différentes voies : filaires ou non filaires. Tout type de transmission va faire subir à l'onde des pertes qui vont l'atténuer.

Plusieurs modes de propagation peuvent être excités suivant les dimensions choisies.

Les systèmes d'excitation transportent ces ondes électromagnétiques qui sont représentées sous forme de champ électrique ou champ magnétique puisque les deux champs sont liés par les équations de Maxwell. Ces champs vont servir pour coupler d'autres systèmes comme par exemple des résonateurs ou des guides. Deux types de couplages existent : le couplage électrique et le couplage magnétique. Les systèmes d'excitation pour les ondes radios sont divisés en deux parties principales : les guides d'ondes et les lignes distribuées.

### **I.2.1. Guides d'ondes**

Les guides d'ondes sont des conducteurs creux, à l'intérieur desquels se propagent les ondes électromagnétiques par réflexion sur les parois internes.

Ils sont utilisés lorsque les puissances à transmettre sont élevées et que les distances à parcourir excèdent quelques décimètres.

### I.2.1.1. Guides d'ondes rectangulaires :

Un guide d'onde rectangulaire (**Figure I.1**) est constitué d'un cylindre métallique de section constante (rectangulaire) dans lequel est placé un diélectrique quelconque.

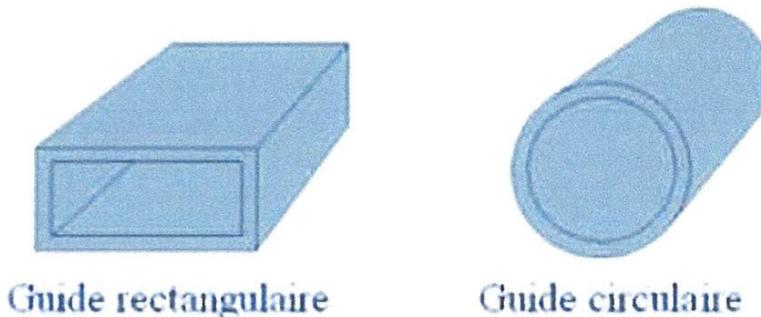
Dans ce cas le guide d'onde est rempli par un diélectrique homogène, il se propagera alors, des ondes TE et TM.

### I.2.1.2. Guides d'ondes circulaires :

Il est constitué par un cylindre homogène de section circulaire, un point quelconque de cette section est repéré par ces coordonnées polaires  $(r, \theta)$ .

Comme pour le guide d'onde rectangulaire on suppose que les parois métalliques sont parfaites et que l'onde se propage suivant l'axe OZ.

La **Figure I.1** montre différentes géométries de guide d'ondes.



**Figure I.1:** Différentes structures de guide d'ondes.

### I.2.2. Lignes de transmission

La miniaturisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement a donné naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information. Par leur encombrement réduit, leur faible poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits basse fréquence, ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel. La **Figure I.2** montre les différents types de lignes planaires, Ils seront détaillés dans le chapitre suivant.

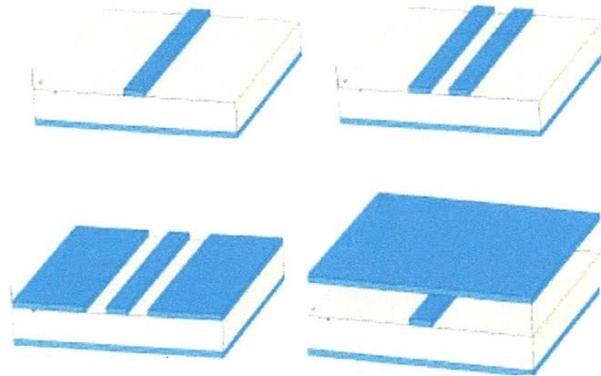


Figure I.2: Les différents types de lignes planaires

### I.3. Les filtres

Les filtres sont intégrés dans tous les systèmes de télécommunication (radio, télévision, téléphone mobile, satellite de communications...), et les systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars...). Ils atténuent les signaux non désirés et laissent passer les signaux utiles. Les filtres hyperfréquences réalisés à l'aide d'éléments distribués tels que les lignes de transmission, les guides d'ondes rectangulaires et circulaires qui sont mis en avant.

#### I.3.1 Filtrage hyperfréquence

Un dispositif idéal de filtrage est un dispositif qui réalise une transmission parfaite pour toutes les fréquences situées dans la bande passante et une atténuation infinie dans les bandes coupées. De telles caractéristiques idéales ne peuvent être obtenues en pratique et le but d'un concepteur de filtres est d'approcher au mieux ces contraintes idéales en acceptant une certaine tolérance.

Les fréquences de travail des filtres actuellement réalisés sont extrêmement étendues [3].

Les filtres peuvent être divisés en trois catégories :

- ✚ **Les filtres passe-bas** qui transmettent tous les signaux dont les fréquences sont comprises entre la fréquence nulle et une certaine fréquence limite  $f_c$ , les fréquences supérieures à  $f_c$  étant atténuées ;
- ✚ **Les filtres passe-haut** qui laissent passer toutes les fréquences supérieures à une fréquence  $f_c$  et atténuent toutes les fréquences inférieures ;

- ✦ Les filtres passe-bande pour lesquels seules sont transmises les fréquences situées dans l'intervalle  $[f_1, f_2]$  ; les fréquences à l'extérieur de cet intervalle sont atténuées.

Le dispositif « dual » du filtre passe-bande, c'est-à-dire le filtre « coupe-bande » qui n'atténue que les fréquences situées dans l'intervalle  $[f_1, f_2]$ , possède aussi certaines applications intéressantes, en particulier en compatibilité électromagnétique pour éliminer les fréquences parasites.

### I.3.2 Les réponses des filtres

#### I.3.2.1 La réponse d'un filtre passe-bas

La courbe de la (Figure I.3) Montre la réponse amplitude-fréquence ou fonction de filtrage de ce filtre. La coupure n'est pas nette et l'atténuation est progressive à partir d'une certaine fréquence. On définit une bande passante du filtre à  $-3$  dB et des fréquences de réjection à  $-10$  dB,  $-30$  dB, etc., ainsi qu'une pente de réjection correspondant à la variation de l'atténuation avec la fréquence autour de ces fréquences.

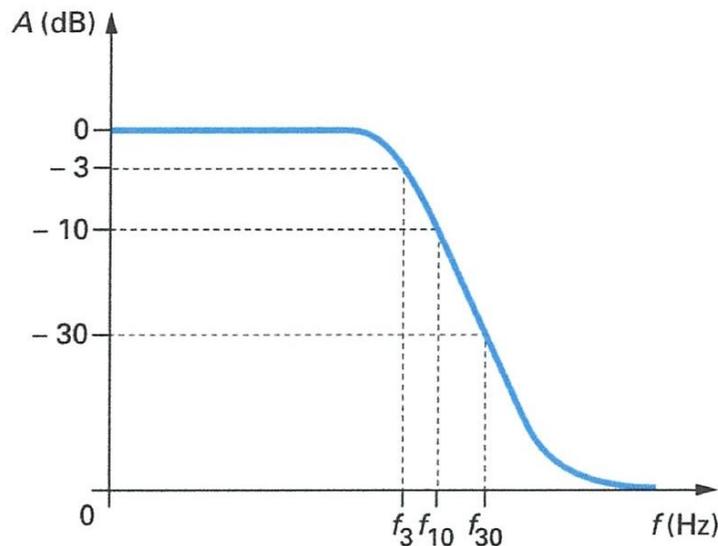


Figure I.3: Courbe de réponse d'un filtre passe-bas

#### I.3.2.2 La réponse d'un filtre passe-haut

La (Figure I.4.) montre la fonction de filtrage d'un tel filtre. La coupure s'effectue progressivement en deçà d'une certaine fréquence et l'on peut définir une fréquence de coupure à  $-3$  dB, des fréquences de réjection à  $-10$  dB,  $-30$  dB, etc., ainsi qu'une pente de réjection autour de ces fréquences.

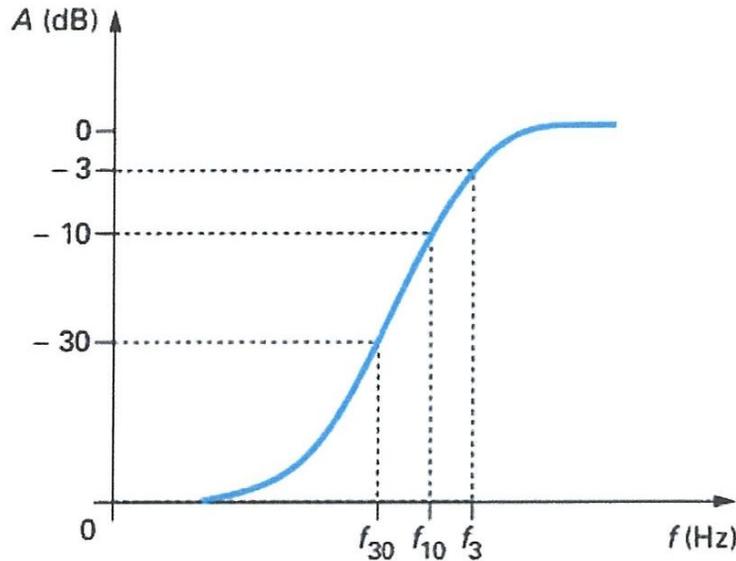


Figure I.4: Courbe de réponse d'un filtre passe-haut

### I.3.2.3 La réponse d'un filtre passe-bande

Ces filtres doivent être transparents à l'intérieur d'une certaine bande de fréquences autour d'une fréquence centrale  $f_0$  et présenter une fonction de filtrage conforme à la (Figure I.5.). La courbe représentative des variations de cette fonction permet de définir une bande passante à - 3 dB, des fréquences de réjection à - 20 dB, - 30 dB, etc. et une pente de réjection.

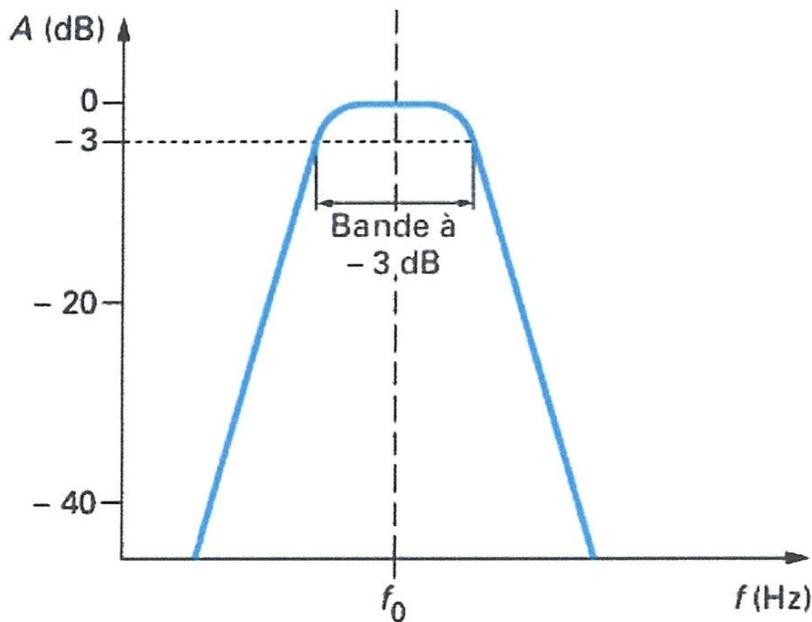


Figure I.5: Courbe de réponse d'un filtre passe-bande

### **I.3.3 Les paramètres S**

Les paramètres S (de l'anglais Scattering parameters), coefficients de diffraction ou de répartition [4] sont utilisés en hyperfréquences, en électricité ou en électronique pour décrire le comportement électrique de réseaux électriques linéaires en fonction des signaux d'entrée.

Ces paramètres font partie d'une famille de formalismes similaires, utilisés en électronique, en physique ou en optique : les paramètres Y, les paramètres Z, les paramètres H, les paramètres T ou les paramètres ABCD. Ces formalismes diffèrent dans la mesure où les paramètres S sont définis en termes de charges adaptées ou non adaptées et pas en termes de circuits ouverts ou de courts-circuits. De plus, les quantités sont mesurées en termes de puissance.

De nombreuses propriétés électriques peuvent être exprimées en utilisant les paramètres S, comme le gain, les pertes en réflexion, le rapport d'ondes stationnaires (ROS) ou le coefficient de réflexion. Le terme 'diffraction' est plus communément utilisé en optique qu'en hyperfréquences, en référence à l'effet observé lorsqu'une onde plane est incidente sur un obstacle ou un milieu diélectrique. Dans le contexte des paramètres S, le terme 'diffraction' fait référence à la façon dont les signaux appliqués sur une ligne de transmission sont modifiés lorsqu'ils rencontrent une discontinuité causée par l'insertion d'un composant électronique sur la ligne.

Bien que le formalisme des paramètres S soit applicable pour toutes les fréquences, ils sont utilisés régulièrement dans le domaine des hyperfréquences. Ces paramètres dépendent de la fréquence de mesure et peuvent être mesurés grâce à des analyseurs de réseaux. Ils sont généralement représentés sous forme matricielle et leurs manipulations obéissent aux lois de l'algèbre linéaire.

#### **I.3.3.1 Matrice S**

On modélise un dispositif hyperfréquence par un ensemble de 'ports'. Chaque port correspond à une ligne de transmission ou l'équivalent d'une ligne de transmission d'un mode propagatif d'un guide d'onde. Le terme de 'port' a été introduit par **H. A. Wheeler** dans les années 1950 [5]. Lorsque plusieurs modes se propagent dans une ligne, on définit alors autant de ports que de modes propagatifs.

Les paramètres S relient les ondes incidentes avec les ondes réfléchies par les ports du dispositif. Ainsi, un dispositif hyperfréquence est décrit complètement comme il est « vu » au niveau de ses ports. Pour certains composants ou circuits, les paramètres S peuvent être calculés en utilisant des techniques analytiques d'analyse des réseaux ou bien mesurés avec analyseur de réseau.

Une fois déterminés, ces paramètres S peuvent être mis sous forme matricielle. Par exemple, pour un dispositif hyperfréquence à N ports :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Un élément spécifique de la matrice S peut être déterminé par :

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0 \text{ pour } k \neq j} \quad (\text{I.2})$$

C'est-à-dire qu'un élément  $S_{ij}$  de la matrice est déterminé en induisant une onde incidente  $a_j^+$  sur le port j et en mesurant l'onde réfléchie  $b_i^-$  sur le port i. Toutes les autres ondes incidentes sont égales à 0, c'est-à-dire que tous les ports doivent être terminés avec une charge adaptée pour éviter les réflexions.

Les paramètres  $a_i$  et  $b_i$  représentent des tensions complexes normalisées incidentes et réfléchies et sont parfois appelés les ondes de puissances. Elles peuvent être exprimées en fonction des tensions et intensités mesurées sur l'i-ème port, par les relations suivantes [6] :

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{|\Re[Z_i]|}} \quad \text{Et} \quad b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{|\Re[Z_i]|}}$$

Où l'exposant \* représente le complexe conjugué.  $Z_i$  Correspond à une impédance de référence choisie de façon arbitraire. Généralement, on admet que l'impédance de référence est la même pour tous les ports du réseau (par exemple l'impédance caractéristique de la ligne,  $Z_0$  qui est positive et réelle) et on utilise alors les relations :

$$a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{|\Re[Z_0]|}} \quad \text{Et} \quad b_i = \frac{V_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{|\Re[Z_0]|}}$$

**Remarque :**

$S_{ii}$  : Correspond au coefficient de réflexion mesuré sur le port  $i$  lorsque tous les autres ports sont terminés par des charges adaptées.

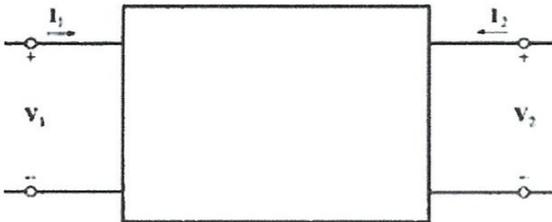
$S_{ij}$  : Correspond au coefficient de transmission entre le port  $i$  et le port  $j$  lorsque tous les autres ports sont terminés par des charges adaptées.

Le signe - (moins) dans les relations exprimant les ondes réfléchies  $b_i$  provient de la convention de signe utilisée pour le courant. Le courant provenant de la sortie "rentre" dans le réseau : il est donc du signe opposé au courant "entrant" dans le réseau.

**Exemple : matrice S d'un quadripôle**

L'utilisation la plus fréquente des paramètres S concerne les quadripôles, comme par exemple des amplificateurs. Dans cette situation, les relations entre les ondes incidentes, réfléchies et transmises sont décrites par la relation :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$



Soit :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}$$

- $S_{11}$  et  $S_{22}$  traduisent la réflexion du signal incident à chacun des accès.
- $S_{21}$  et  $S_{12}$  traduisent la propagation du signal à travers le quadripôle.

En conséquence si  $a_2 = 0$ , ce qui signifie que la sortie du quadripôle est adaptée, alors  $S_{11} = b_1/a_1$  est le coefficient de réflexion vu à l'entrée et  $S_{21} = b_2/a_1$  est le coefficient de transmission de l'entrée à la sortie.

De même si  $a_1 = 0$ , ce qui signifie que l'entrée du quadripôle est adaptée, alors  $S_{22} = b_2/a_2$  est le coefficient de réflexion vu à la sortie et  $S_{12} = b_1/a_2$  est le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée.

Les ondes  $a$  et  $b$  sont mesurées à partir des tensions incidentes  $V_i$  et réfléchies  $V_r$  sur chaque port par:

$$a_1 = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}$$
$$b_1 = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}$$

Où  $Z_0$  correspond à l'impédance caractéristique des lignes. Les paramètres S représentent alors physiquement :

- $S_{11}$ : coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée ;
- $S_{12}$ : coefficient de transmission inverse lorsque l'entrée est adaptée ;
- $S_{21}$ : coefficient de transmission direct lorsque la sortie est adaptée ;
- $S_{22}$ : coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.

#### I.3.4. Synthèse des filtres [7][8]

Pour concevoir un filtre obéissant à un certain gabarit ou cahier de charge, on a recours à plusieurs modèles. Il s'agit de choisir, à partir de ces spécifications, la fonction de transfert adéquate. Plusieurs modèles existent pour la synthèse de filtre analogique comme les modèles de Tchébychev, Butterworth, Elliptique ou Tchébychev inversé.

##### I.3.4.1. Filtre Butterworth [9]

Un filtre de Butterworth est un type de modèle de filtre linéaire, conçu pour posséder un gain aussi constant que possible dans sa bande passante. Ces filtres sont nommés d'après l'ingénieur britannique Stephen Butterworth qui les a décrits pour la première fois [10].

##### I.3.4.2. Filtre Tchébychev [11]

Les filtres de Tchébychev sont un type de filtre caractérisé par l'acceptation d'une ondulation, ou bien en bande passante ou bien en bande atténuée. Dans le premier cas, ce sont des filtres de Tchébychev de type 1 ou directs, dans le second, de filtres de Tchébychev de type 2 ou inverses.

##### I.3.4.3. Filtre Elliptique [12]

Les filtres qui présentent une ondulation à la fois en bande passante et en bande atténuée sont appelés filtres elliptiques.

### I.3.5. Filtres planaires

Ils sont constitués de lignes métallisées considérées comme résonateur avec une longueur proportionnelle à la longueur de l'onde à la fréquence de travail.

#### I.3.5.1. Filtres coplanaires CPW [13][14]

Ils sont basés sur le principe de la ligne coplanaire. Plusieurs travaux de recherche dans la littérature ont utilisé la technique coplanaire pour concevoir des filtres. L'un des gros avantages de ces filtres est la facilité d'intégration et de report d'autres structures, comme les MMIC, avec une connexion par bumps et report flip-chip [15]. Mais la conception de fonctions de filtrage complexes est délicate avec cette technologie. Un exemple de filtre coplanaire 2 pôle avec des résonateurs quarts d'onde est montré **figure I.6** et un Exemples de circuits réalisés en technologie planaire. **Figure I.7**.

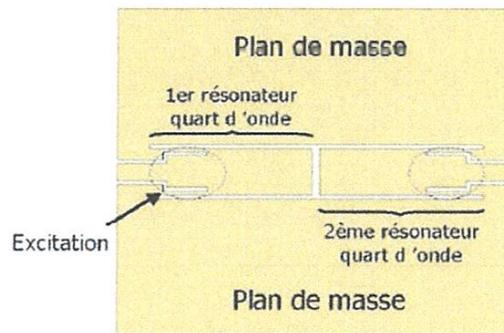
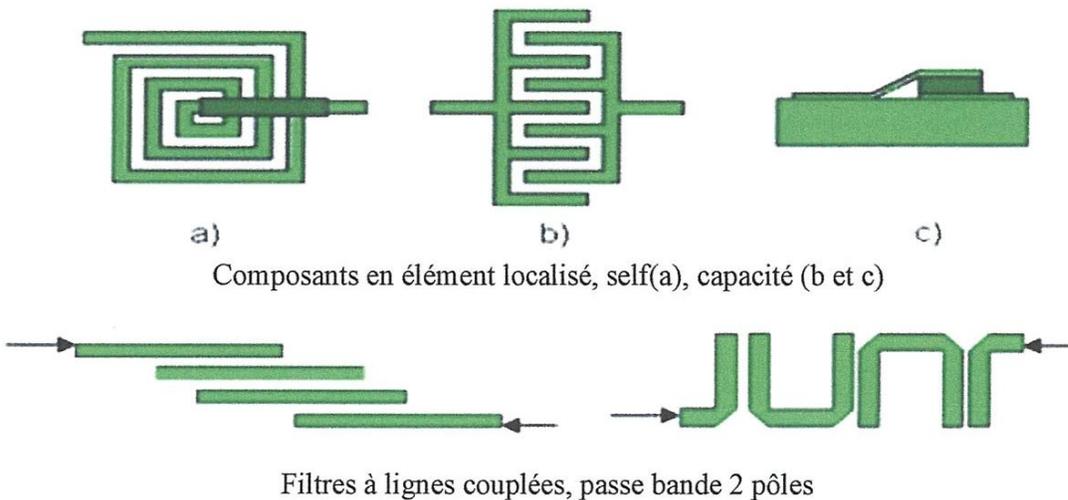


Figure I.6 Filtre 2 pôles coplanaires à base de résonateurs quart d'onde





Filtre non linéique, à mode duaux (patches)

Figure I.7: Exemples de circuits réalisés en technologie planaire.

### I.3.5.2. Filtres micro-rubans [16][17]

Ils sont basés sur le principe de la ligne micro-ruban. Bien que ces filtres aient l'avantage d'être facilement intégrables, d'avoir un faible coût de production et un encombrement réduit, en travaillant en hautes fréquences, ces circuits vont subir des pertes. Des techniques d'amélioration sont alors nécessaires. Les pertes peuvent être regroupées en trois catégories.

Les pertes par rayonnement apparaissent et augmentent avec la fréquence. Ces pertes peuvent prendre plusieurs formes : modes de substrat, rayonnement vers l'extérieur ou excitation des modes de boîtier. Pour limiter ces phénomènes, des substrats de faible épaisseur et de faible permittivité peuvent être utilisés pour diminuer les dimensions transverses des circuits. Le blindage des structures micro-usinées permettra d'éliminer leur rayonnement. Les pertes métalliques augmentent dès lors que l'on diminue les dimensions transverses des circuits, coplanaires ou micro-ruban, pour éviter l'apparition de modes supérieurs. Les pertes diélectriques : chaque matériau est caractérisé par une tangente de pertes  $\tan\delta$  qui est à l'origine des pertes diélectriques.

Avec ces différentes pertes, l'utilisation des structures planaires est limitée malgré leurs avantages. D'où l'intérêt de l'utilisation d'éléments actifs, du micro-usinage ou des matériaux supraconducteurs qui vont permettre la réduction des pertes d'insertion et ainsi augmenter le facteur de qualité des structures planaires. Exemples de circuits réalisés en technologie micro-rubans **Figure I.8**.

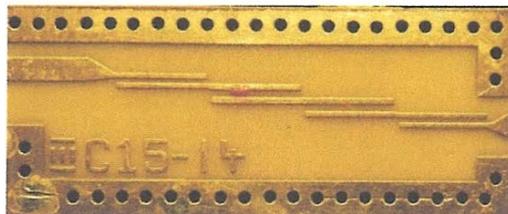


Figure. I.8: Filtres micro-rubans passe-bandes

**I.3.6. Le passage des éléments localisés vers les éléments distribués :**

**I.3.6.1. Réalisation d'impédances et de circuits accordés avec des lignes micro-ruban**

Nous savons qu'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique  $Z_c$ , fermé sur une impédance de charge  $Z_L$ , présente, à une distance  $x$  de cette dernière, une impédance  $Z(x)$  donnée par :

$$Z(x) = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta x}{Z_c + jZ_L \tan \beta x} \quad (\text{I.3})$$

Les tronçons utilisés ont une longueur  $x$  telle que :

$$\tan \beta x \approx \beta x \text{ à } 10\% \text{ près}$$

$$\beta x < \pi/6 \text{ Ou } x < \lambda/12$$

Dans ces conditions, (1) peut s'écrire :

$$Z(x) = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \beta x}{Z_c + jZ_L \beta x} \quad (\text{I.4})$$

➤  $Z_L \ll Z_c \beta x$  (cas particulier  $Z_L = 0$ ) :

$$Z(x) \approx jZ_L \beta x - jZ_L \frac{\omega}{v_p} x$$

Avec  $v_p$  vitesse de propagation.

Le tronçon de ligne se comporte comme une impédance inductive  $L\omega$  et l'on peut dire qu'il est équivalent à l'inductance :

$$L = Z_c \frac{x}{v_p} \quad (\text{I.5})$$

La réalisation technologique de ce cas peut se faire :

✚ soit par une ligne en court-circuit ;

✚ soit par une ligne dont l'impédance caractéristique  $Z_c$  est très grande devant celle de la ligne qui la charge.

➤  $Z_L \beta x \gg Z_c$  (cas particulier  $Z_L = \infty$ ) :

$$Z(x) \approx -j \frac{Z_c}{\beta x} = jZ_c \frac{v_p}{\omega x}$$

Le tronçon de ligne se comporte comme une impédance capacitive  $1/C\omega$  et il est équivalent à la capacité :

$$C = \frac{1}{Z_c} \frac{x}{v_p} \quad (\text{I.6})$$

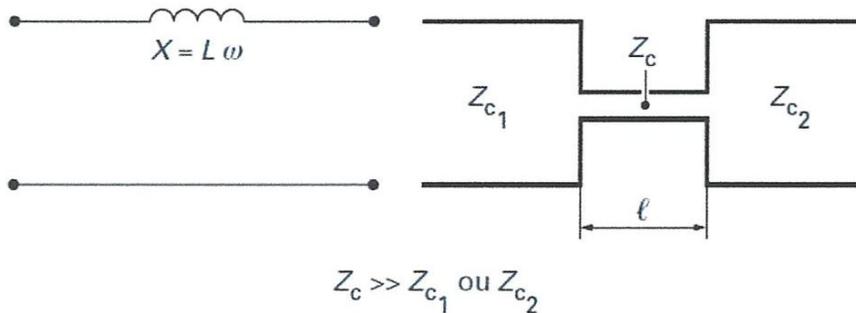
La réalisation technologique de ce cas peut se faire soit par une ligne en circuit ouvert, soit par une ligne dont l'impédance caractéristique  $Z_c$  est très petite devant celle de la ligne qui la charge.

**I.3.6.2 Réalisation d'inductances et de capacités**

De tout ce qui vient d'être expliqué découle la réalisation d'inductances et de capacités avec des tronçons de ligne. Cette réalisation est particulièrement aisée en technologie microbande puisque l'impédance caractéristique d'une telle ligne est inversement proportionnelle à la largeur de la bande.

- ✓ Une **inductance série** (figure I.9) s'obtient par un fort rétrécissement de la bande métallique ; en effet, le tronçon de faible largeur, qui présente donc une forte impédance caractéristique, se trouve chargé à ses extrémités par des lignes dont l'impédance caractéristique est plus faible .
- ✓ Une **inductance parallèle** (figure I.10) s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne court-circuité.
- ✓ Une **capacité parallèle** (figure I.11) s'obtient par un élargissement important de la bande métallique ; ce tronçon, qui présente une faible impédance caractéristique, se trouve chargé à ses extrémités par des lignes dont l'impédance caractéristique est plus forte.
- ✓ Une **capacité série** est plus délicate à réaliser car elle nécessite de couper la ligne sur une très petite longueur (quelques micromètre ou dizaines de micromètres). Quantitativement, la valeur de la capacité ainsi obtenue ne peut se calculer qu'avec une approximation grossière et, qualitativement, le schéma équivalent d'une telle discontinuité comporte non seulement une capacité en série, mais aussi des capacités parasites en parallèle.

**Note :** toutes ces réalisations présentent des discontinuités dans la largeur  $w$  de la ligne Microbande. La modélisation de ce type de discontinuité est explicitée dans [3].



**Figure I.9:** Réalisation d'une inductance série en lignes microbandes

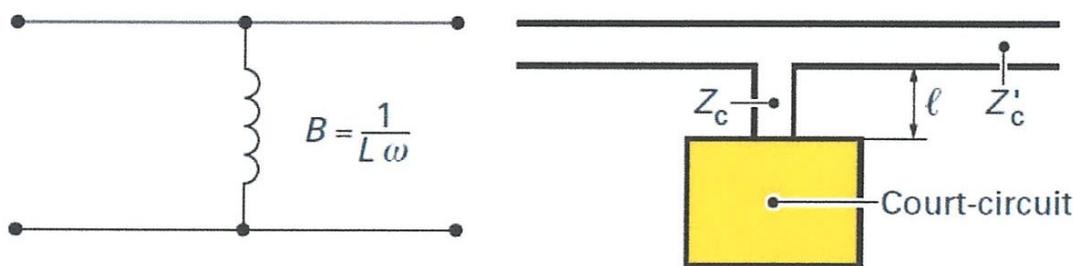


Figure I.10: Réalisation d'une inductance parallèle en lignes microbandes

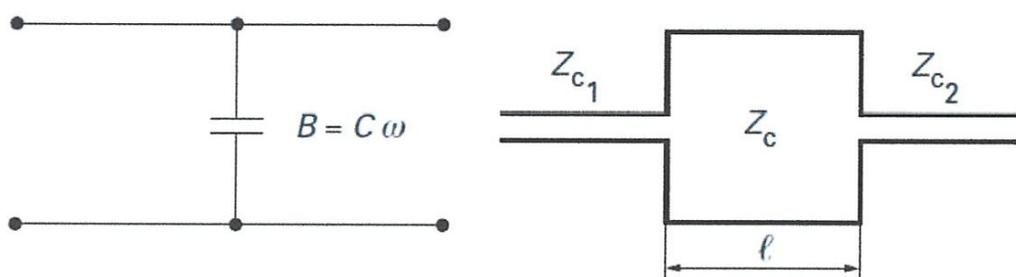


Figure I.11: Réalisation d'une capacité parallèle en lignes microbandes

### I.3.6.3 Réalisation de circuits résonnants ou anti-résonnants

Il résulte de cette difficulté que les seuls circuits accordés que l'on peut réaliser avec des tronçons de ligne sont des circuits résonnants (figure I.12) ou des circuits anti résonnants (figure I.13) placés en dérivation sur la ligne principale. Pour ce qui est des circuits résonnants ou anti-résonnants placé en série sur la ligne principale, ils ne peuvent être obtenus, à partir des précédents, qu'en utilisant la propriété qu'ont les lignes quart d'onde d'inverser les impédances. Nous savons, en effet, que l'impédance d'entrée  $Z_e$  d'une ligne  $\lambda/4$  (quart d'onde), d'impédance caractéristique  $Z_c$  chargée par une impédance  $Z_L$  est :

$$Z_e = \frac{Z_c^2}{Z_L}$$

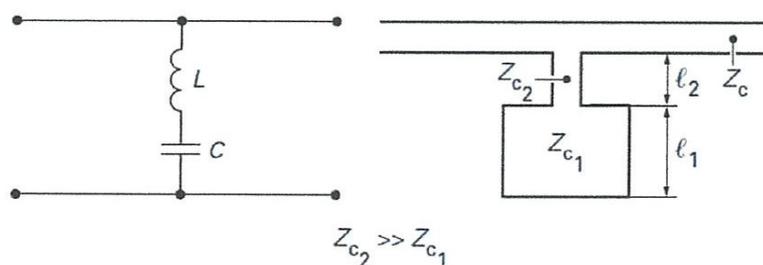


Figure I.12: Réalisation d'un circuit résonnant mis en parallèle en lignes microbandes

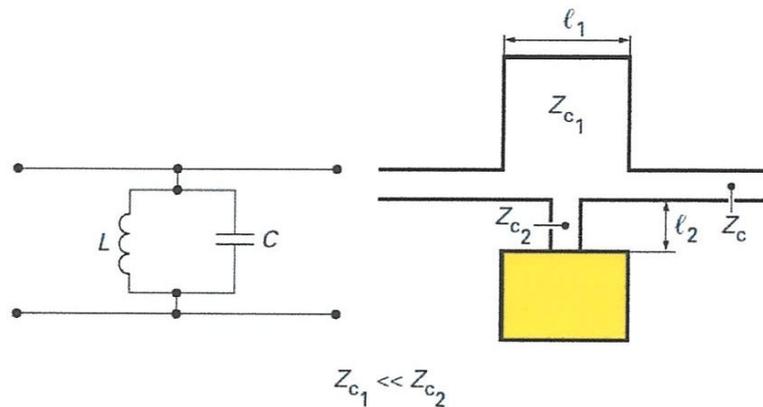


Figure I.13: Réalisation d'un circuit anti-résonnant mis en parallèle en lignes microbandes

### I.3.7. Filtres volumiques

Les filtres volumiques sont principalement utilisés pour leurs performances électriques remarquables. Les grandes familles sont : Les guides d'ondes Les cavités métalliques Les résonateurs diélectriques Leurs facteurs de qualité à vide sont très élevés (plusieurs milliers (5000-10000) pour les filtres guides d'ondes ce qui permet à ces filtres d'obtenir des réponses présentant de faibles pertes en étant sélectifs. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances ce qui les rend attractifs pour les communications spatiales.

#### I.3.7.1. Filtres à base de guides

Les filtres à base de guides peuvent être de type métallique [18], finline [19], filtre à iris inductives [20],[21] ou filtres à structures périodiques [22]. Les insertions métalliques peuvent être fabriquées par le technique bas coût de photolithographie ou de précision moulante avec laquelle les insertions sont coupées avec une grande précision. Le filtre à iris inductives (figure I.14), comparé aux filtres finline et métalliques, est plus petit en taille car les longueurs des éléments sont juste égales aux épaisseurs des iris. Une façon d'améliorer les performances est d'utiliser des iris résonants couplés comme le montre la figure (figure I.14).

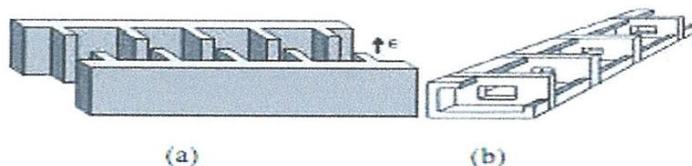


Figure I.14: Filtres (a) à iris inductives, (b) à iris résonantes

En 1915 le miroir de Bragg, qui permet de réfléchir 99% de la lumière incidente, a été inventé. Ce miroir est constitué d'une alternance de couches avec différents indices de réfraction.

Ensuite, Léon Brillouin décrit dans son livre en 1946 la propagation des ondes électromagnétiques dans les structures périodiques [23]. La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu périodique est fortement perturbée pour certaines longueurs d'onde bien précises alors que le matériau est transparent aux autres longueurs d'ondes. Tout matériau artificiel ou guide d'onde possédant cette propriété peut être considéré comme un BIE (bande interdite électromagnétique). Dans la plupart des cas, il est périodique (ou quasi-périodique) et fait intervenir des conditions de résonances (interférences alternativement constructives et destructives). D'un point de vue plus général, dans ce type de structure, au sein des bandes interdites (réflexion) seule une onde évanescente peut exister. En brisant la chaîne de périodicité, on obtient un pic de transmission avec un facteur de qualité élevé. En partant de ce type de structure, on pourra créer des filtres avec des bandes étroites et de faibles pertes. La première structure à bande interdite a été réalisée par Eli Yablonovitch [24].

#### ❖ Bilan sur les filtres à base de guides d'onde

L'inconvénient des structures basées sur le guide d'onde est son raccord avec les autres éléments de la charge utile, comme le LNA qui est en technologie monolithique. De plus, les fonctions de filtrage plus complexes sont délicates à réaliser, comme les gabarits elliptiques.

Enfin, la longueur totale du filtre va dépendre du nombre de pôles, et comme ils sont généralement "les uns à la suite des autres", le filtre deviendra vite volumineux. Pour les applications aux fréquences millimétriques, les filtres à guides d'onde sont de petites dimensions et demandent une précision de fabrication très importante. Une façon de résoudre ce problème est d'utiliser des guides d'onde intégrés dans les substrats, comme le propose [25]. exemple de filtres à base de guides d'onde **Figure I.15**.



**Figure I.15:** Filtre passe bande en guide d'onde métallique

### **I.3.7.2. Filtres à cavités métalliques [26] et à résonateurs diélectriques [27]**

Les cavités électromagnétiques, ou résonateurs micro-ondes, sont utilisées dans de très nombreuses applications parmi lesquelles on peut citer les filtres, les oscillateurs, les fréquencesmètres, les amplificateurs accordés et les capteurs micro-ondes. Le fonctionnement de résonatrices micro-ondes est, à bien des égards, semblable au fonctionnement des circuits à éléments localisés de la théorie des circuits de Kirchhoff. C'est pourquoi il est utile d'avoir toujours à l'esprit les propriétés fondamentales des circuits résonnants RLC série et parallèle. Une cavité électromagnétique est un volume vide ou rempli de diélectrique, limité par des parois du type électrique (interface avec un conducteur) ou du type magnétique (interface avec un diélectrique à haute permittivité). Dans le premier cas, il s'agit d'une cavité métallique et dans le second cas d'un résonateur diélectrique. Les cavités peuvent, en principe, avoir des formes géométriques quelconques mais, en pratique, elles ont une forme cylindrique ou parallélépipédique. Les cavités métalliques peuvent ainsi être obtenues en fermant des guides d'ondes rectangulaires ou circulaires par des plaques métalliques perpendiculaires à l'axe longitudinal du guide. Qu'ils soient à cavités cylindriques ou parallélépipédiques, ces filtres sont voués à des applications spatiales très faible bande et demandant une très forte sélectivité. Cependant, bien que des méthodes d'optimisation de ces filtres sans vis voient le jour [28], les modèles de vols sont toujours équipés de vis de réglage ce qui entraîne une faible reproductivité et un coût de production élevé. Les résonateurs diélectriques non métallisés sont logés dans des boîtiers métalliques. Ils fonctionnent sur des modes diélectriques qui concentrent l'énergie dans le résonateur. Les résonateurs remplacent les cavités métalliques ; comme elles, ils présentent :

Des modes de résonance dont les fréquences sont déterminées par les dimensions ;

Des coefficients de qualité Q très élevés.

En outre, ils présentent les avantages suivants :

Dimensions réduites du fait de la permittivité  $\epsilon$  supérieure à celle de l'air ;

Grande stabilité en température de la fréquence ( $\tau_f$ ) ;

Simplicité de mise en œuvre.

L'emploi du résonateur diélectrique permet de réduire les dimensions des cavités d'un facteur égal à la racine de la permittivité relative  $\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0$ .

Ces résonateurs sont fréquemment utilisés dans les radars et les systèmes de télécommunication. La définition d'un filtre quasi-planaire est un circuit planaire, micro-ruban ou ligne à fente, suspendu dans le plan E ou H d'un guide d'onde rectangulaire. Cette définition peut être étendue aux structures possédant un insert métallique. L'intérêt des filtres quasi-planaires est d'obtenir un facteur de qualité élevé (plusieurs centaines), caractéristique des filtres volumiques, avec une intégration aux parties planaires facilitée, caractéristique des filtres planaires. La **figure I.16** et la **figure I.17** montre plusieurs structures quasi planaires et quelques résonateurs volumiques.

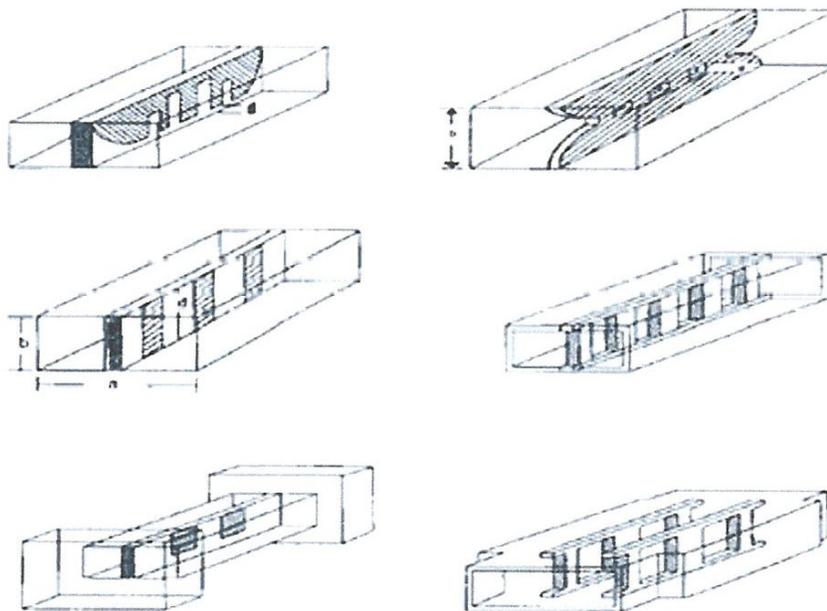


Figure I.16. Plusieurs structures quasi planaires

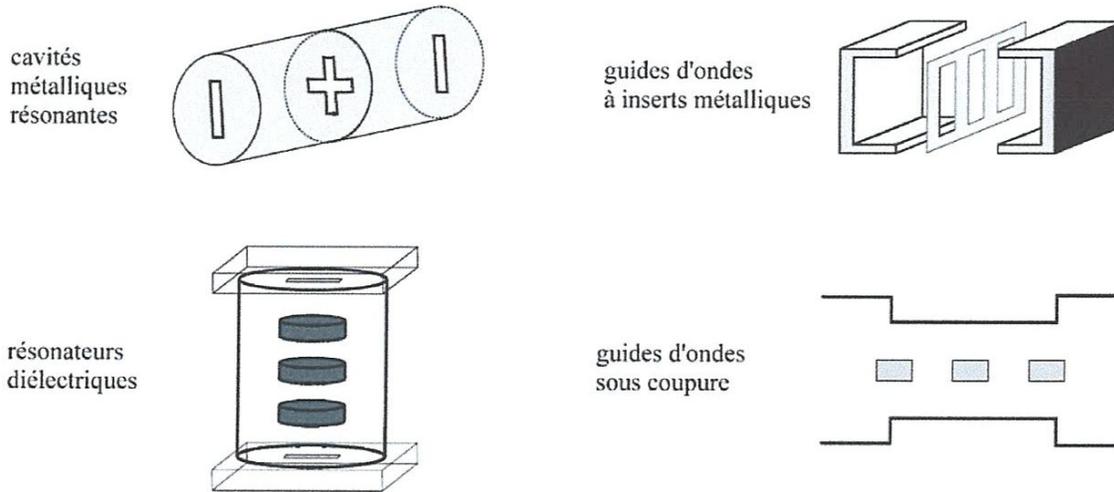


Figure I.17: Aperçu schématique de quelques résonateurs volumiques

#### 1.4. Conclusion

Les filtres planaires sont intéressants pour des applications millimétriques et submillimétriques surtout au niveau de la simplicité de fabrication et la capacité d'intégration aux autres éléments. Néanmoins ils souffrent de pertes importantes aux hautes fréquences.

Ce chapitre nous a permis de présenter les différents types de filtres avec leurs structures, on basant sur les filtre micro-ruban.

Pour étudier ces filtres il faut connaître les lignes de transmission planaires qui seront bien détailler dans la partie suivante.

## Chapitre II:

# Les lignes de transmission planaires

## II.1. Introduction

La ligne de transmission est un dispositif utilisé pour transférer la puissance électromagnétique, par exemple d'un émetteur vers une antenne ou d'une antenne vers un récepteur.

Dans la mesure où le transport de forte puissance n'est pas un paramètre essentiel du dispositif à réaliser, l'utilisation de technologies planaires constitue une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement liés aux technologies volumiques. Parmi ces technologies, nous pouvons distinguer les technologies micro rubans, Goubau, à fentes, coplanaires, triplaques, et à Ailettes; chacune d'entre elles ayant ses spécificités propres du point de vue géométrique et physique.

Il existe différents types de lignes permettant la transmission de signaux hyperfréquences, elles peuvent être :

- ✚ ouvertes ou fermées
  - ❖ ouvertes : la ligne peut rayonner ;
  - ❖ fermées : la ligne est insérée à l'intérieur d'un conducteur et ne peut rayonner.
- ✚ homogènes ou inhomogènes
  - ❖ homogènes : le milieu de propagation de la ligne ne varie pas dans le plan perpendiculaire au sens de la propagation ;
  - ❖ inhomogènes : dans le plan perpendiculaire au sens de la propagation, soit le milieu de propagation de la ligne contient plusieurs milieux de natures différentes, soit le milieu de propagation de la ligne varie de façon continue.

## II. 2. Définition

Les lignes de transmissions sont utilisées généralement dans la répartition de courant (aux basses fréquences) et dans les communications (aux hyperfréquences). Plusieurs genres de lignes de transmission tel que les paires torsadées et câbles coaxiaux qui sont utilisés dans les réseaux informatiques (l'Internet), mais sont aussi utilisées pour réaliser des filtres, des transformateurs d'impédances, des coupleurs, des lignes a retard [29][30].

Une ligne de transmission, est un ensemble d'un (en réalité deux si l'on considère la masse), de plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique (souvent haute fréquence). Le milieu diélectrique qui sépare les conducteurs (air, céramique, téflon,..) joue un rôle important dans la vitesse de propagation du signal [31][32]. Les lignes de transmission les plus courantes sont les câbles coaxiaux (symétrie), les lignes bifilaires et les paires torsadées

(asymétrie). Sur les circuits imprimés et les circuits intégrés, on trouve couramment des lignes micro-rubans et des lignes coplanaires.

### **II. 3. Technologies**

Le choix d'une technologie (structure de guidage) et de son procédé de fabrication est lié à la fonction à réaliser et au niveau d'intégration désiré. Si le niveau d'intégration n'intervient que très peu sur le choix du type de ligne de transmission (hors multicouches), il ne peut être dissocié du type de substrat et du procédé de fabrication [33].

Les MICs ( Microwave Integrated Circuit ) intégrant des lignes de transmission sur le substrat , les autres éléments (passifs, actifs) étant obligatoirement reportés; les HMICs (Hybrid MICs) sont des circuits intégrant les lignes de transmission, les résistances et inductances (hors spirales) et les MHMICs (Miniaturized HMICs) sont les circuits les plus complexes qui autorise l'intégration sur le substrat d'éléments de connexion (croisement par pont à air) et d'éléments passifs (comme l'inductance spirale et la capacité MIM (métal, isolant, métal) et qui possèdent une réduction de la taille et de la masse des circuits, une meilleure fiabilité des connexions et un meilleur contrôle des longueurs de connexion donc meilleure reproductibilité, dédié à des applications "hautes gammes" (spatial, militaire...) [34].

Il est donc évident d'après ce qui précède que le substrat d'une part, et le procédé de fabrication (couche épaisse, couche mince...), d'autre part, sont liés à la complexité du circuit à réaliser. Dans le domaine hyperfréquences, le type de ligne de transmission utilisé pour la réalisation des circuits micro-onde (MIC) est la ligne micro ruban (microstrip).

### **II. 4. Avantages et inconvénients**

Les lignes de transmissions possèdent certaines propriétés telles que [35] :

- ✓ Faible coût.
- ✓ Faible poids, faibles dimensions et légèreté.
- ✓ Compatibilité avec circuits intégrés.
- ✓ Performances intéressantes.
- ✓ Meilleure fiabilité et reproductibilité.
- ✓ Les composants élémentaires peuvent être additionnés aux circuits ; sa structure ouverte la rend en effet, très commode pour l'utilisation des MICs.

**L'inconvénient** majeur qui retient l'attention est que les lignes micro-rubans sont considérées comme des lignes ouvertes qui rayonnent de l'énergie dans l'espace environnant.

Les différentes études menées sur ces lignes n'ont pas donné de modèle très satisfaisant, ce qui est un handicap sérieux pour leur utilisation. En effet, les composantes longitudinales des champs sont plus importantes que dans le cas des micro-rubans. C'est un véritable guide d'onde qui possède une fréquence de coupure par mode, et encore la ligne à fente est très dispersive et à haute impédance.

### II.5.5. La ligne coplanaire (coplanar waveguide) :

C'est une extension de la ligne précédente, avec trois bandes métalliques et deux fentes.

Une ligne coplanaire est constituée de bandes conductrices situées sur le même plan et la métallisation se trouve en effet sur un seul côté du substrat, (**figure II.6**). Chacun des deux plans qui se situent sur les côtés est à la masse et la bande centrale transport le signal. Deux configurations existent : *le guide d'onde coplanaire* (Coplanar Waveguide ou CPW) et *la bande coplanaire* (Coplanar Strip ou CPS).

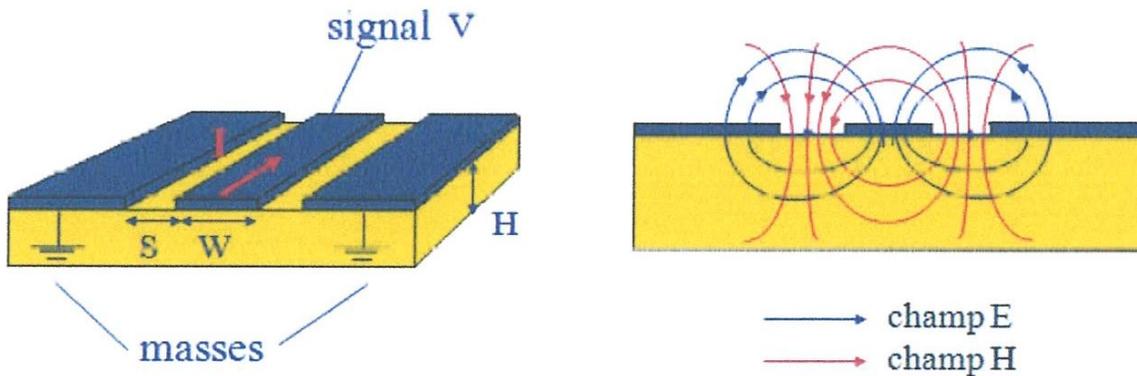


Figure II.6 : Ligne Coplanaire (Coplanar line) et Propagation des champs

- ✚ Le champ électrique est perturbé par l'interface Air/Diélectrique
- ✚ Existence d'un effet de bord: les champs s'étendent de part et d'autre du ruban
- ✚ Les champs électrique et magnétique sont orthogonaux dans le plan transverse

Dans la pratique, le guide d'onde coplanaire présente plusieurs types de structures qui se différencient les unes par rapport aux autres par l'épaisseur du substrat diélectrique et la largeur de bande conductrice, comme :

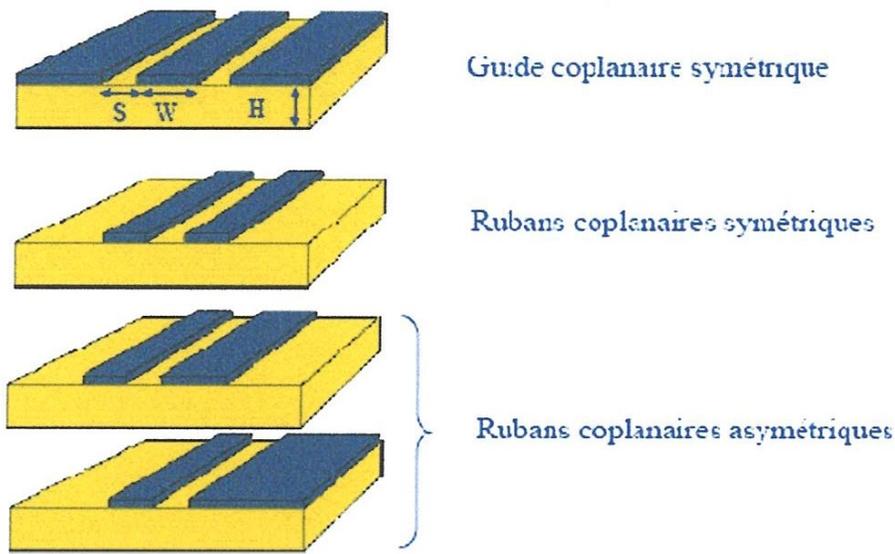


Figure II.7 : Différentes structures des lignes coplanaires

Les lignes de transmissions de ce type coplanaire ont des faibles pertes, ont été l'objet de grandes recherches basées sur le mode quasi-TEM, aussi bien que sur le calcul du mode hybride.

La plus part des calculs de pertes sont basées sur le schéma de perturbation avec les hypothèses que l'épaisseur de métallisation est nulle aussi bien que suffisamment plus épaisse.

#### II.5.6. La ligne bande ou ligne triplaque (stripline) :

C'est une des différents types de lignes microstrip et est assez volumineuse puisqu'elle fait intervenir un second plan de masse.

Cette ligne consiste en un mince ruban métallique placé entre deux plaques diélectriques métallisées sur la face externe, c'est la première micro ligne développée en 1951 par (Barret et Barnes).

Les techniques d'obtention des lignes se sont rapidement développées et sont devenues de plus en plus précises. C'est la seule micro-ligne homogène (un seul diélectrique) purement TEM.

L'impédance caractéristique peut être contrôlée par la largeur du ruban centrale. Son inconvénient principal est la difficulté de connexion avec d'autres lignes. Une étude approfondie a été proposée par (Howe et Cohn).

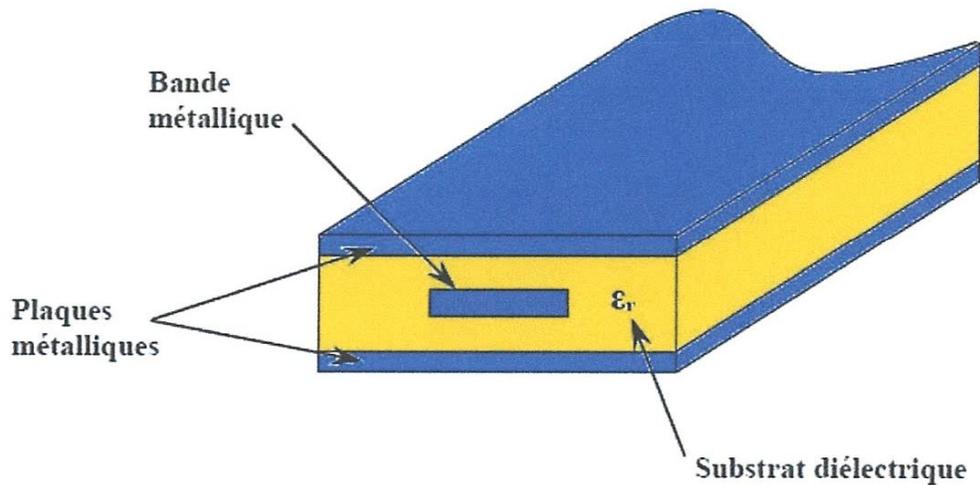


Figure II.8: La ligne triplaquée

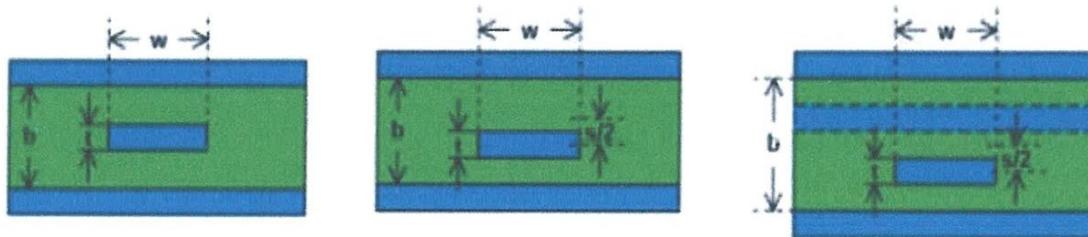


Figure II.9: Ligne centrée, Ligne décentrée et Ligne triplaquée double orthogonale

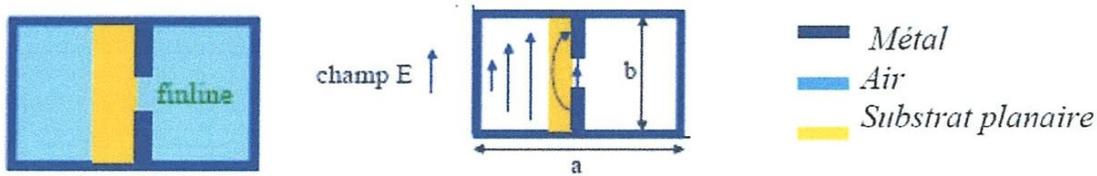
### II. 5.7. La ligne à Ailettes (fin-line):

En 1972, *Meier* proposait de nouvelles lignes de transmissions quasi-planaires appelées lignes à ailettes, pour les circuits intégrés millimétriques. Il s'agit d'une ligne à fente, placée dans le plan E d'un guide métallique rectangulaire. La structure à ailette en particulier, a été très largement utilisée pour les premiers développements de composants divers en bandes millimétriques, en technologie hybride.

La ligne à Ailettes prend la forme d'une ligne a fente avec un boîtier métallique enveloppant la structure guide d'onde.

Bien entendu, toutes ces lignes ont une configuration plane et leurs caractéristiques sont en fonction de leurs dimensions à savoir l'épaisseur du substrat, sa constante diélectrique et la largeur du ruban.

Le mode de propagation utilisé est le plus proche d'une combinaison de mode TE et TM, est le mode Hybride ou non-TEM.

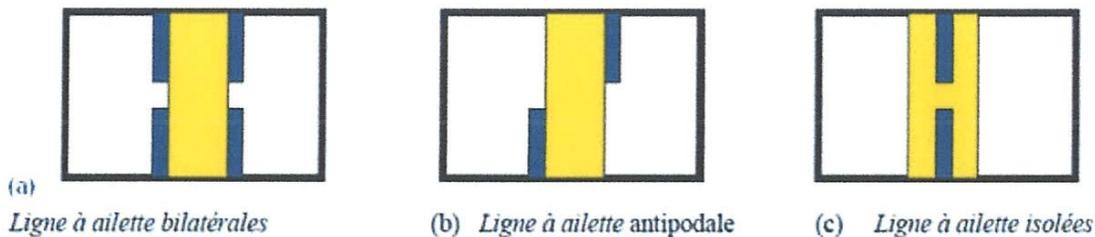


**Figure II.10 :** Ligne à Ailette unilatérale et propagation du champ

Les structures à Ailette utilisées aux ondes millimétriques :

- ✦ Largeur de bande du mode fondamental est plus élevée que celle du mode guide d'onde correspondant
- ✦ Pertes d'insertion plus faible que pour les autres circuits planaires
- ✦ Pas de problème de rayonnement
- ✦ Insertion facilitée de composants actifs dans une technologie guide d'onde
- ✦ Utilise la configuration du mode dominant  $TE_{10}$
- ✦ Champ  $E \parallel$  à  $y$ , uniforme selon  $y$  et maximum en  $x = a/2$
- ✦ Compatible avec champ électrique dans ligne à fente

Elle peut être unilatérale- (**Figure. II.10**) ou bilatérale (**Figure. II.11.a**) et signalons aussi la structure dite opposé (antipodale) (**Figure. II.11.b**) et une structure isolée totalement symétrique est représentée sur la **figure II.11.c**



**Figure II.11:** les différentes configurations de la ligne à ailettes

## II. 6. Propriété et comparaison entre les lignes planaires

- ✦ Une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne), et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé pour fabriquer la ligne.
- ✦ Pertes Ohmiques à très haute fréquence (facteur de perte prépondérant) : les lignes « micro-ruban » permettent de minimiser leur impact au regard des lignes « CPW ».
- ✦ L'effet de l'épaisseur des conducteurs dans les lignes « CPW » (y sont plus sensibles) est plus large que celui des micro-rubans, à cause de la distribution des champs électriques et magnétiques.

- ✚ Dispersions des caractéristiques électriques avec la fréquence - effets dispersifs - : la technologie associée à la réalisation de lignes de transmission coplanaire est plus robuste.
- ✚ Influence de l'environnement sur les caractéristiques des fonctions réalisées : les circuits réalisés en technologie micro-ruban y sont moins sensibles puisque la présence d'un plan de masse permet une isolation arrière intrinsèque. Pour ce qui est de la technologie à guide d'onde coplanaire, l'influence plus grande des conditions externes est due au fait que la présence (non maîtrisée) d'un plan de masse sous le circuit peut provoquer l'apparition d'un mode de type micro-ruban : l'apparition de ce mode a pour effet un déplacement vers des fréquences plus élevées des caractéristiques des fonctions réalisées.
- ✚ Le principal intérêt des lignes à fentes est qu'elles autorisent des impédances élevées. Ceci peut cependant devenir gênant si l'on souhaite travailler à faible impédance ( $50\Omega$ ).
- ✚ La dispersion est importante pour la ligne fendue, faible pour le micro-ruban, moyenne pour la ligne coplanaire.
- ✚ La ligne micro-ruban peut être facilement construite par des techniques similaires à celles utilisées pour la conception des circuits imprimés.

## II. 7. Conclusion

Dans cette partie, nous avons cité les différents types des lignes de transmissions planaires où nous avons vu leurs caractéristiques, leurs avantages, ainsi que leurs structures et leurs utilisations.

La ligne la plus utilisée est la ligne micro-ruban, en raison de sa simplicité de fabrication et des applications qu'elle permet tant en circuits passifs qu'en circuits actifs. C'est donc elle que nous étudierons longuement et plus détailler dans la partie suivante.

# Chapitre III: La technologie micro-ruban

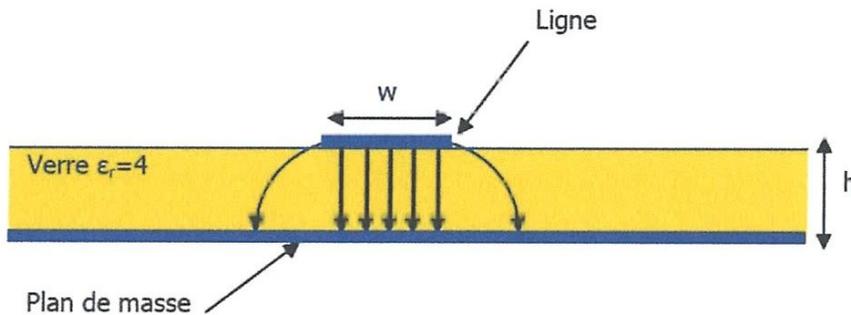
### III.1. Généralités

La ligne micro-ruban (ou micro bande) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques (<20 GHz).

Conçue dans les années 1950 par Grieg et Engelman, elle est composée d'un substrat sur lequel est déposé en face arrière un plan de masse et sur la face avant un ruban métallique.

Les équations caractéristiques de ces lignes ont été largement étudiées et décrites notamment dans l'ouvrage de référence « Microstrip Lines and Slotlines » de Gupta [51].

Sur cette ligne, le mode de propagation est de type quasi-TEM (**Figure III.1**) et l'impédance caractéristique, pour une permittivité donnée, est déterminée principalement par le rapport  $w/h$  (avec  $w$  largeur de la ligne et  $h$  hauteur du diélectrique).



**Figure III.1:** Coupe transversale de la ligne micro-ruban avec ses lignes de champ électrique associé

Sa technologie offre à la fois la simplicité et la facilité pour la réalisation et l'intégration dans les dispositifs micro-ondes.

Nous les utilisons à des fréquences allant de quelques mégahertz à quelques dizaines de gigahertz.

Aux fréquences plus élevées, dans la bande millimétrique, les pertes dans le diélectrique et dans le métal deviennent importantes, de même que les pertes par rayonnement. Des modes d'ordres supérieurs apparaissent et posent des problèmes. En haute fréquence, les tolérances de fabrication deviennent très difficiles à respecter du fait des dimensions petites et des technologies utilisées.

En revanche, ce type de ligne permet d'insérer facilement des éléments séries. Cependant, pour l'insertion de composants discrets en parallèle, il est nécessaire de percer le substrat, ce qui n'est pas chose aisée. Les « via hole » dans les circuits sont des sources de problèmes lors de la montée en fréquence.

Plusieurs variantes de lignes micro-rubans existent, afin de minimiser les pertes dans le diélectrique, comme les lignes micro-rubans suspendues et les lignes micro-rubans inversées que nous allons décrire par la suite.

### III.1.1. Ligne suspendue (ligne sur membrane)

La technologie membrane est réalisée à l'aide d'un support très fin sur lequel reposent les rubans métalliques.

La couche d'air placée sous cette membrane constitue alors la partie la plus importante se trouvant sous le substrat diélectrique de la ligne ainsi réalisée. Le champ électrique traverse donc à la fois le diélectrique et l'air dans lequel les pertes sont pratiquement inexistantes.

La permittivité relative effective de la ligne de transmission équivalente est donc proche de l'unité.

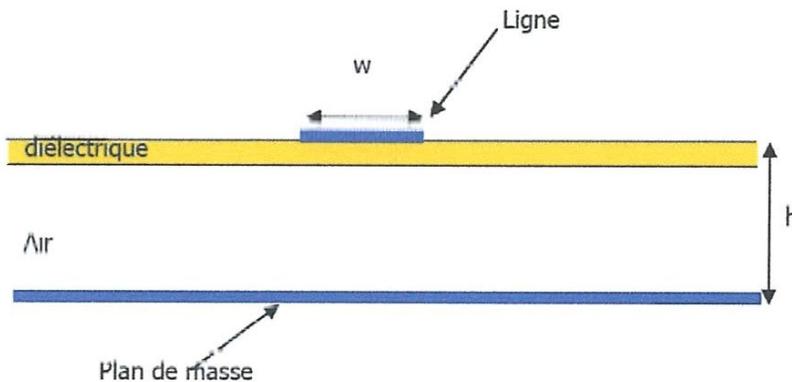


Figure III.2: Coupe transversale de la ligne suspendue

Ce type de ligne permet d'obtenir une propagation avec des pertes faibles à des fréquences nettement plus élevées que la ligne micro-ruban.

De plus, la permittivité effective proche de celle de l'air conduit à une ligne plus large pour une impédance caractéristique donnée par rapport à la micro-ruban classique [52].

Ceci réduit l'effet dissipatif sur le conducteur, et allège les contraintes de fabrication. Avec ce type de structures, les pertes par rayonnement sont minimisées.

A noter que les éléments séries s'insèrent facilement comme pour la ligne micro ruban classique. Toutefois, les éléments discrets mis en parallèle sont délicats à placer. Cependant, cette ligne est moins facile à réaliser que la ligne micro-ruban en raison de la couche de substrat qu'il faut maintenir à distance du plan de masse.

### III.1.2. Ligne inversée

La ligne micro-ruban inversée est constituée d'un diélectrique qui supporte le ruban métallique. Celui-ci est en regard du plan de masse à travers une couche d'air.

La différence principale avec une ligne micro-ruban est l'absence de tout conducteur sur l'autre coté du substrat.

Ainsi, la plupart des lignes de champ se trouvent dans la couche d'air entre le ruban et le plan de masse. Quelques lignes de champs subsistent dans le diélectrique. Celles-ci contribuent aux pertes diélectriques qui sont très faibles dans ce cas. Les lignes de champs sont analogues à celles de la ligne micro-ruban.

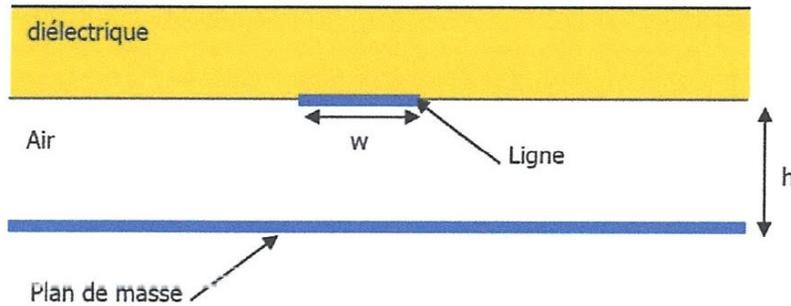


Figure III.3: Coupe transversale de la ligne inversée

Les avantages de cette ligne par rapport à la ligne micro-ruban sont les mêmes que pour la ligne suspendue, avec en plus, une meilleure robustesse aux vibrations et une encapsulation naturelle.

### III.2. Les paramètres de la ligne micro-ruban

Le problème de synthèse d'une ligne micro-ruban consiste à trouver les valeurs de la largeur  $w$ , et de l'épaisseur  $h$  correspondant à l'impédance caractéristique  $Z_0$ [53][54]. La synthèse donne en fait le rapport normalisé, largeur sur hauteur  $w/h$  de même que la permittivité effective  $\epsilon_e$  qui fournit un lien pratique entre les longueurs d'ondes, les impédances et les vitesses de propagation.

#### III.2.1. Constante diélectrique effective $\epsilon_e$

Si la ligne était située dans le vide, en appliquant la théorie classique étudiée on écrirait son impédance caractéristique  $Z_{c0} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$  (III.1)

Et sa vitesse de propagation  $c_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$  (III.2)

$L_0$  et  $C_0$  Étant les constantes linéiques.

Supposons la ligne perturbée par l'introduction du diélectrique support  $\epsilon_r$ . Nous pouvons calculer sa nouvelle impédance caractéristique et sa nouvelle vitesse de propagation, toujours par la théorie classique en mode T.E.M (Transversal Electric & Magnetic).

L'introduction du diélectrique, modifie la capacité et non l'inductance. Appelons C la nouvelle capacité linéique et posons  $\epsilon_e = C/C_0$ .  $\epsilon_e$  est la permittivité effective de la ligne. La nouvelle vitesse de propagation est :

$$c = \frac{1}{\sqrt{L_0 C}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0 \epsilon_e}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (\text{III.3})$$

La nouvelle impédance caractéristique est :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C}} = \frac{Z_{c0}}{\epsilon_e} \quad (\text{III.4})$$

L'impédance caractéristique, la vitesse de propagation, la constante diélectrique effective dépendent de la permittivité du diélectrique et de la géométrie de la ligne La longueur d'onde guidée  $\lambda$  dans le micro-ruban s'exprime en fonction de la longueur d'onde dans l'air, par la relation  $\frac{\lambda_0}{\lambda} = \sqrt{\epsilon_e}$  (III.5)

$\lambda$  est donc fonction de la géométrie de la ligne ( $w/h$ ) pour un substrat donné, donc de l'impédance caractéristique  $Z_c$ . Il n'y a donc pas d'homothétie possible entre les lignes.

Pour  $t = 0$  la valeur de  $\epsilon_e$  peut s'obtenir par la détermination de la capacité C de la ligne.

D'après Schneider et Hammerstad nous donnons ci-dessous l'expression de la permittivité effective  $\epsilon_e$  et de l'impédance caractéristique.

$$\epsilon_e = (\epsilon_r + 1) / 2 + [(\epsilon_r - 1) / 2].f(w/h) \quad (\text{III.6})$$

$$\text{Avec } f\left(\frac{w}{h}\right) = \left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04\left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \quad \text{si } \frac{w}{h} \leq 1$$

$$\text{Ou } f\left(\frac{w}{h}\right) = \left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{si } \frac{w}{h} > 1$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \text{Log}\left(\frac{8h}{w} + 0,25\frac{w}{h}\right) \quad \text{si } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (\text{III.7})$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left(\frac{w}{h} + 1,393 + 0.667\text{Log}\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)\right)^{-1} \quad \text{si } \frac{w}{h} > 1 \quad (\text{III.8})$$

$Z_0 = 120\pi = 377 \Omega$  est l'impédance caractéristique du vide.

L'erreur relative avancée étant de 1 % maximum.

$R_s$  : Résistance surfacique du conducteur

$\rho$  : Résistivité du conducteur

$t$  : l'épaisseur de métallisation

### III.2.5.2. Pertes dans les diélectriques

Les pertes dans les diélectriques proviennent du fait que le diélectrique utilisé comme substrat n'est pas parfait. Il a une permittivité complexe, caractérisée par la tangente de perte qui produit un angle, entre le vecteur électrique et le vecteur déplacement, à l'origine des pertes diélectriques.

Les champs électriques se propageant en partie dans le diélectrique, il y a dissipation sous forme de chaleur d'une partie du signal.

Ces pertes diélectriques sont caractérisées par la tangente des pertes du diélectrique définie par :

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\sigma}{\omega \cdot \varepsilon_r} \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$\sigma$  : la conductivité du matériau c'est l'inverse de  $\rho$  ;

$\tan \delta$  : la tangente de l'angle de pertes ;

$\varepsilon_r$  : la permittivité relative ;

$\varepsilon''$  : la partie imaginaire de la permittivité relative ;

$\varepsilon'$  : la partie réelle de la permittivité relative ;

$\omega$  : la pulsation de l'onde à la fréquence  $f$  de travail.

Les pertes diélectriques pour une ligne micro-ruban sont données par l'expression ci-dessous :

$$\alpha_d = 4,34 Z_0 \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \tan \delta \frac{\varepsilon_e - 1}{\sqrt{\varepsilon_e (\varepsilon_r - 1)}} \text{ dB/m} \quad \text{si } \frac{w}{h} < \frac{1}{2\pi} \quad (\text{III.22})$$

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \frac{\varepsilon_e - 1}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \text{ dB/m} \quad \text{si } \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi} \quad (\text{III.23})$$

Où  $\varepsilon_e$  est la permittivité effective.

L'affaiblissement dû au diélectrique est en général très inférieur à l'affaiblissement dû au métal. Toutefois ce n'est pas toujours vrai ; par exemple lorsque le substrat est du silicium dans le cas de circuits intégrés monolithiques,  $\alpha_c$  et  $\alpha_d$  sont du même ordre de grandeur. Pour l'arséniure de Gallium Ga As,  $\alpha_c > \alpha_d$ .

En ce qui concerne les pertes métalliques les formules obtenues ne tiennent pas compte de l'état de surface, les pertes réelles peuvent atteindre le double des valeurs théoriques.

### III.2.5.3. Pertes par rayonnement

Théoriquement, une ligne micro-ruban uniforme rayonne peu. Le rayonnement des lignes micro-rubans est engendré au voisinage des discontinuités présentes sur les conducteurs. D'après Hammerstad [58][56], les pertes par rayonnement sont proportionnelles à  $\frac{h^2 f^2}{\sqrt{\epsilon_r}}$ , pour une ligne de  $50\Omega$ .

Elles dépendent essentiellement des caractéristiques du substrat et augmentent avec la fréquence.

#### Remarque

Pour une ligne micro-ruban uniforme, nous en déduisons que les pertes se réduisent pratiquement à la somme des pertes métalliques et diélectriques.

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d$$

### III.2.6. Choix de substrat en fonction de la fréquence :

Diverses considérations sont à retenir pour guider dans le choix de l'épaisseur d'un substrat :

-Les pertes pour une impédance caractéristique donnée sont d'autant plus faibles que l'épaisseur  $h$  est plus grande.

-Toutefois augmenter  $h$  entraîne d'augmenter la largeur  $w$  du ruban. La ligne risque de fonctionner en guide d'onde.

-Enfin, pour diminuer le rayonnement, on est amené à limiter l'épaisseur  $h$ . Cela conduit par exemple pour un substrat d'alumine  $Al_2O_3$  ( $\epsilon_r = 9,6$ ) à choisir  $h = 1$  mm jusqu'à 5 GHz,  $h = 0,635$  mm jusqu'à 12 GHz,  $h = 0,4$  mm jusqu'à 18 GHz (bande Ku). Dans ce dernier cas, on risque d'être gêné par les très petites dimensions des circuits et par l'augmentation des pertes. On peut utiliser le quartz ( $\epsilon_r = 3,78$ ) à condition d'enfermer le circuit dans un boîtier.

### **III.3.Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons cité les différents paramètres qui caractérisent la ligne micro-ruban et leur effet (l'impédance caractéristique, la permittivité relative, l'épaisseur de métallisation, la hauteur de substrat,.....)

Le paramètre qui attire l'attention dans tous les systèmes c'est l'atténuation, que nous allons abordés sur la partie suivante.

# Chapitre IV: Simulation

## **IV.1 Introduction**

Ce travail est consacré à l'étude des pertes dans les lignes de façon à proposer des lignes micro-rubans utilisables en hautes fréquences et des filtres en hyperfréquences passes bas à base de la technologie micro-ruban.

Pour la mesure de l'atténuation d'une ligne sous HFSS, nous distinguerons donc à partir des données du logiciel, la méthode de calcul des pertes :

La méthode (Gamma HFSS) considère la partie réelle de la constante de propagation obtenue  $\gamma = \alpha + j\beta$

Avec:

$\gamma$ : La constante de propagation (Un nombre complexe).

$\alpha$  : La constante de pertes d'un signal dans la structure de transmission (en Nepper/m ou bien dB/mm).

$\beta$ : La constante de phase liée à l'onde. C'est la partie imaginaire de la constante de propagation, leur unité (rad/m).

En prenant en compte uniquement la surface du port d'excitation, sans tenir compte des longueurs réelles des substrats. C'est un calcul 2D, donc rapide.

## **IV.2 Présentation de HFSS**

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un outil performant à onde électromagnétique (EM) commercial qui fait la simulation du champ d'un model arbitraires en 3D.

Il intègre la simulation, visualisation, modélisation des solides, et l'automatisation dans un environnement facile à utiliser où les solutions des problèmes EM 3D sont obtenues rapidement et avec précision. HFSS emploie la méthode des éléments finis (FEM) [59],

Ansoft HFSS peuvent être utilisées pour calculer des paramètres tels que Paramètres S, fréquence de résonance, et des champs électriques et magnétiques, l'atténuation, ....Etc.

Modélisation par paquet :

Silicon / Gasa - Inductances Spiral, Transformateurs

EMC / EMI - Boîtiers Shield, Attache remorque, rayonnement proche ou en champ lointain

Antennes / Mobile Communications : Patches, dipôles, corne, antennes de téléphone cellulaire, Helix quadrafilaires, débit d'absorption spécifique (SAR), des ensembles infinis, la surface équivalente radar (RCS), Surfaces sélectives en fréquence (FSS)

Connecteurs, Câble coaxial, Transitions Guide d'ondes, Résonateurs, Transitions, Coupleurs

Filtres - Filtres cavité, Diélectrique, **Micro-ruban**, **Filtres**.

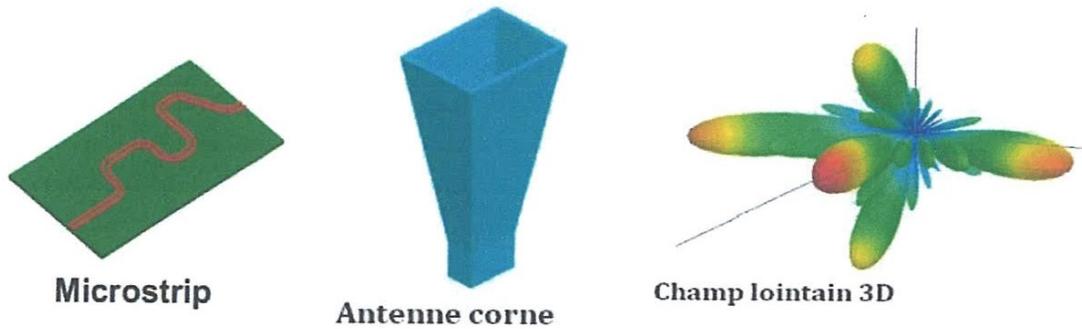


Figure IV.1: Différents exemples qu'on peut simuler avec HFSS

Qu'est ce qu'il vous donne HFSS ?

- ✚ Prototypes virtuel et rapide Structures Arbitraire en 3D Plusieurs ports / Modes multiples supporte tous les matériaux à micro-ondes.
- ✚ Calcul paramètres S, Y, Z Sous Circuits SPICE Modes à nœuds, Paires différentielles, Modes propres, Les champs électromagnétiques.

## PARTIE 1

### IV.3. Simulation de la ligne micro-ruban simple

#### IV.3.1. Présentation de la structure

La structure de la ligne micro-ruban est présentée comme nous l'avons évoqué dans le chapitre III (**Figure III.1**).

Elle est caractérisée par l'épaisseur de ruban  $t$ , l'épaisseur de substrat  $h$ , la largeur de ruban  $w$  et par la permittivité de substrat  $\epsilon_r$ .

Nous allons jouer sur la forme et les caractéristiques de la ligne micro-ruban pour savoir c'est quoi l'effet de quelques paramètres sur l'atténuation de la ligne.

Tous les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus par des simulations avec HFSS.

Pour avoir la constante de propagation **Gamma** sous HFSS, il faut suivre les étapes sur les figures suivantes :

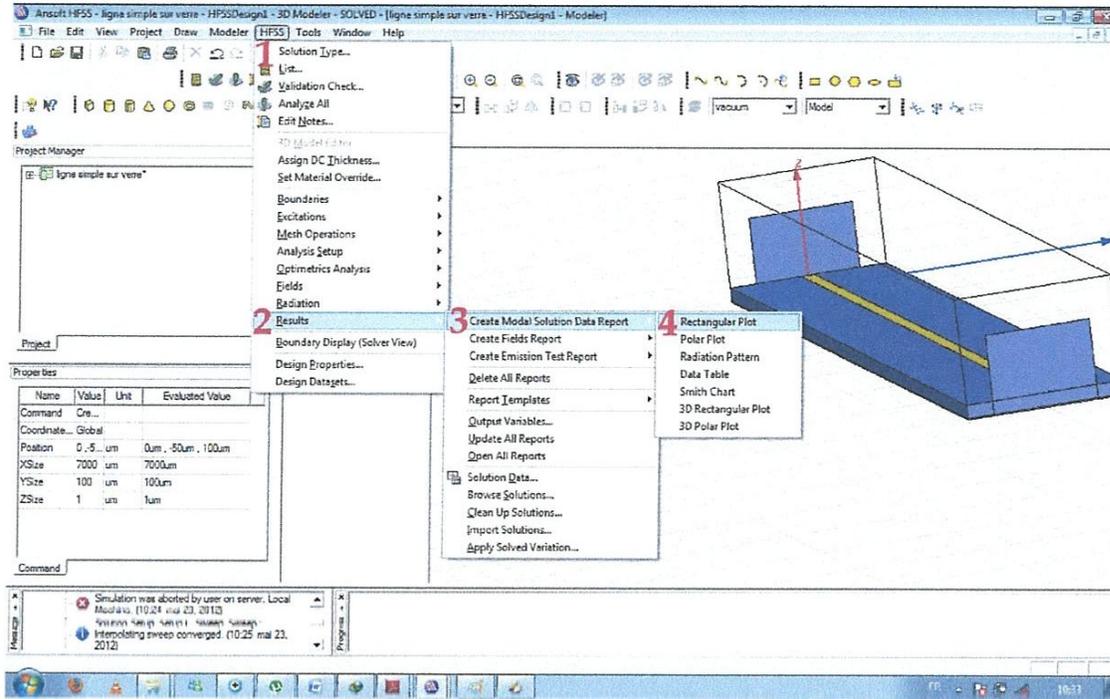


Figure IV.2: Les étapes (1, 2,3 et 4) à suivre sous HFSS.

Puis :

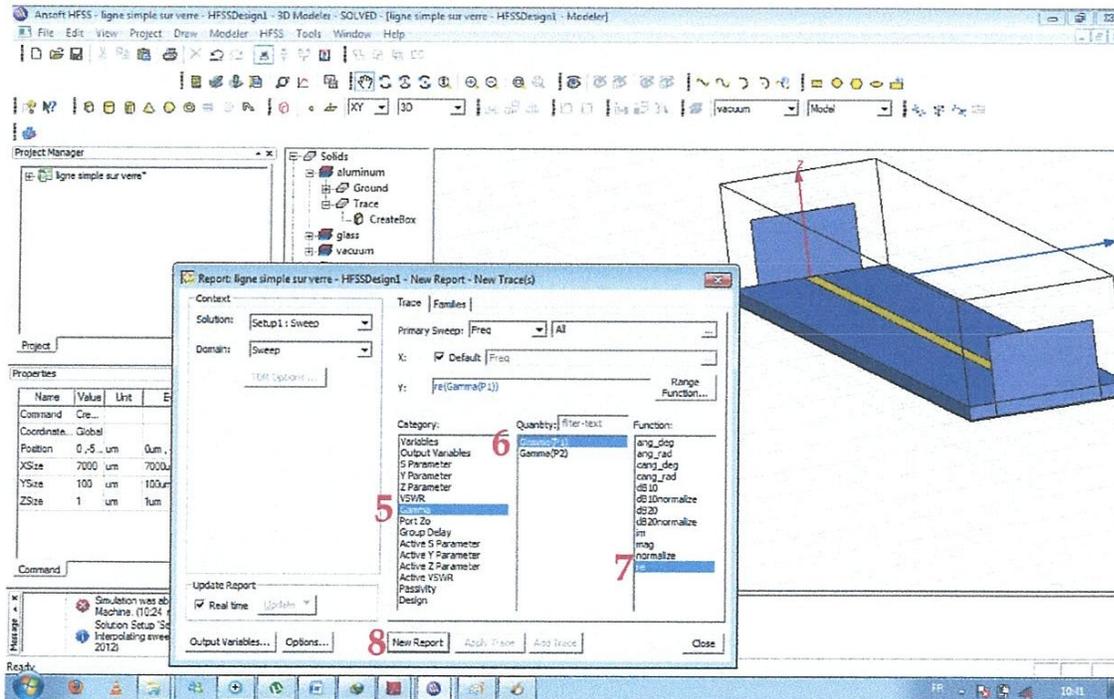


Figure IV.3: Les étapes (5, 6,7 et 8) à suivre sous HFSS.

Enfin :

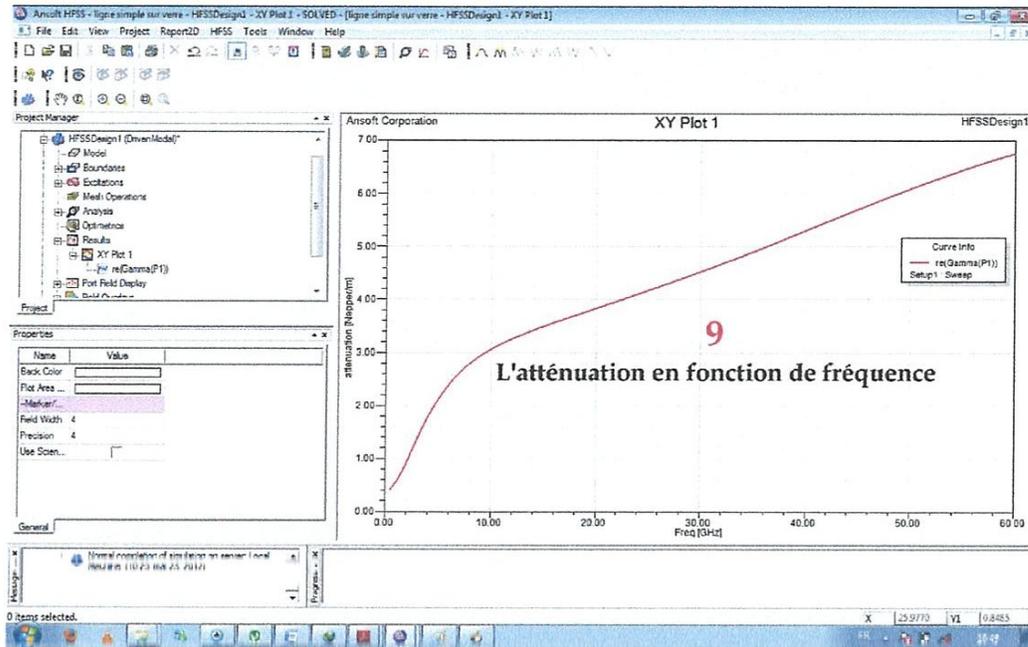


Figure IV.4: Les étapes à suivre pour avoir Gamma sous HFSS

### IV.3.2.L'atténuation de la ligne micro-ruban sur verre et silicium

La figure IV.5 représente l'atténuation de la ligne micro-ruban sur verre et silicium dans la bande 0,5-60 GHz pour les dimensions suivantes :  $H_{verre}=H_{silicium}=100 \mu m$ ,  $w=100 \mu m$  et  $t=1 \mu m$  avec la méthode gamma\_HFSS.

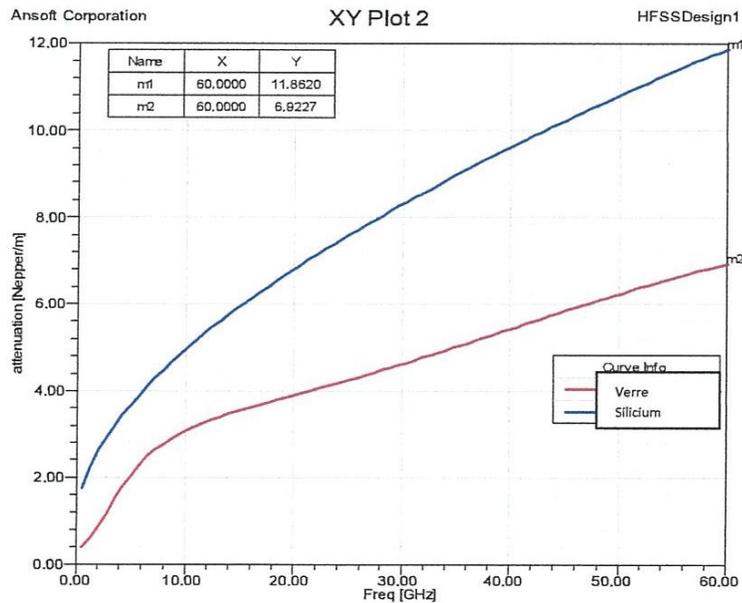


Figure IV.5: Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre et silicium dans la bande 0,5-60 GHz,  $h_{verre}=h_{silicium}=100 \mu m$ ,  $w=100 \mu m$  et  $t=1 \mu m$

Le **figure IV.5** montre bien que l'atténuation de la ligne micro-ruban sur verre est de 6,9227Nepper/m (0,06dB/mm) et de 11,862Nepper/m (0,1dB/mm) sur silicium, ce qui signifie que la ligne sur verre porte moins de pertes que la ligne sur silicium.

### IV.3.3.Les dimensions de la ligne micro-ruban à simuler

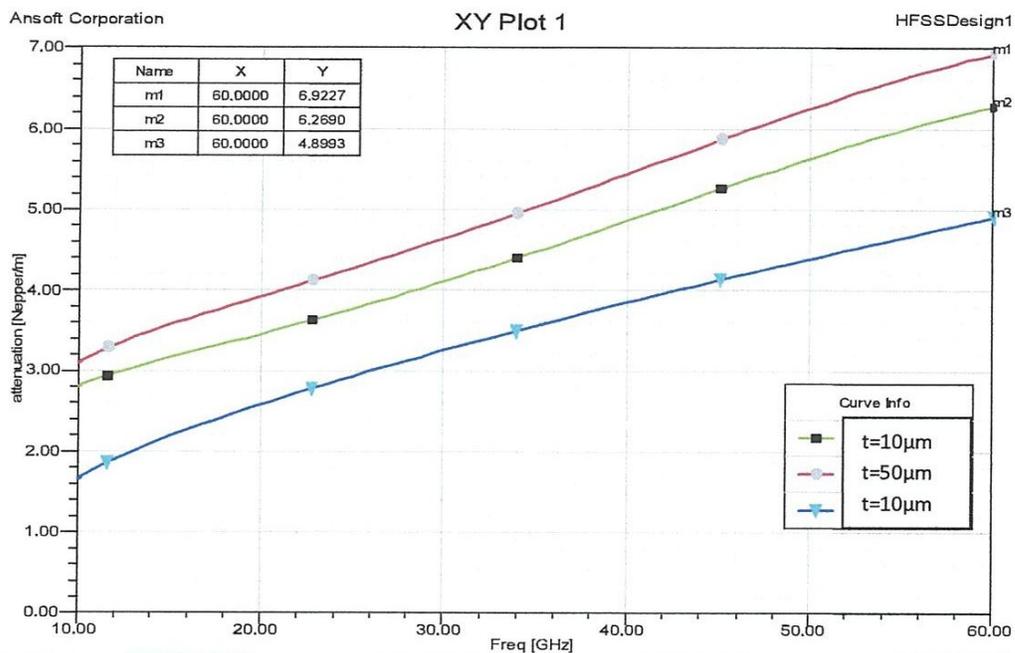
Pour faire l'application numérique et la simulation, nous prenons les caractéristiques des matériaux suivants :

- ✚ Silicium: épaisseur  $H_{\text{silicium}}=100 \mu\text{m}$ , conductivité  $\sigma = 0,025\text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 11,6$ ;
- ✚ Verre: épaisseur  $H_{\text{verre}}=100 \mu\text{m}$ , tangente de pertes à 1 GHz  $\tan\delta = 5.10^{-4}$ ,  $\epsilon_r = 4$  ;
- ✚ Conducteurs en Aluminium: épaisseur  $t=1 \mu\text{m}$ , conductivité  $\sigma = 3,8.10^7\text{S/m}$ .

Nous simulons la ligne micro-ruban avec les caractéristiques des matériaux décrit précédemment.

### IV.3.4.Influence de l'épaisseur de métallisation t

Nous allons prendre les mêmes caractéristiques pour des différentes valeurs de l'épaisseur de métallisation t.



**Figure IV.6:** Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre pour différentes épaisseurs de métallisation t en fonction de la fréquence,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$

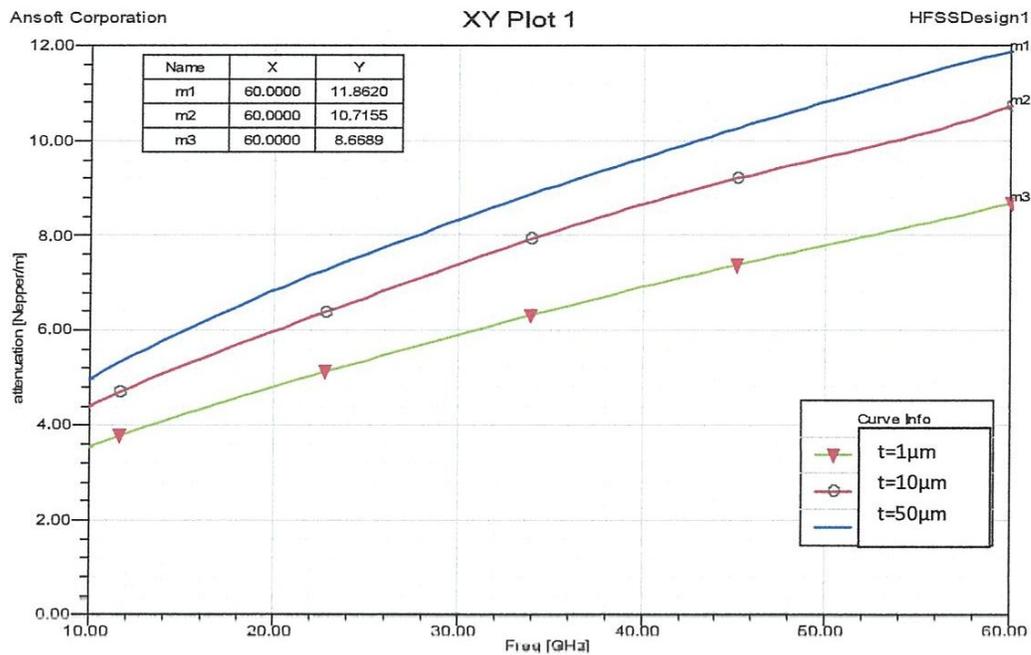


Figure IV.7: Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre pour différentes épaisseurs de métallisation  $t$  en fonction de la fréquence,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$

### IV.3.5. Influence de la hauteur de substrat $h$

Nous allons étudier les effets de la hauteur de substrat sur les caractéristiques des lignes micro-rubans sur verre et silicium à 60 GHz pour un ruban métallique de  $w=100 \mu\text{m}$  et une épaisseur de métallisation de  $t=1 \mu\text{m}$ .

Traçons l'influence pour  $h= (100 \mu\text{m}, 200 \mu\text{m} \text{ et } 400\mu\text{m})$ .

Les Figure (IV.8) (IV.9) montrent bien l'influence de la hauteur  $h$  de verre et silicium sur l'atténuation de la ligne micro-ruban.

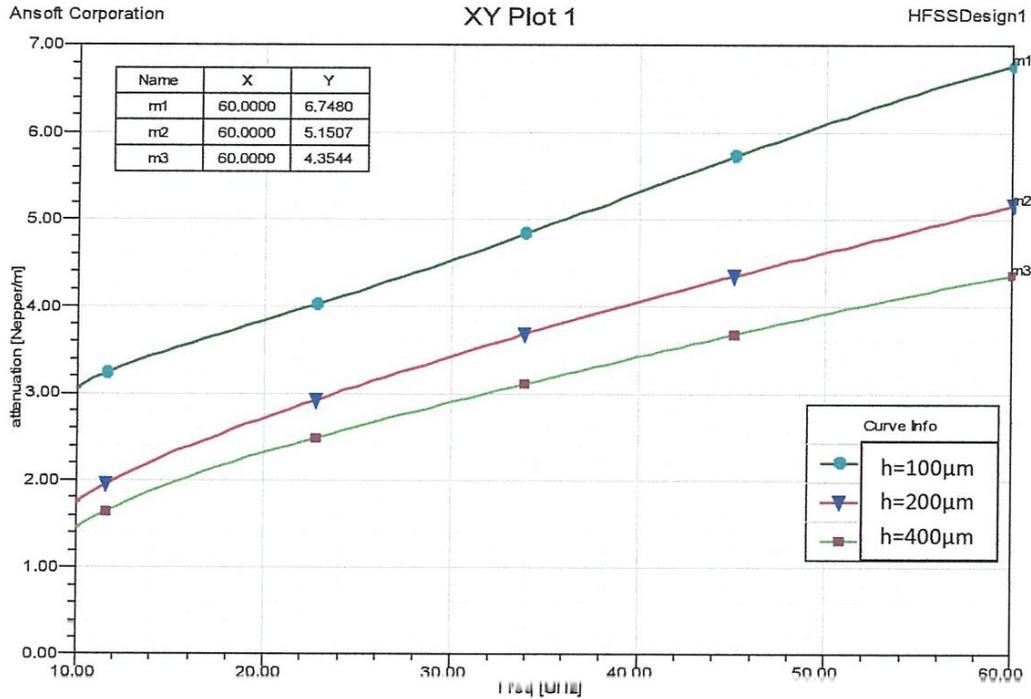


Figure IV.8: Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre pour différentes hauteurs de substrat  $h$  en fonction de la fréquence,  $t=1 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$

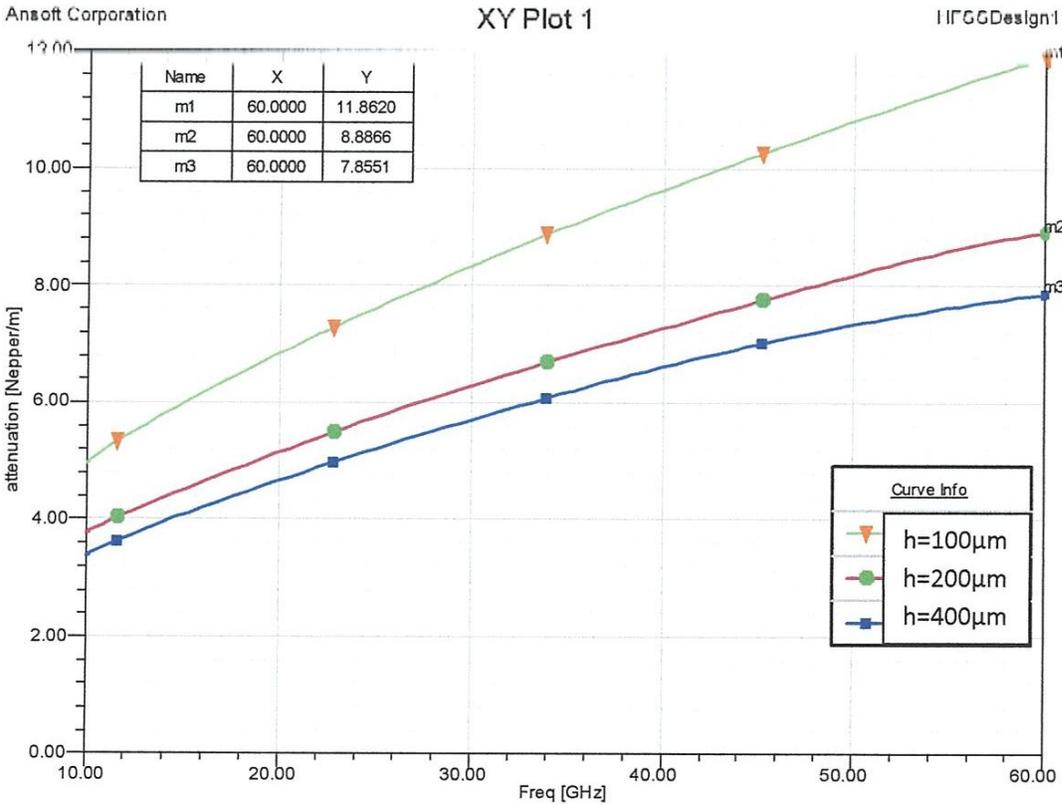


Figure IV.9: Atténuation de la ligne micro-ruban sur silicium pour différentes hauteurs de substrat  $h$  en fonction de la fréquence,  $t=1 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$

IV.3.6. Influence de la largeur de ruban w :

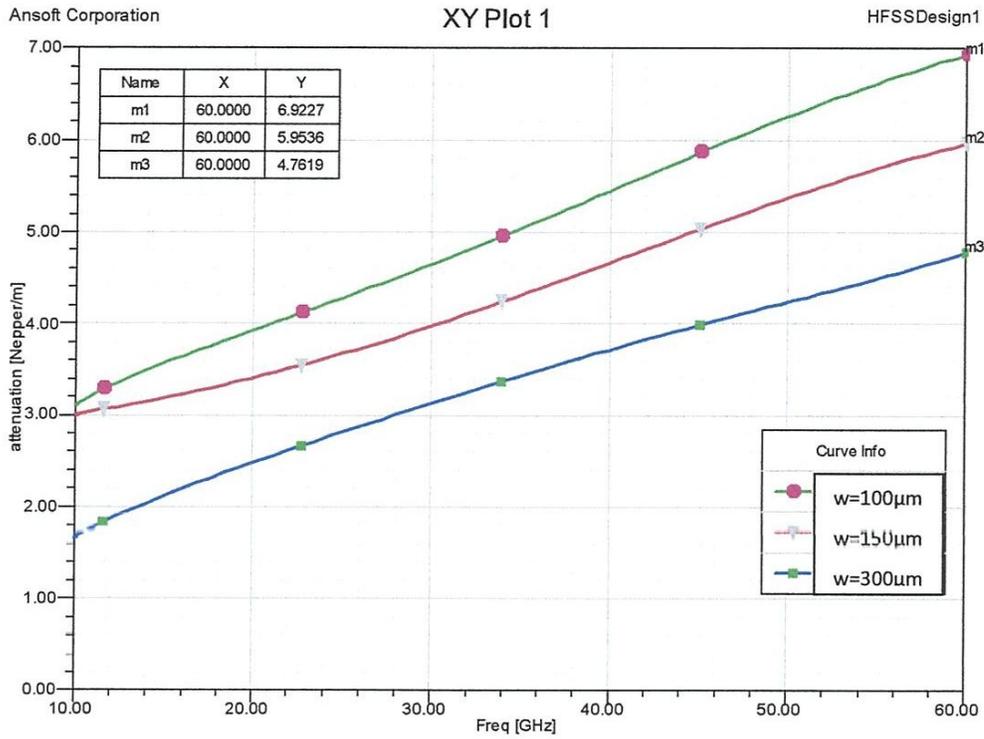


Figure IV.10: Atténuation de la ligne micro-ruban sur verre pour différentes largeurs de ruban w en fonction de la fréquence,  $t=1 \mu\text{m}$ ,  $h=100 \mu\text{m}$

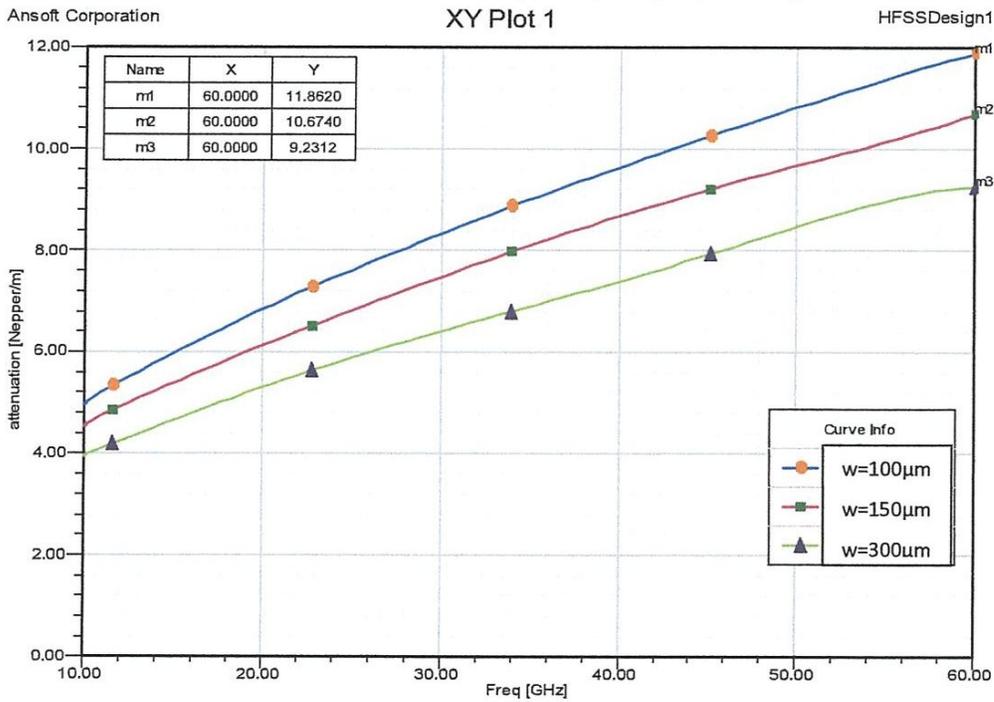


Figure IV.11: Atténuation de la ligne micro-ruban sur silicium pour différentes largeurs de ruban w en fonction de la fréquence,  $t=1 \mu\text{m}$ ,  $h=100 \mu\text{m}$

Pour l'influence de  $t$ ,  $h$  et  $w$ , nous remarquons que ces paramètres influent carrément sur l'atténuation de la ligne micro-ruban.

L'augmentation de la hauteur  $t$ , la largeur  $w$  et la hauteur de substrat  $h$  minimisent l'atténuation qui est le but de notre étude.

Pour la partie suivante, nous allons évoquer des changements sur la forme de la ligne pour pouvoir minimiser les pertes encore plus.

#### **IV.4.Simulation de la ligne inversée**

##### **IV.4.1.Présentation de la structure [60]**

Comme nous l'avons évoqué dans l'introduction, on s'attend à une croissance du nombre de systèmes fonctionnant à 60 GHz. À la partie précédente, nous avons montré que les lignes habituellement utilisées présentent des pertes non négligeables à 60 GHz de l'ordre de 6,9227 Nepper/m (0,06 dB/mm) pour la ligne micro-ruban sur verre et de 10,1177 Nepper/m (0,087 dB/mm) pour la ligne micro-ruban sur silicium.

Dans ce cadre, nous proposons dans cette partie une étude sur les lignes micro-rubans inversées sur verre et sur silicium à 60 GHz car elles présentent des pertes nettement inférieures. Elles pourront alors être utilisées pour des objets communicants à rayon d'action limité, quand il y a nécessité de réduire la taille des composants ou encore pour des applications large bande (57-64 GHz).

Le but est d'étudier les caractéristiques électriques des lignes inversées silicium-verre à ces fréquences.

Cette technologie est issue de l'utilisation de deux matériaux (verre et silicium) dont l'un est creusé pour guider une onde dans la cavité d'air afin de minimiser les pertes (**Figure IV.12**).

Les avantages mécaniques de cette ligne sont nombreux : solidité, rigidité et encapsulation naturelle.

La présence du silicium dans cette structure permet d'envisager une intégration facile des circuits. Avec cette technologie, il serait possible de placer les composants actifs sur le silicium et les composants passifs sur le verre. Ceci implique la mise au point de transition entre le verre et le silicium. Ce point fera l'objet d'un paragraphe de cette thèse.

La technologie des lignes inversées sur verre et silicium consiste à creuser chimiquement le verre sur toute la longueur de la ligne de façon à créer une cavité.

Le but est ensuite de permettre la propagation du signal dans cette cavité. Pour cela, deux solutions sont envisageables :

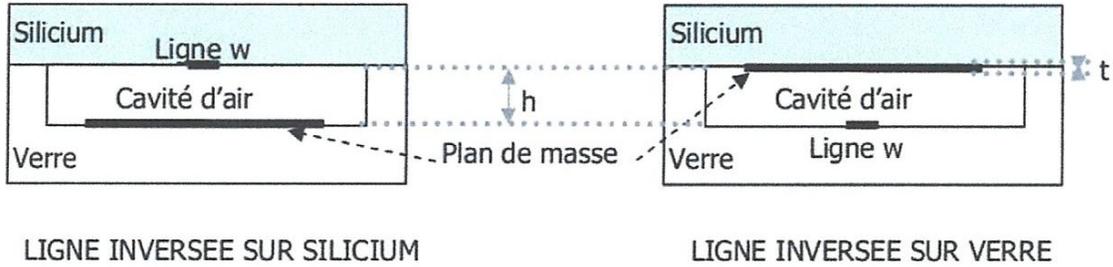


Figure IV.12: Coupe transversale de la structure de la ligne inversée

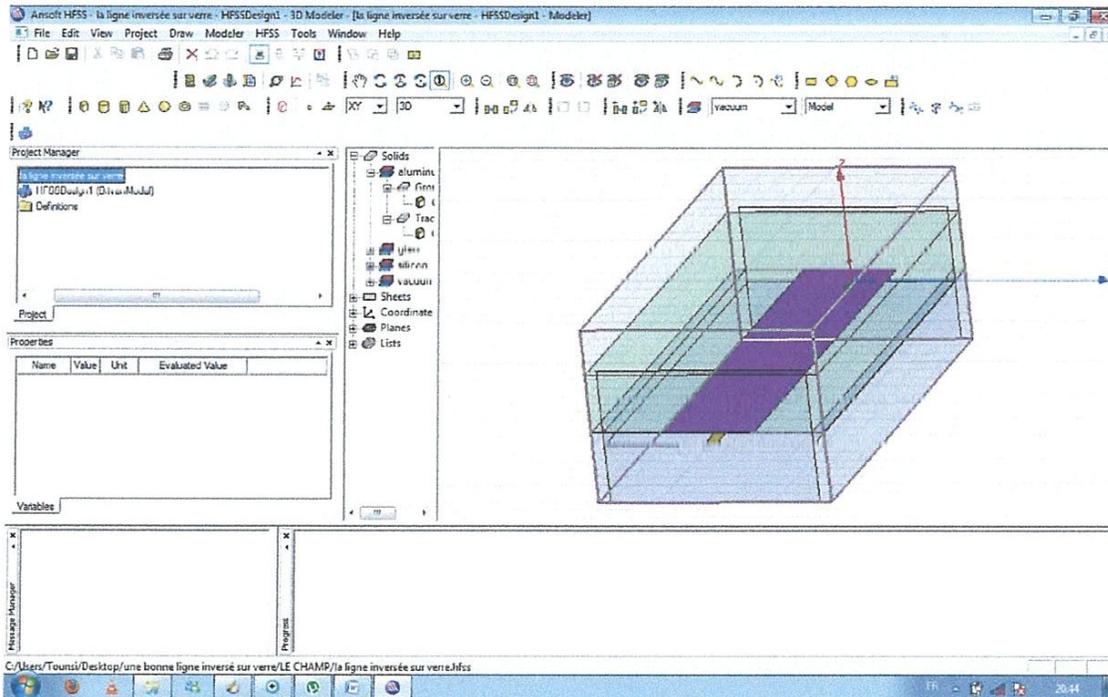


Figure IV.13: La ligne micro-ruban inversée en 3D sous HFSS

- ✚ Soit nous choisissons de placer le plan de masse sur le verre en déposant du métal au fond de la cavité. Nous gravons alors le ruban sur le silicium avec les procédés habituels. Cette ligne sera appelée ligne inversée sur silicium ;
- ✚ Soit nous choisissons de placer le plan de masse sur le silicium et le ruban sur le verre. Nous obtenons alors la ligne inversée sur verre.

Nous procédons ensuite à la soudure anodique du verre et du silicium, soudure très solide du fait de l'interaction des matériaux au niveau atomique.

Pour les lignes sur silicium, le substrat de verre ne sert que de support mécanique pour le plan de masse. De même, lorsque les lignes inversées sont sur verre, le silicium n'a aucune influence sur les performances des lignes et il sert uniquement de support mécanique que le plan de masse recouvre.

Les caractéristiques électriques des lignes sont sensibles aux valeurs des permittivités complexes des matériaux. Aux fréquences auxquelles nous travaillons de 10 GHz à 60 GHz les substrats de haute résistivité permettent d'être en mode quasi TEM [61].

Les caractéristiques des matériaux utilisés sont les suivantes :

- ✚ Silicium : épaisseur  $H_{\text{silicium}}=500 \mu\text{m}$ , conductivité  $\sigma = 0.025 \text{ S/m}$ ,  $\epsilon_r = 11,6$
- ✚ Verre : épaisseur  $H_{\text{verre}}=500 \mu\text{m}$ , tangente de pertes à 1 GHz  $\tan\delta = 5.10^{-4}$ ,  $\epsilon_r = 4$
- ✚ Conducteurs en aluminium : épaisseur  $t=1 \mu\text{m}$ , conductivité  $\sigma = 3,8.10^7 \text{ S/m}$

Le problème durant toute cette étude est de connaître avec précision toutes les caractéristiques physiques des matériaux qui varient avec la fréquence. Ce point est loin d'être résolu complètement.

- ➡ Dans un premier temps, nous allons caractériser les lignes inversées sur verre et sur silicium en évaluant particulièrement l'atténuation pour différents paramètres de la ligne inversée, comme la hauteur de la cavité d'air  $h$ , l'épaisseur de métallisation  $t$ , l'épaisseur de substrat sous le ruban métallique, les pertes diélectriques et la conductivité des conducteurs métalliques.
- ➡ Nous focaliserons notre attention dans cette étude sur les pertes des lignes que nous déterminerons en utilisant la méthode Gamma\_HFSS.

#### IV.4.2. Influence de la largeur de ruban $w$

Tous les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus par des simulations avec HFSS.

Notre première étude a consisté à faire varier la largeur de ruban  $w$  pour observer son influence sur l'atténuation.

Différentes largeurs  $w$  ont été testées sur la ligne inversée sur verre et silicium.

Les deux courbes ci-après, la première sur verre (**Figure IV.14**) et la seconde sur silicium (**Figure IV.15**), montrent l'atténuation de la ligne inversée à 60 GHz pour différents largeurs de  $w$  pour une cavité d'air  $h=100 \mu\text{m}$ , un ruban métallique variable selon la largeur de ruban, une épaisseur de métallisation de  $t=1 \mu\text{m}$  et une épaisseur de substrat de verre et de silicium de  $H_{\text{verre}}$  et  $H_{\text{silicium}}=500 \mu\text{m}$ .

La comparaison de ces deux courbes nous conduit à dire que les lignes inversées ont légèrement plus de pertes sur le silicium que sur le verre. Par exemple, à 60 GHz, pour un rapport une largeur  $w=100\mu\text{m}$  et  $h=100\mu\text{m}$ , les pertes sur verre sont de 6,2314 Nepper/m (0,0541 dB/mm) alors que pour la ligne sur silicium les pertes sont de 9,3191 Nepper/m (0,0809 dB/mm).

En tout état de cause, ces pertes sont faibles en comparaison de celles d'une ligne micro-ruban

- ✚ Pour une ligne inversée sur verre  $h=100\mu\text{m}$  et  $w=100\mu\text{m}$ ,  $t=1\mu\text{m}$  nous avons des atténuations de l'ordre 5,9454 Nepper/m (0,051 dB/mm) à 60 GHz.
- ✚ Pour la ligne inversée sur silicium avec les mêmes valeurs de paramètres, nous avons une atténuation de 10,1177 Nepper/m (0,087 dB/mm).

Tandis que :

- ✚ Pour la ligne micro-ruban sur verre ( $H_{\text{verre}}=100\mu\text{m}$ ,  $w=100\mu\text{m}$  et  $t=1\mu\text{m}$ ), nous avons des atténuations de l'ordre 6,9227 Nepper/m (0,06 dB/mm) à 60 GHz.
  - ✚ Pour la ligne micro-ruban sur silicium ( $H_{\text{silicium}}=100\mu\text{m}$ ,  $w=100\mu\text{m}$  et  $t=1\mu\text{m}$ ), nous avons des atténuations de l'ordre 11,862 Nepper/m (0,1 dB/mm) à 60 GHz.
- Nous voyons aussi, que plus la ligne est large et plus les pertes sont faibles.

#### IV.4.3. Influence de l'épaisseur de métallisation $t$

Nous allons étudier les effets de l'épaisseur des conducteurs sur les caractéristiques des lignes micro-rubans inversées (**effet de peau**).

Pour cela, nous faisons varier l'épaisseur de métallisation  $t$  de la ligne, tout en gardant la distance entre le plan de masse et le ruban métallique constant à  $h=100\mu\text{m}$ , avec un ruban métallique de largeur  $w=100\mu\text{m}$  et une épaisseur de substrat de  $H_{\text{verre}}$  et  $H_{\text{silicium}}=500\mu\text{m}$ . « L'effet de peau » est un phénomène électromagnétique lie aux courants à haute fréquence se propageant dans les conducteurs. Au lieu d'utiliser la totalité de la section du conducteur, ils se cantonnent dans les couches proches de la surface du conducteur.

La densité de courant décroît de façon exponentielle au fur et à mesure que le courant pénètre le conducteur et s'éloigne de sa surface, ce qui conduit à des pertes par **effet Joule**.

L'épaisseur moyenne  $e$  (en m) de la « **peau** » dans laquelle circulent les courants HF peut être estimée à l'aide de la formule :

$$e = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0\mu_r\sigma f}} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

$\mu_0$  : La perméabilité magnétique du vide ( $4\pi \cdot 10^{-7} H \cdot m^{-1}$ ) ;

$\mu_r$  : La perméabilité magnétique relative du conducteur (on prendra 1 pour l'aluminium) ;

$f$  : La fréquence en Hz ;

$\sigma$  : La conductivité en  $S \cdot m^{-1}$  ( $3,8 \cdot 10^7 S \cdot m^{-1}$  pour la conductivité de l'aluminium).

D'après la formule (IV.1) une épaisseur de métallisation  $t=1 \mu m$  est suffisante pour minimiser l'atténuation.

En effet, pour une fréquence de 10 GHz, l'épaisseur de peau est de  $0,8 \mu m$  pour la conductivité choisie [62]. Plus nous montons en fréquence, plus l'épaisseur de peau diminue. A 60 GHz, l'épaisseur de peau est de  $0,33 \mu m$ . Donc, à nos fréquences de travail, une épaisseur de métallisation de  $t=1 \mu m$  ne doit pas perturber la propagation dans le métal.

Les Figures IV.16 et IV.17 montrent l'influence de l'épaisseur de métallisation  $t$  : plus le ruban métallique est épais, moins il y a d'atténuation. Pour obtenir ces résultats la métallisation du ruban métallique a été maillée sous HFSS, nous avons donc les pertes qui tiennent compte du plan du ruban. Nous en déduisons que l'épaisseur de métallisation est donc une variable dans la diminution des pertes métalliques.

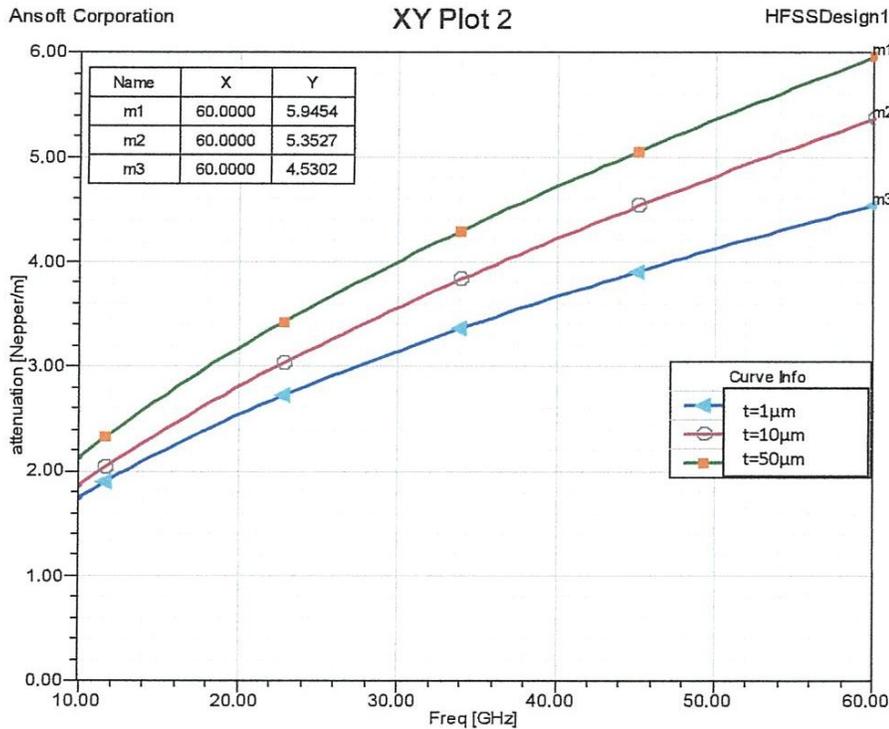
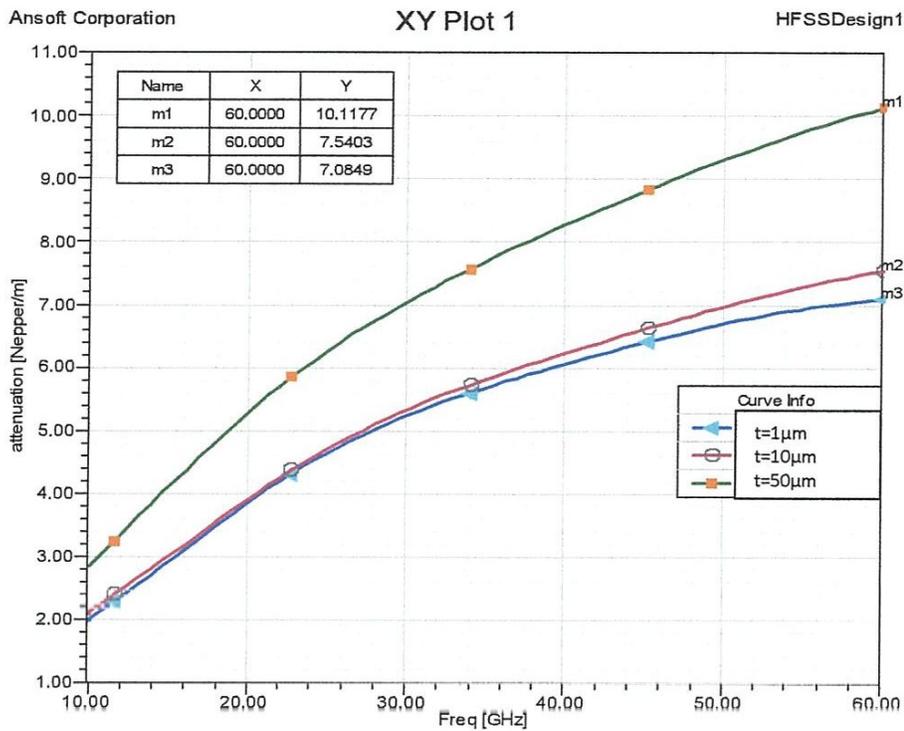


Figure IV.16: Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différentes épaisseurs de métallisation en fonction de la fréquence,  $h=100 \mu m$ ,  $w=100 \mu m$



**Figure IV.17:** Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différentes épaisseurs de métallisation  $t$  en fonction de la fréquence,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$

Les épaisseurs de métallisations  $t$  choisies en simulation ne sont pas physiquement réalisables. Toutefois, nous voyons très clairement qu'une grande épaisseur permet de minimiser les pertes. Pour une grande épaisseur, le champ entre moins dans le verre et les pertes sont donc minimisées.

#### IV.4.4. Influence de la hauteur de substrat $H$ :

Nous allons étudier les effets de la hauteur de substrat sur les caractéristiques des lignes micro-rubans inversées sur verre et silicium à 60 GHz pour une cavité d'air de  $h=100 \mu\text{m}$ , un ruban métallique de  $w=100 \mu\text{m}$  et une épaisseur de métallisation de  $t=1 \mu\text{m}$ .

Les **Figure IV.18:** et **IV.19** montrent l'influence de l'épaisseur de substrat sous le ruban métallique : plus la hauteur du substrat croît, plus les pertes augmentent.

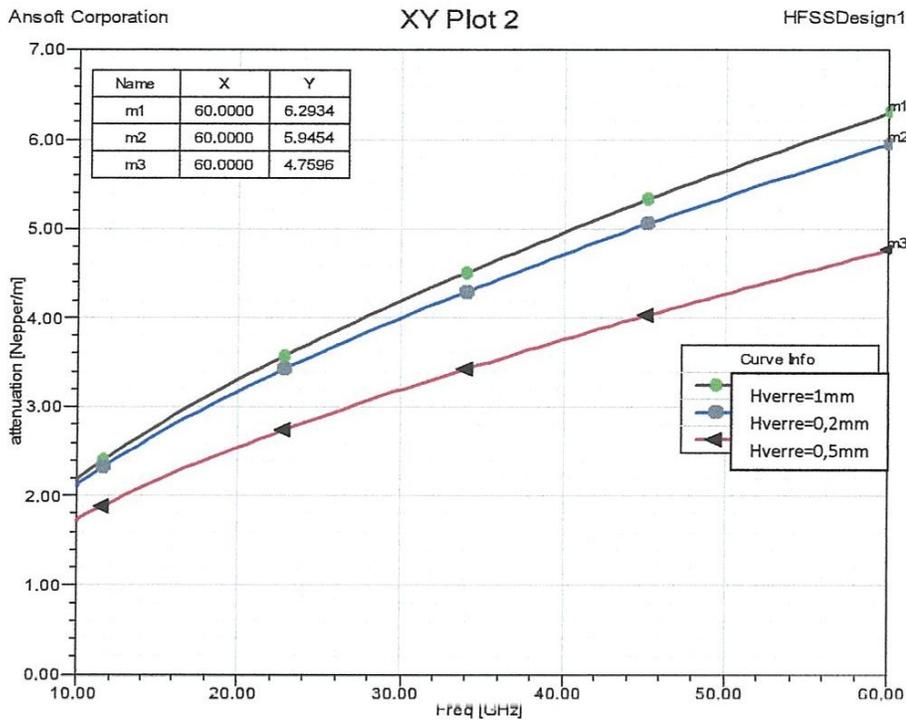


Figure IV.18: Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différentes épaisseurs de substrat II,  $h=100\ \mu\text{m}$ ,  $w=100\ \mu\text{m}$ ,  $t=1\ \mu\text{m}$

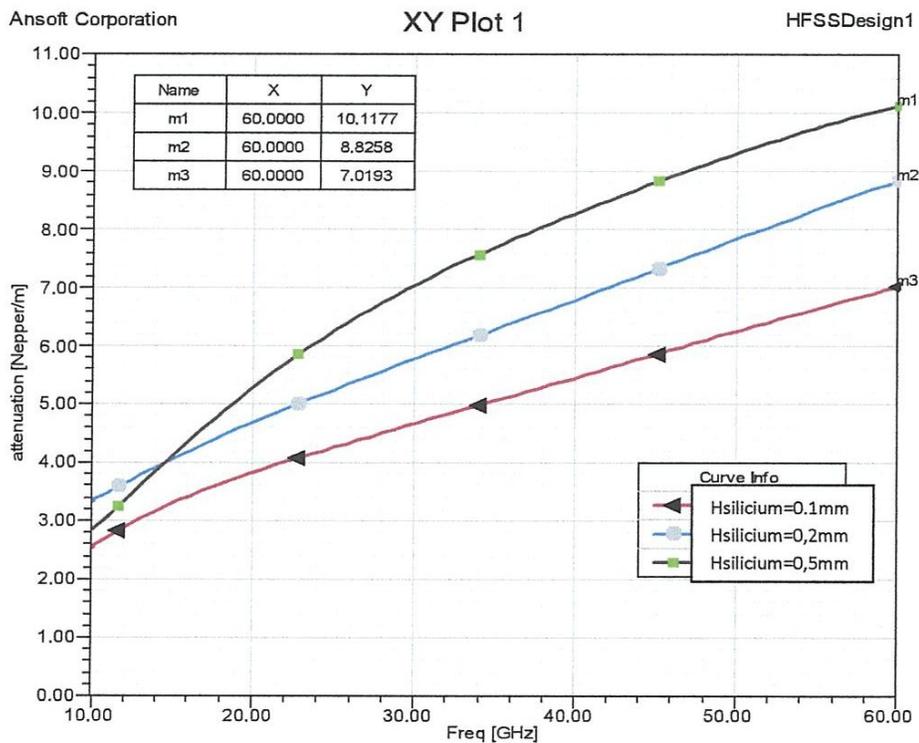
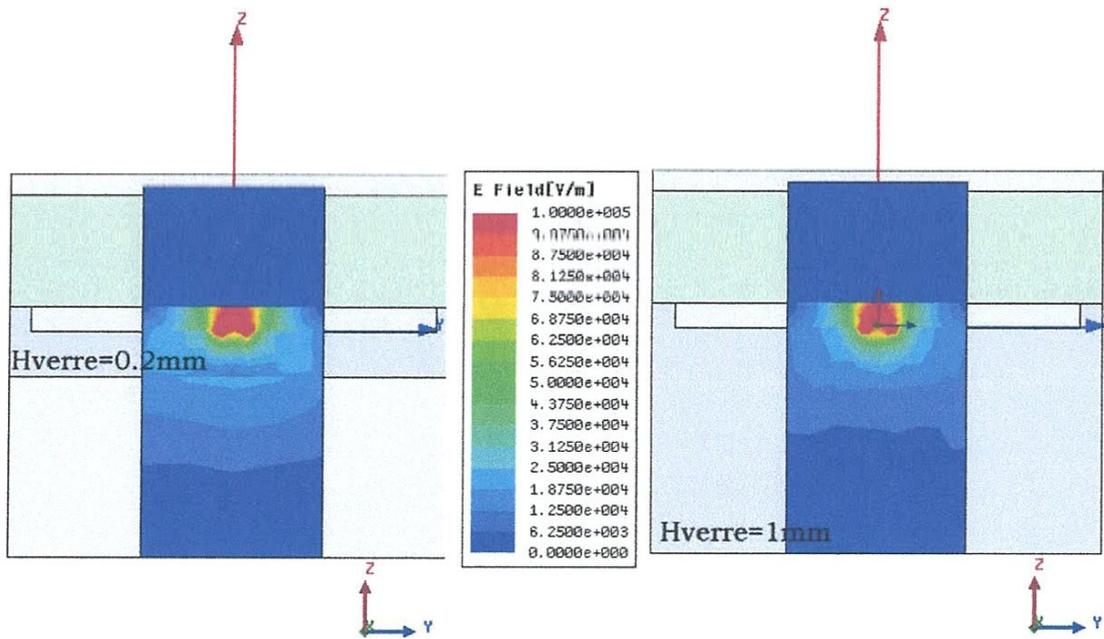


Figure IV.19: Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différentes épaisseurs de substrat H,  $h=100\ \mu\text{m}$ ,  $w=100\ \mu\text{m}$ ,  $t=1\ \mu\text{m}$

Nous remarquons que les pertes sont plus sensibles à l'épaisseur du substrat pour les lignes sur silicium que sur le verre.

C'est pourquoi, pour mettre en évidence ce phénomène, les hauteurs de substrat sont différentes entre les figures **Figure IV.18:** et **IV.19.**

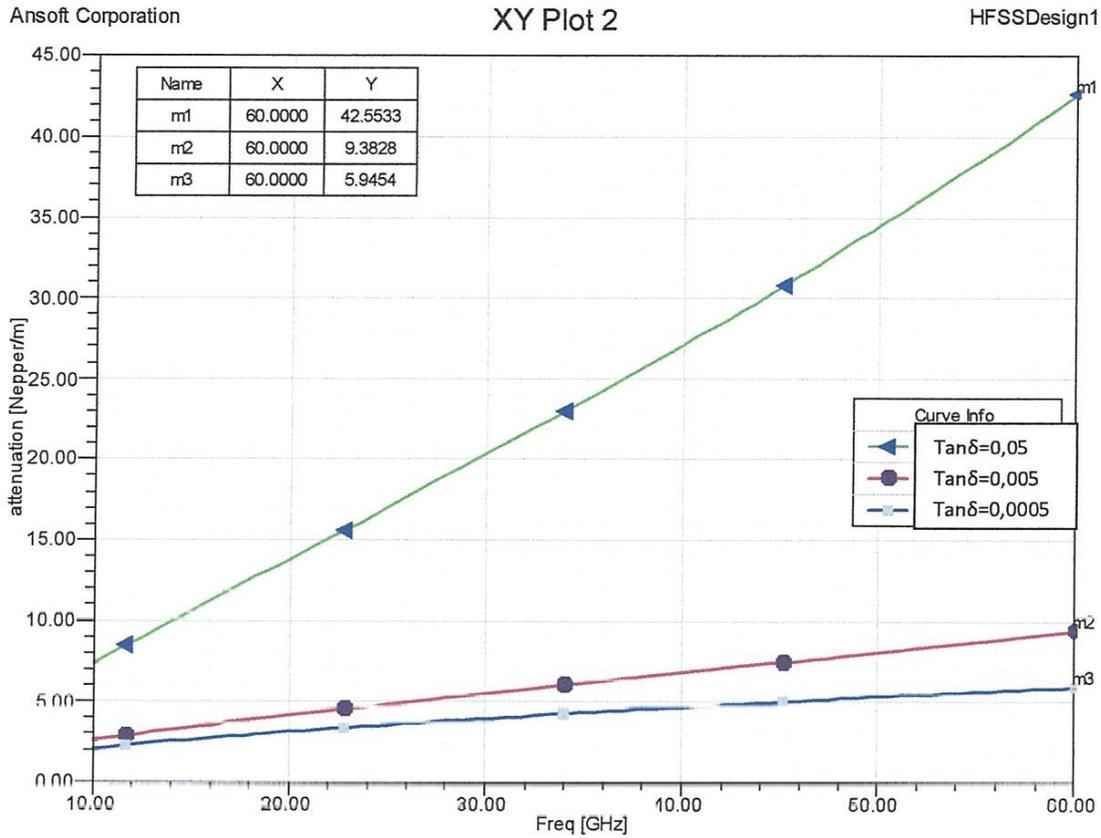
La **Figure IV.20** représente le champ électrique en amplitude dans le plan transversal de la ligne inversée sur verre pour une hauteur sous ruban métallique de  $H_{verre}=200\ \mu\text{m}$  et  $H_{verre}=1\ \text{mm}$ . Nous observons que plus le substrat est fin plus le champ reste confiné entre le ruban métallique et le plan de masse. Nous en déduisons que la hauteur du substrat influe bien sur les pertes diélectriques.



**Figure IV.20:** Champ électrique (V/m) en amplitude dans le plan transversal, pour  $w=100\ \mu\text{m}$ ,  $h=100\ \mu\text{m}$ ,  $t=1\ \mu\text{m}$ , à 60 GHz

#### IV.4.5. Influence des pertes diélectriques

Nous étudions les effets de la tangente de pertes sur l'atténuation des lignes micro-rubans inversées sur verre en fonction de la fréquence, pour une cavité d'air de  $h=100\ \mu\text{m}$ , un ruban métallique de  $w=100\ \mu\text{m}$ , une épaisseur de métallisation de  $t=1\ \mu\text{m}$  et une épaisseur de substrat de  $H_{verre}=H_{silicium}=500\ \mu\text{m}$  (**Figure IV.21**).



**Figure IV.21:** Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différentes pertes de diélectrique,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$ ,  $t=1 \mu\text{m}$

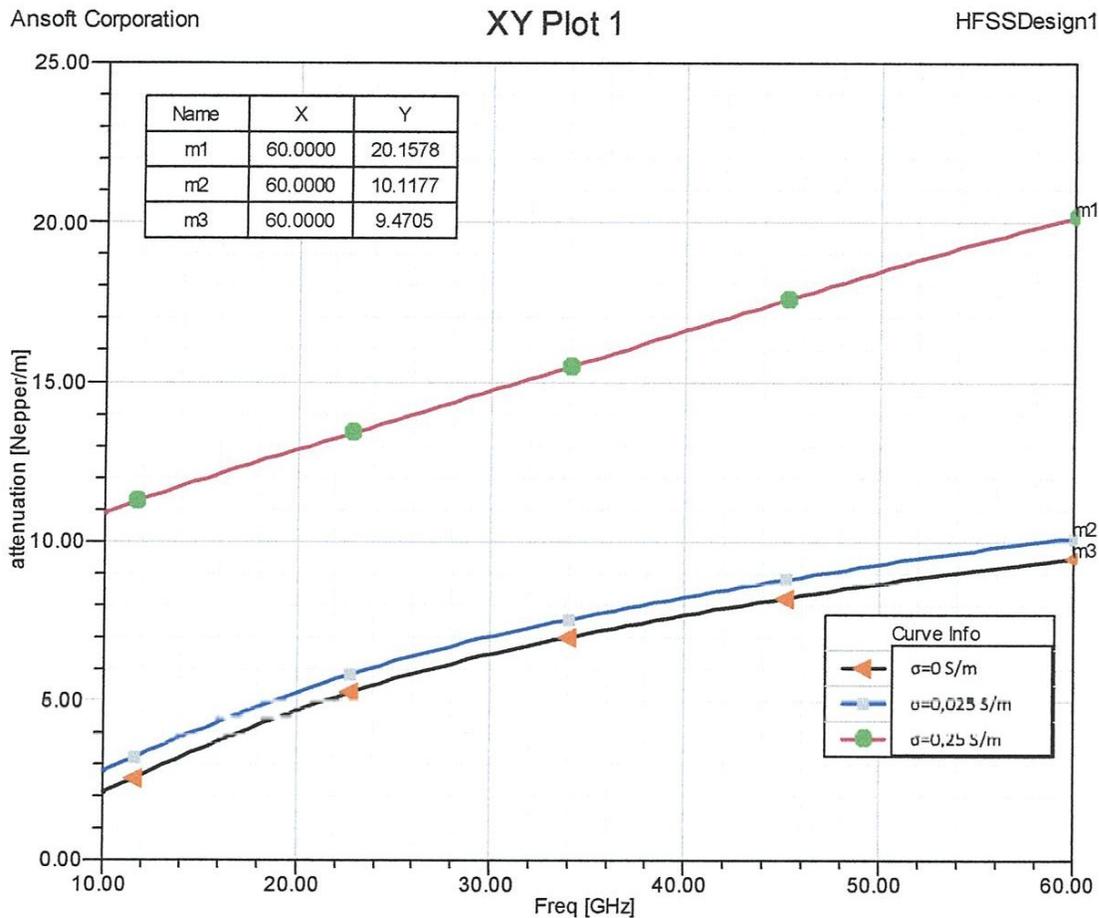
Nous remarquons d'après la **Figure IV.21** que la tangente de pertes influe sur l'atténuation de la ligne. Plus la tangente de pertes de substrat (verre) augmente plus l'atténuation augmente.

Nous étudions les effets de la conductivité du silicium sur l'atténuation des lignes micro-rubans inversées sur silicium en fonction de la fréquence, pour une cavité d'air de  $h=100 \mu\text{m}$ , un ruban métallique de  $w=100 \mu\text{m}$ , une épaisseur de substrat de  $H_{\text{verre}}=H_{\text{silicium}}=500 \mu\text{m}$  et une épaisseur de métallisation de  $t=1 \mu\text{m}$  (**Figure IV.22**).

**Rappel :** la correspondance entre la résistivité  $\rho$  en  $\Omega\cdot\text{cm}$  et la conductivité  $\sigma$  en  $\text{S/m}$  est :

$$\rho = \frac{100}{\sigma}$$

Soit pour  $\sigma=0,025 \text{ S/m} \Leftrightarrow \rho=4000 \Omega\cdot\text{cm}$ .



**Figure IV.22:** Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différentes valeurs de la conductivité,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$ ,  $t=1 \mu\text{m}$

Les **Figures IV.21 et IV.22** montrent l'influence des pertes diélectriques du substrat. Pour les minimiser, il faut utiliser un substrat de haute résistivité pour les lignes sur silicium.

#### IV.4.6. Influence de différents conducteurs

Pour les lignes inversées sur verre et silicium, nous pouvons utiliser pour la métallisation des conducteurs du cuivre ( $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ ), de l'aluminium ( $\sigma = 3,8 \cdot 10^7 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ ) ou bien de l'or ( $\sigma = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ ).

La figure ci-dessous montre l'atténuation de ligne inversée sur verre et silicium pour une cavité d'air de  $h=100 \mu\text{m}$ , un ruban métallique de  $w=100 \mu\text{m}$ , une épaisseur de métallisation de  $t=1 \mu\text{m}$  et une épaisseur de substrat de  $H_{\text{verre}}=H_{\text{silicium}}=500 \mu\text{m}$ .

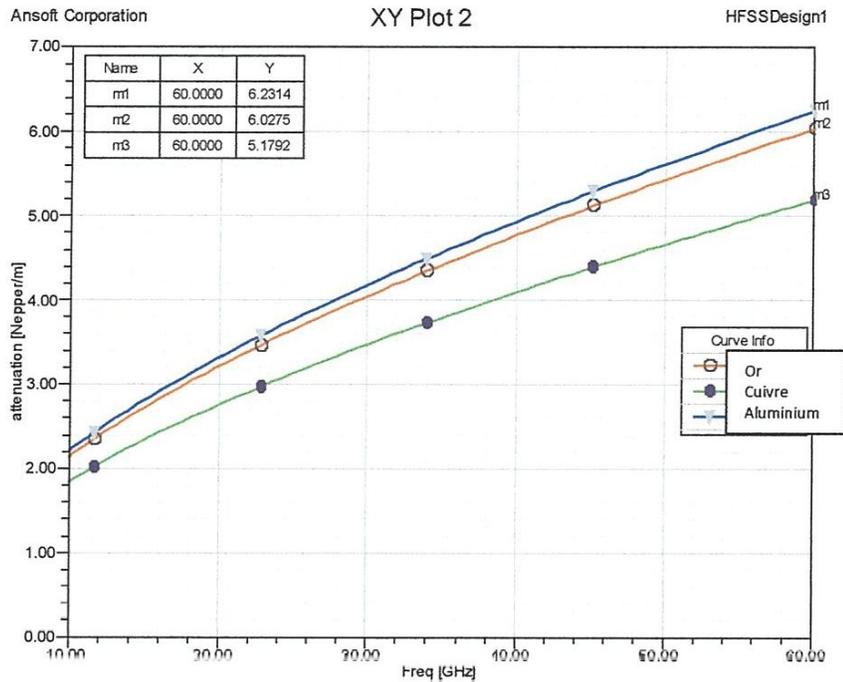


Figure IV.23: Atténuation de la ligne inversée sur verre pour différents conducteurs,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$ ,  $t=1 \mu\text{m}$

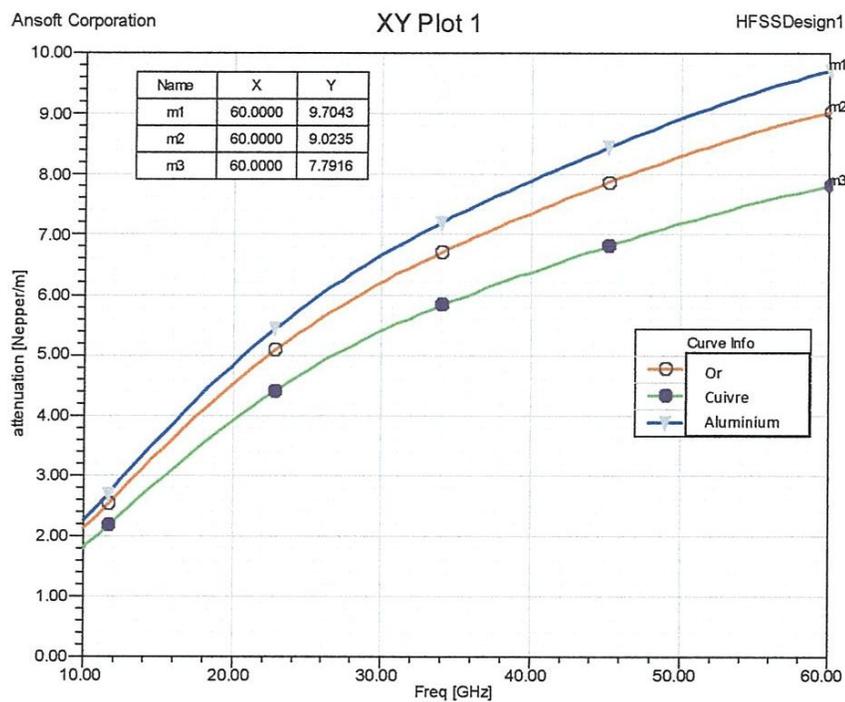


Figure IV.24: Atténuation de la ligne inversée sur silicium pour différents conducteurs,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $w=100 \mu\text{m}$ ,  $t=1 \mu\text{m}$ .

Nous constatons que la différence de métallisation des conducteurs influe légèrement sur l'affaiblissement de la ligne.

Nous continuons à utiliser les conducteurs en aluminium ou en or pour des raisons liées à la technologie.

#### IV.4.7. Champs électriques et magnétiques en amplitude et en vecteur

##### IV.4.7.a. Pour la ligne sur verre

L'observation des champs électriques et magnétiques en amplitude et en vecteur de la ligne sur verre (Figures IV.25, IV.26 et IV.27), nous permet de vérifier le mode de propagation de la ligne. Les dimensions de la ligne inversée sur verre sont les suivantes : une longueur de ligne de 4 mm, une cavité d'air d'une hauteur de  $h=100\ \mu\text{m}$ , un ruban métallique de largeur  $w=100\ \mu\text{m}$ , une épaisseur de métallisation  $t=1\ \mu\text{m}$  et une épaisseur de substrat  $H_{\text{verre}}=H_{\text{silicium}}=500\ \mu\text{m}$ , la fréquence est de 60 GHz.

Nous constatons bien que le champ électrique se trouve essentiellement localisé dans la cavité emplie d'air. Juste autour du ruban, le champ pénètre un peu dans le diélectrique.

#### Champs électriques et magnétiques en amplitude et en vecteur de la ligne sur verre à 60 GHz

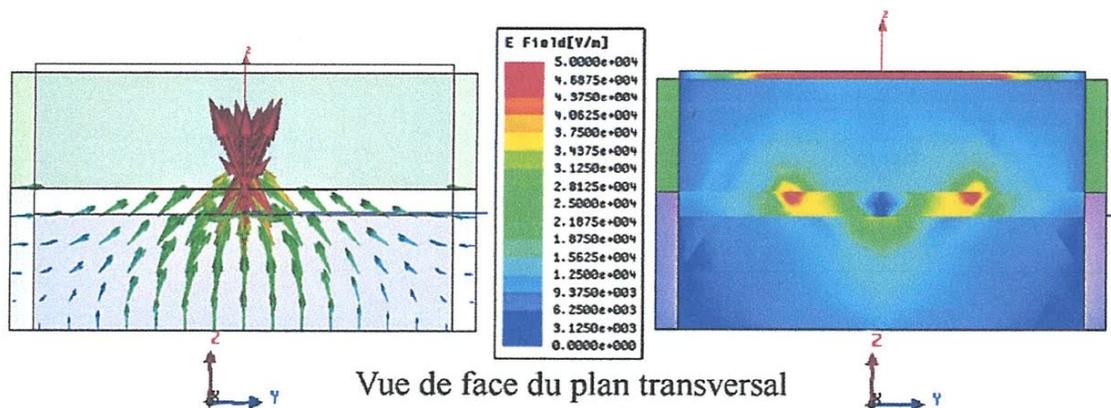


Figure IV.25: Champ électrique (V/m) en vecteur et en amplitude dans le plan transversal, pour  $w/h=1$ ,  $h=100\ \mu\text{m}$ ,  $t=1\ \mu\text{m}$ , à 60 GHz

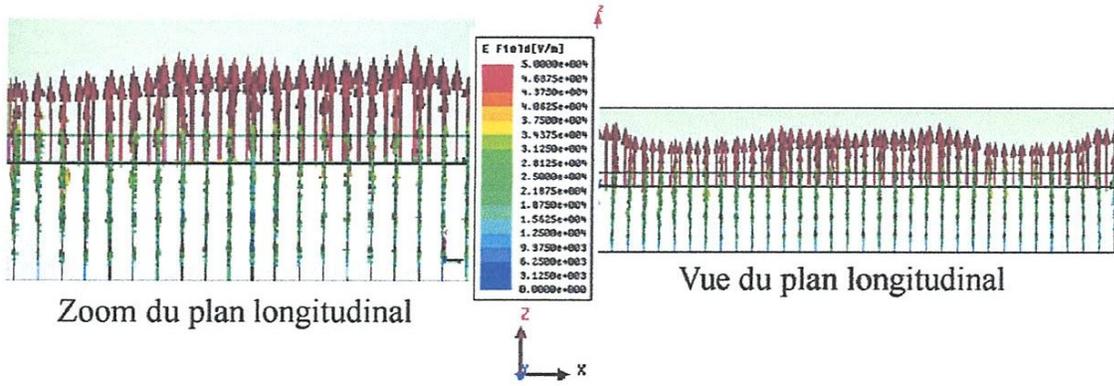


Figure IV.26: Champ électrique (V/m) en vecteur dans le plan longitudinal, pour  $w/h=1$ ,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $t=1 \mu\text{m}$ , à 60 GHz

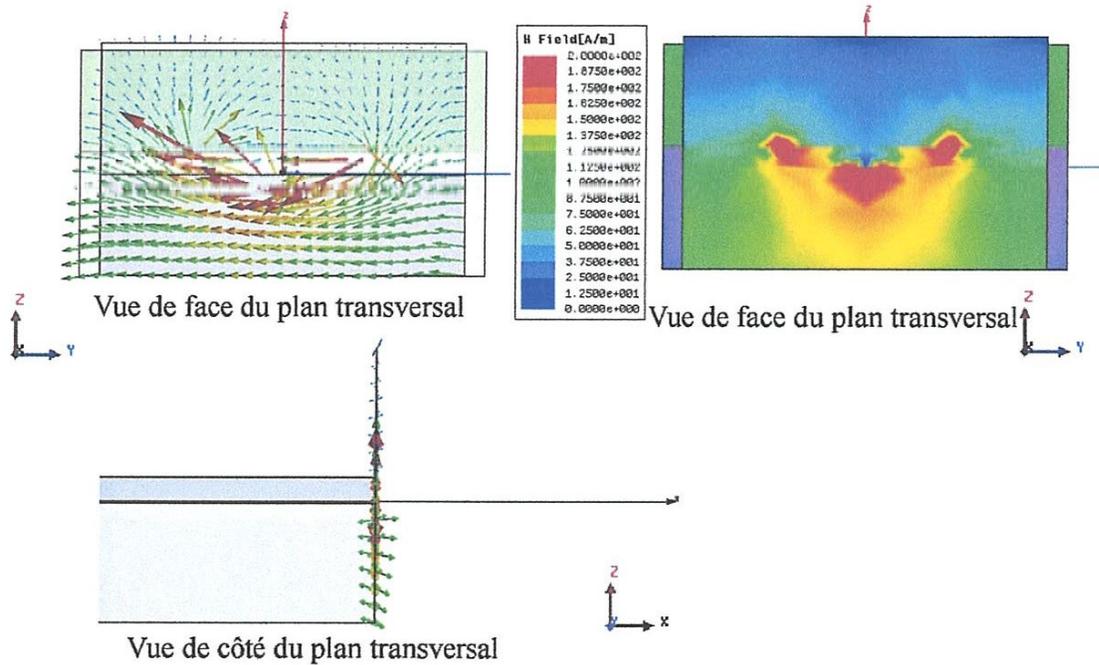


Figure IV.27: Champ magnétique (A/m) en vecteur et en amplitude dans le plan transversal, pour  $w/h=1$ ,  $h=100 \mu\text{m}$ ,  $t=1 \mu\text{m}$ , à 60 GHz

D'après les vues des champs électriques et magnétiques en amplitude et en vecteur, nous observons sur le zoom du plan longitudinal du champ électrique, qu'il y a une légère composante selon  $x$  (Figure IV.26) et sur la vue de côté du plan transversal du champ magnétique (Figure IV.27), aussi il y a un peu de composante selon  $x$ . Nous avons donc un mode de propagation quasi TEM.

Nous avons bien le bon mode de propagation d'une ligne inversée à 60 GHz : le champ est fort entre le ruban et le plan de masse.

#### IV.4.8. Conclusion

Dans cette partie, nous avons caractérisé par simulation les lignes micro-rubans inversées sur verre et sur silicium à 60 GHz.

Nous avons montrés avec ces simulations que la technologie verre-silicium permet d'obtenir de bons supports de transmission en termes de paramètres hyperfréquences.

Nous avons constaté que les pertes à 60 GHz des lignes sur silicium (0,087 dB/mm) sont plus importantes que celles des lignes sur verre (0,051 dB/mm) mais inférieures à celles obtenues avec une ligne micro-ruban simple sur les mêmes substrats (0,06dB/mm sur verre et 0,1 dB/mm sur silicium).

## PARTIE 2

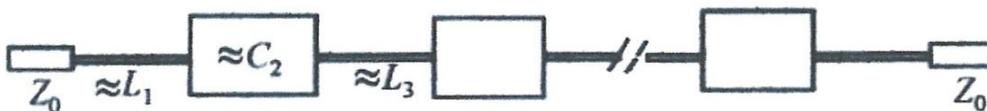
### IV.5. Simulation des filtres passe-bas en hyperfréquence

#### IV.5.1. Introduction

Généralement la conception des filtres micro-ruban passe-bas implique deux étapes principales. Le premier est de choisir un prototype passe-bas approprié, le choix du type de réponse, le nombre d'éléments réactifs, dépendra de caractéristiques requis. Les valeurs d'élément du filtre passe-bas, qui sont habituellement normalisées pour faire une impédance de source  $g_0 = 1$  et une fréquence de coupure  $\Omega_c = 1$ , Après avoir obtenu une conception appropriée de filtre en bloc d'éléments passives, dans cette section, nous allons voir l'effet des différents paramètres qu'on a déjà étudiés dans la partie 1 sur les filtres hyperfréquences.

#### IV.5.2. La structure d'un filtre passe bas d'ordre n [63]

Le schéma de la **Figure IV.28** montre la structure générale des filtres passe bas en micro-ruban, qui emploient une structure en cascade des lignes de transmission pour haute et basse impédance alternatives.



(a)

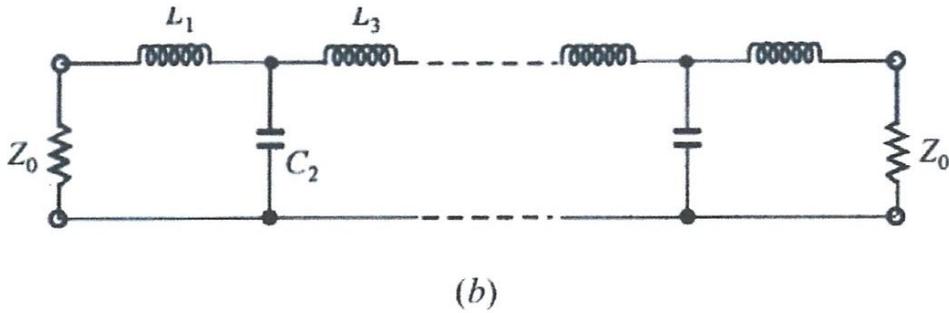


Figure IV.28: (a) La structure générale d'un filtre passe bas d'ordre n en éléments distribués

(b) La structure générale d'un filtre passe bas d'ordre n en éléments localisés

#### IV.5.2. La structure d'un filtre passe bas d'ordre 3 (à simuler)

Nous allons simuler sous HFSS le filtre passe bas d'ordre 3 sur la Figure IV.29 en prenant les valeurs caractéristiques de ce filtre du livre (Microstrip Filters for RF/Microwave Applications).

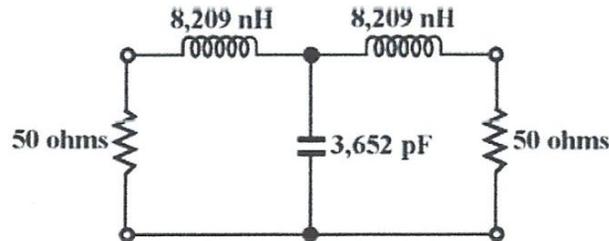


Figure IV.29: Filtre passe bas d'ordre 3 en éléments localisés (R, L et C)

Pour le simuler avec HFSS, il faut faire la transformation de ce filtre en éléments distribués (en micro-ruban), comme nous l'avons déjà évoqué dans le chapitre I.

Nous constatons la structure suivante :

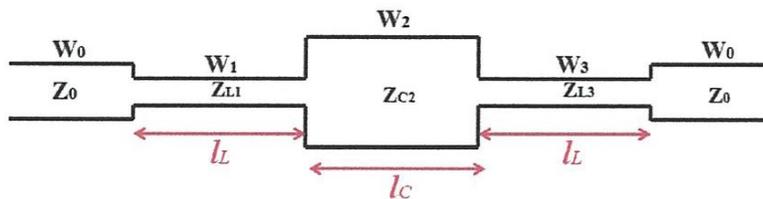


Figure IV.30: Filtre passe bas d'ordre 3 en éléments distribués;

$l_L, l_C$  : longueurs des lignes,  $W_i$ : largeurs des lignes

IV.5.3. Les caractéristiques d'un filtre passe bas d'ordre 3

Après avoir montré le procédé de conception pour ce type de filtre, il faut le caractériser à l'étude pour :

Fréquence de coupure  $f_c = 1\text{Ghz}$

Impédance de source/charge = 50 ohms

D'après le **tableau IV.1**, nous pouvons avoir le prototype passe bas avec la réponse de Tchebychev est choisi, dont les valeurs d'élément sont :

$$g_0 = g_4 = 1$$

$$g_1 = g_3 = 1,0316$$

$$g_2 = 1,1474$$

$k$	$n$	2	3	4	5	6	7	9
$g_1$		0,843	1,0315	1,1088	1,1468	1,1681	1,1811	1,1897
$g_2$		0,6220	1,1474	1,3061	1,3712	1,4039	1,4228	1,4346
$g_3$			1,0315	1,7703	1,9750	2,0562	2,0966	2,1199
$g_4$				0,8180	1,3712	1,5170	1,5733	1,6010
$g_5$					1,8618	1,9029	2,0966	2,1699
$g_6$						0,8618	1,4228	1,5640
$g_7$							1,1811	1,9444
$g_8$								0,8778

**Tableau IV.1:** Paramètres  $g_k$  en fonction de l'ordre  $n$  pour la loi Tchebyscheff

Pour la coupure normaliser  $\Omega_c = 1\text{Ghz}$ . Utilisant les transformations d'élément, nous avons:

$$L_1 = L_3 = \left(\frac{Z_0}{g_0}\right) \left(\frac{\Omega_c}{2\pi f_c}\right) g_1 = 8,209.10^{-9} H$$

$$C_2 = \left(\frac{g_0}{Z_0}\right) \left(\frac{\Omega_c}{2\pi f_c}\right) g_2 = 3,652.10^{-12} F$$

Le filtre doit être fabriqué sur un substrat avec une constante diélectrique relative de 10,8 et une épaisseur de 1,27mm. Après les considérations ci-dessus, les impédances caractéristiques des lignes sont choisies comme  $Z_{0L} = 93 \text{ ohms}$  et  $Z_{0C} = 24 \text{ ohms}$ . Les paramètres de conception appropriés des lignes de micro-ruban, sont énumérés dans le **tableau IV.1**, où les longueurs d'onde guidées sont calculées à la fréquence de coupure  $f = 1 \text{ Ghz}$

Initialement, les longueurs physiques des lignes à haute et basse impédance sont calculées avec :

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega_c L}{Z_{0L}} \right)$$

$$l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1} (\omega_c C Z_{0C})$$

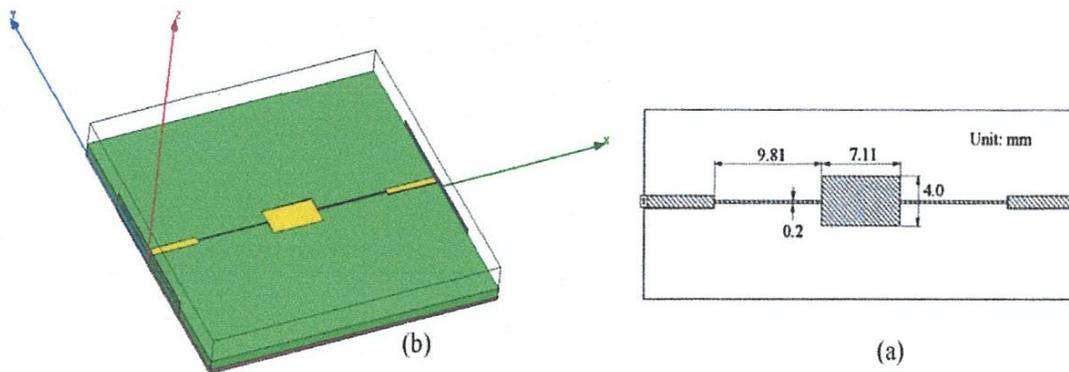
Ça donne  $l_L = 11,04 \text{ mm}$  et  $l_C = 9,75 \text{ mm}$ , pour cet exemple.

Le tableau suivant résume les caractéristiques de ce filtre :

Impédance caractéristique (ohms)	$Z_{0C} = 24$	$Z_0 = 50$	$Z_{0L} = 93$
Longueurs d'ondes (mm)	$\lambda_{gC} = 105$	$\lambda_{g0} = 112$	$\lambda_{gL} = 118$
Les largeurs des lignes micro-ruban (mm)	$W_C = 4$	$W_0 = 1,1$	$W_L = 0,2$

**Tableau IV.2:** Les caractéristiques du filtre d'ordre 3

D'après les paramètres et les calculs, on aura le filtre suivant (**Figure IV.31**)



**Figure IV.31:** (a) Filtre passe bas d'ordre 3 en éléments distribués

(b) La réalisation de ce filtre sous HFSS

Les résultats obtenus :

- ✚ Une bande passante [0 à 1,65]Ghz
- ✚ Une fréquence de résonance= 0,62Ghz avec une amplitude de -45,94 dB.

Nous déduisons l'atténuation de ce filtre avec la méthode Gamma\_HFSS (Figure IV.36)

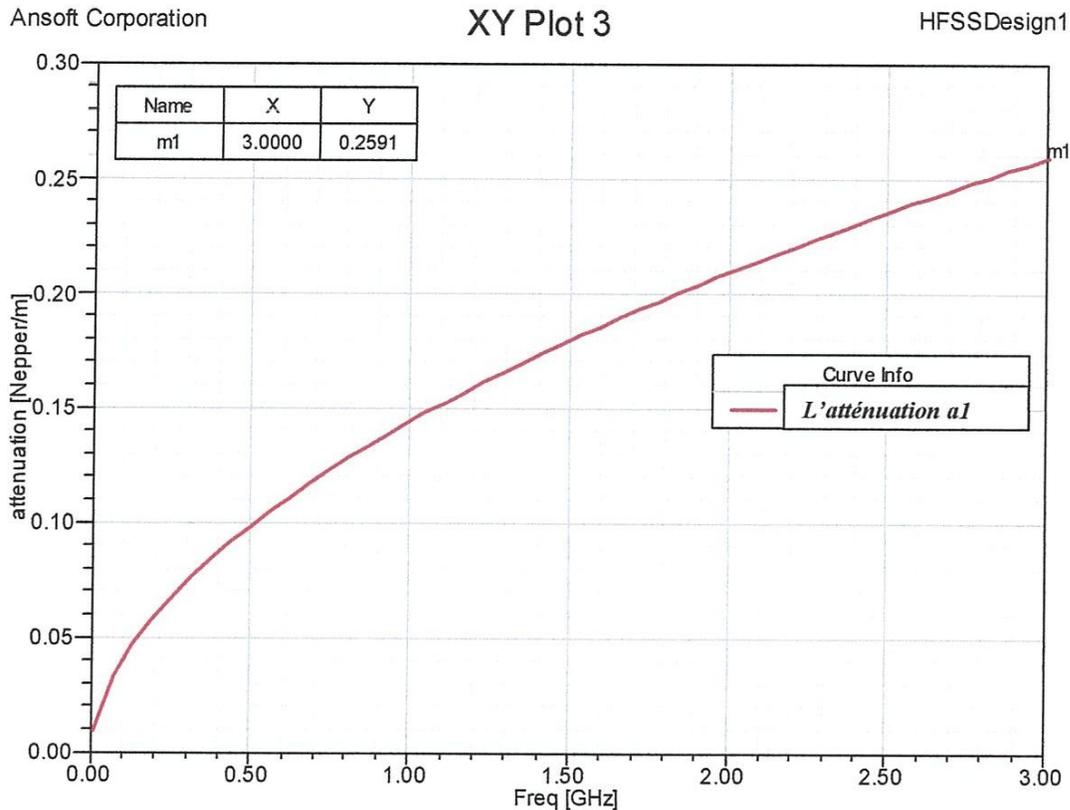


Figure IV.36: L'atténuation d'un filtre d'ordre 3 pour  $t=0,01$  mm,  $h=1,27$  mm

Nous allons prendre les meilleurs paramètres qu'on a trouvés dans la partie 1 de la simulation d'une ligne micro-ruban pour les mêmes caractéristiques de filtre précédent avec :

Un substrat en verre de  $\epsilon_r = 4$ ,  $\tan\delta=0,0005$  et  $\sigma_r=0$  ;

La hauteur  $h=1,5$  mm ;

Epaisseur de métallisation  $t=0,1$  mm.

Conducteurs de métallisations en cuivre ( $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 \cdot S/m$ )

Ça nous donne les résultats suivants :

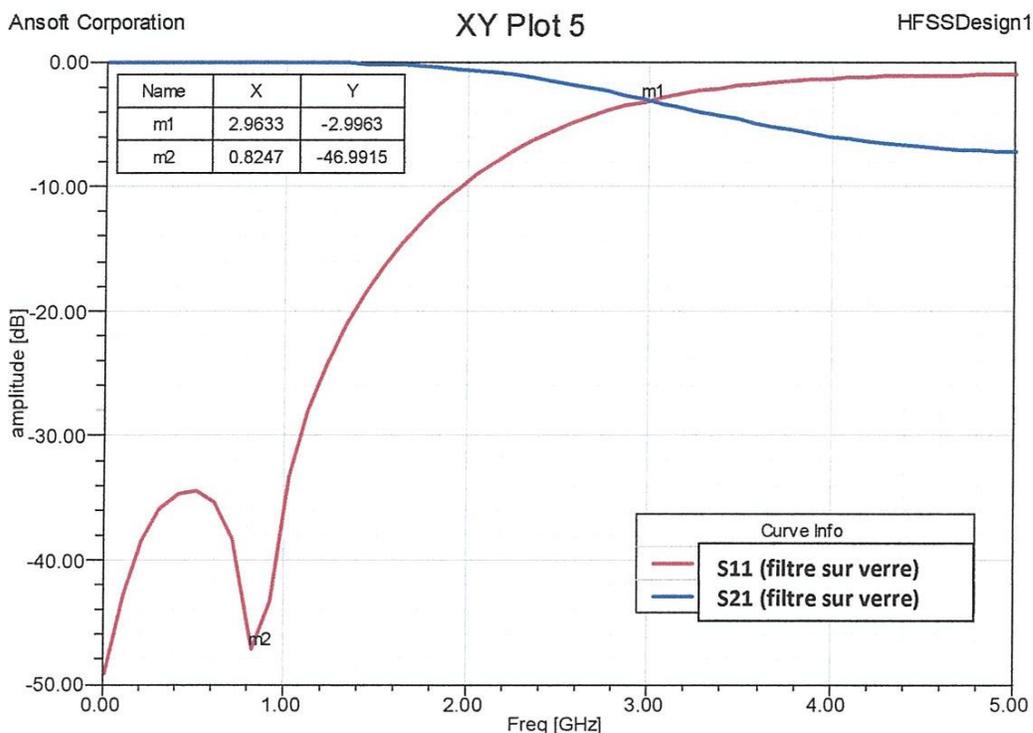


Figure IV.37: Le coefficient de réflexion S11 et le coefficient de transmission S21 pour un filtre sur verre dans la bande de fréquence [0 à 5]Ghz

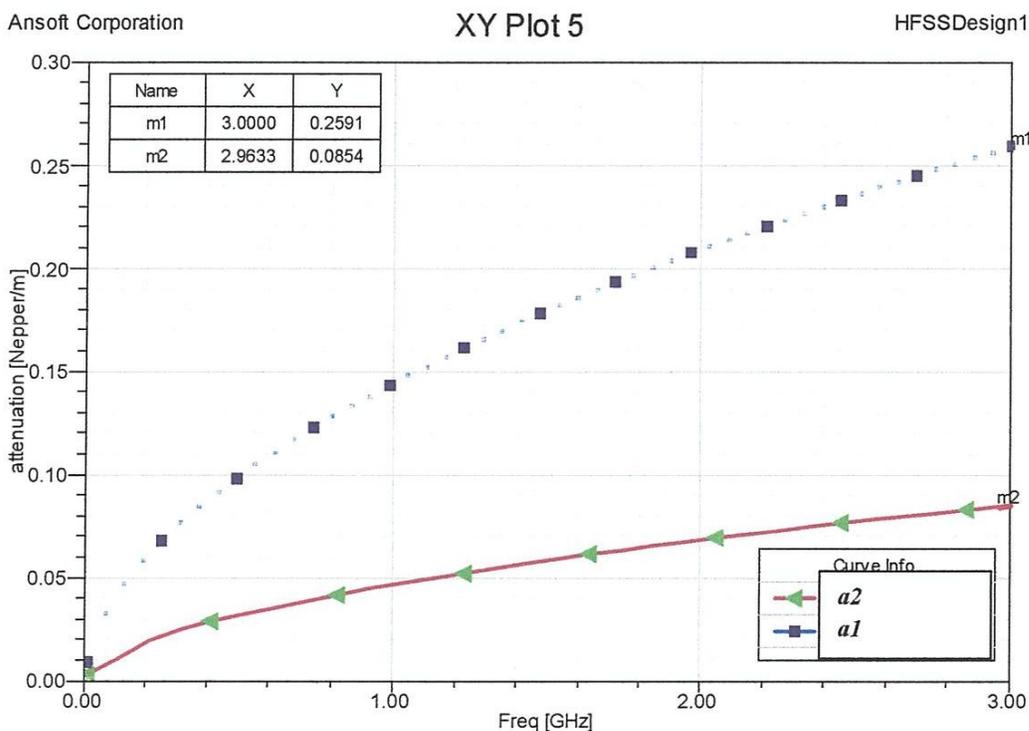


Figure IV.38: L'atténuation obtenue après l'amélioration d'un filtre d'ordre 3

#### **IV.5.4.Conclusion**

Après avoir introduire des changements sur les valeurs des différents paramètres d'un filtre Tchebychev d'ordre 3, les résultats obtenus sont :

- ✚ Une bande passante [0 à 2,96]Ghz
- ✚ Une fréquence de résonnance= 0,82Ghz avec une amplitude de -47 dB.

Nous avons aussi minimisés l'atténuation de 0,2591Nepper/m(0,00225dB/mm) à 0,0854Nepper/m(0,00074dB/mm), aussi la bande de [0 à 1,65]Ghz qui est devenue [0 à 2,96] Ghz, sans oublié l'amélioration obtenue dans l'amplitude de la fréquence de résonnance.

# Conclusion générale

Conclusion générale

## **Conclusion générale**

Le mémoire aborde l'étude et simulation des structures hyperfréquences tels que les lignes de transmission planaires et les filtres à base de technologie micro-ruban. Notre étude est basée dans un premier temps sur une bande de fréquence très large varié de 0 jusqu'à 60GHz. Cette bande de fonctionnement se caractérise par une atténuation importante dans l'air de l'onde (environ -16 dB/km). Elle est envisagée pour les systèmes à faible portée d'action, privilégiant l'aspect sécurité de l'information, permettant aussi de limiter les interférences électromagnétiques.

De plus, l'aspect miniaturisation des systèmes est très attrayant, une fois que la technologie sera mature et le coût abordable. Nous avons voulu dans ce mémoire donner les avantages de la technologie verre-silicium, la présence de silicium rendant possible l'intégration des circuits. Nous avons comparé plusieurs supports de transmission sur silicium, que nous avons pour certains associés à des éléments passifs (filtre, antenne ...).

Nous avons présenté dans la première partie de notre étude des lignes planaires susceptibles d'être utilisées à 60 GHz.

Nous nous sommes attachés à estimer les différentes pertes qui peuvent affecter les circuits planaires. Le logiciel HFSS nous permet de qualifier (conducteur, diélectrique, rayonnement) et quantifier les pertes par la méthode de calcul Gamma\_HFSS.

L'étude sur les lignes micro-rubans inversées sur verre et sur silicium initialement abordée à 30 GHz a été envisagée à 60 GHz : cette technologie est issue de l'utilisation de deux matériaux (verre et silicium) dont l'un est creusé pour guider une onde dans la cavité d'air afin de minimiser les pertes diélectriques. De plus, les avantages mécaniques de cette ligne sont nombreux : solidité, rigidité et encapsulation naturelle. Les simulations présentées montrent que les qualités de la technologie verre-silicium sont bonnes en termes de paramètres hyperfréquences. Cette étude nous a conduits à nous interroger sur le mode de propagation (quasi-TEM).

Ces résultats sont encourageants si nous les comparons à ceux de Prasad [64]. Il obtient une atténuation de 0,13 dB/mm à 60 GHz sur une technologie de type membrane suspendue sur silicium.

## *Conclusion générale*

---

Malgré l'étude basée sur la ligne micro-ruban, ça ne nous a pas empêché de voir l'amélioration obtenu dans un filtre passe bas en hyperfréquence qui regroupe quelques lignes micro-rubans en introduisant des différents changements sur leur caractéristiques.

## Bibliographie

- [1] **F. GARDIOL**. « Traité d'électricité » Volume 13 : hyperfréquences. Paris : Dunod, , 3ème édition, 440 pages ,1991.
- [2] **M. HÉLIER, M. NEY, C. PICHOT**. « Structures de guidage HF : Introduction. Techniques de l'ingénieur »,dossier E1169,10 février 2003.
- [3] **Combes (P.F.)**, «*Micro-ondes. Circuits passifs, propagation, antennes*. Cours et exercices »,Tome 2, 2e édition, Dunod (1999).
- [4] **Léo Thourel**, «Calcul et Conception de Dispositifs en Ondes Centimétriques et Millimétriques »,Tome I : Circuits Passifs, Cepadues Ed.
- [5] **David M. Pozar**, «Microwave Engineering», p. 191.
- [6] **K.Kurokawa**, «Power Waves and Scattering Matrix, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques», Vol.MTT-13, No.2, Mars 1965.
- [7] **G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Young**, « Microwave filters, impedance-matching and coupling structures » ,Artech House Books, Dedham, MA, 1961 .
- [8] **R.E. Collin**, « Foundation for microwave engineering », McGraw Hill, 1966.
- [9] **Vijay Dhanasekaran, Manisha Gambhir, Jose Silva-Martinez, and Edgar Sánchez-Sinencio**, « A 1.1 GHz Fifth Order Active-LC Butterworth Type Equalizing Filter », IEEE Journal of solid state circuits, Vol. 42, No. 11, November 2007.
- [10] **S. Butterworth**, « On the Theory of Filter Amplifiers », Wireless Engineer, vol. 7 (1930), pp. 536-541.
- [11] **A. Voqt, W. Jutzi**, «An HTS narrow bandwidth coplanar shunt inductively coupled microwave bandpass filter on LaAlO<sub>3</sub> »,IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-45, No.4, April 1997.
- [12] **G. S. Ching**, « Design and practical implementation of a 2.4 GHz lumped element elliptic bandpass filter », Asia Pacific international Microwave Conference, 2001.
- [13] **Yo-Shen Lin; Min-Shun Hsu; Chi-Hsueh Wang; Chun Hsiung Chen**, « Millimeter-wave coplanar-waveguide parallel-coupled bandpass filters with lumped-element K-inverters »,European Microwave Conference, 2005 Volume 2, 4-6 Oct. 2005.

- [14] **Chen, D. Cheng, C.H.**, « Coplanar waveguide bandpass filter using quarter-wavelength resonators », *Electronics Letters*, Volume 43, Page(s):526 – 527, Issue 9, April 26 2007.
- [15] **W. Heinrich, A. Jentsch and G. Baumann**, « Millimeter-wave characteristics of flip-chip interconnects for multi-chip modules », *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. MTT-46, No.2, 1998.
- [16] **S. Hong, K. Chang**, « A Parallel-Coupled Microstrip Bandpass Filter With Suppression of Both the 2nd and the 3rd Harmonic Responses », *IEEE International Microwave Symposium Dig.*, June 2006.
- [17] **P. Deng, Y. Lin, C.H. Wang, C. H. Chen**, « Compact microstrip bandpass filters with good selectivity and stopband rejection », *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. MTT-54, No.2, 2006.
- [18] **H.Jin, F.Liu**, « E plane waveguide bandpass filter with Butterworth characteristics » *International Conference on Microwave and Millimeter wave technology ICMMT*, 2002.
- [19] **J. Bornemann et al**, « Optimized low-insertion-loss millimetre-wave fin-line and metal insert filters », *The Radio and Electronic Engineer*, vol. 52, No 11/12, pp. 513-521, Nov./Dec. 1982.
- [20] **F. Sammoura, Y. Cai, Chen-Yu Chi, T. Hirano, L. Lin and Jung –Chih Chiao**, « Micromachined W band iris filter », 13<sup>th</sup> international conference on solid state sensors, actuators transducers Seoul Korea June 2005 .
- [21] **M. V. Nesterenko, V. A. Katrich, Y. M. Penkin and S. L. Berdnik**, « Resonant Iris with the Slot Arbitrary Oriented in a Rectangular Waveguide, Analytical and Hybrid Methods in the Theory of Slot-Hole Coupling of Electrodynamic Volumes », Springer New York, 2008 .
- [22] **SaiWai Wong; Lei Zhu**, « EBG-Embedded Multiple-Mode Resonator for UWB Bandpass Filter with Improved Upper-Stopband Performance », *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, Volume 17, Page(s):421 - 423 , Issue 6, June 2007 .
- [23] **Léon Brillouin**, « Wave Propagation in Periodic Structures », dover phoenix editions, 1953

- [24] **E. Yablonovitch**, «photonic bandgap structures», *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 10, No. 2, February 1993.
- [25] **D. Stephens, P. R. Young and I. D. Robertson**, « Design and Characterization of 180 GHz Filters in Photoimageable Thick-Film Technology »,IEEE International Microwave Symposium Dig., 2005.
- [26] **L. Yuan, B. Pan, C. Lugo, M. M. Tentzeris, and J. Papapolymerou**, « Design and Characterization of a W-band Micromachined Cavity Filter Including a Novel Integrated Transition from CPW Feeding Lines »,IEEE Transaction on Microwave Theory and Technology, Vol. 55, No. 12, Part 2, pp. 2902 - 2910, Dec. 2007.
- [27] **X. Sun, J. Sun**, « Analysis and design of cross-coupled single mode dielectric resonator cavity filter », *Microwave and Optical Technology Letters*, 2007.
- [28] **D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon**, «Fast and accurate CAD of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method »,IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2002.
- [29] **Kreuwels**, « *Ligne de Transmission* », *chapitre I : Analyse des champs d'une ligne de transmission*, Microwave UCL.ELEC 2360
- [30] **Matthew N. O. Sadiku**, « *Transmission lines* », *Elements of Electromagnetics*, 3rd Ed,
- [31] **Wikipédia**, « *Ligne de transmission, Microstrip, Microstrip Antennas, Patch Antenna, Microstrip antenna theory and design* », *Articles de Wikipédia, l'encyclopédie libre, licence de documentation libre GNU (GFDL)*.
- [32] **Lherbaudiere**, « *Lines de transmission* »,Hedotop, hit. Parade, 2002
- [33] **T. Tech, LPKF**, « *Technologies des lignes de transmissions, les substrats* »,Groupe ESIEE-Paris
- [34] **Wang Tongqing**, « *Étude de Circuits Intègres Micro-ondes Planaires et Non Planaires* »  
Thèse de Doctorat, Génie Electrique, Université de Montréal, Tongqing Wang, 1998.
- [35] **I. Huynen**, « *Résonateurs, Lignes de Transmission* »,ELEC2700-Hyperfrequence
- [36] **I. J. Bahl**, « *Microstrip Antenna* »,*Chapter 1 and 2*, Departement of Electrical Engineering University of Ottawa, Canada.

- [37] **F. Boukchiche**, « *Contribution a la Modélisation des Structures Coplanaires pour Application aux Composants Passifs et Actifs* », Thèse de magistère en Electronique, Université de Constantine, 2005
- [38] **Brian C. Wadell**, « *Transmission Line Design Handbook* », Published by Artech House. Jun 02, 2003
- [39] **N. Aouabdia**, « *Caractérisation et Modélisation d'un Capteur Micro-onde* », Thèse de Magistère en Electronique, Université de Constantine, 2002
- [40] **Kreuwels**, « *Chapitre 2: Lignes de transmission aux hyperfréquences* », Partie 2, ELEC2700 – Hyperfréquences. Cours de février 2002
- [41] **R.Badoual, Ch.Martin, S.Jacquet**, « *Les Micro-ondes. circuits, microrubans, fibres* », Tome1, 2eme édition, Masson(1993).
- [42] **T.C. Edwards**, « *Conception des circuits micro ondes* », Collection Technologies, Sérieélectronique ,Masson, 1984.
- [43] **N. Engheta, D. L. Jaggard and M. W. Kowarz**, « *Electromagnetic waves in Faraday chiral media* », IEEE Trans.Antennas Propagation, AP-40(4), 367-374 (1992).
- [44] **Clifford M. Krowne**, « *Electromagnetic Properties of Nonreciprocal Composite Chiral-Ferrite Media* », IEEE Transactionson Antennas and Propagation, Vol.41, N°.9, pp.1289-1295, September 1993.
- [45] **Cheng-Wei Qiu, Hai-Ying Yao, Le-Wei Li, and Tat-Soon Yeo**, « *Waves in magnetoelectrically chiral media: propagation, impedance, and negative refraction* » Physical ReviewB75, 155120, (2007).
- [46] **Cheng-Wei Qiu, Hai-Ying Yao, Le-Wei Li, and Saïd Zouhdi**, « *Properties of Faraday chiral media : Green dyadics and negative refraction* », Physical Review B74, 155110,(2006).
- [47] **Cheng-Wei Qiu, Hai-Ying Yao, Le-Wei Li, and Tat-Soon Yeo**, « *Routes to left-handed materials by magnetoelectric couplings* », Physical ReviewB75, 245214,(2007).
- [48] **Michael S. Kluskens and Edward H. Newman**, « *A Microstrip Line on a Chiral Substrate* »  
IEEE Transactionson Microwave Theory and Techniques, Vol.39, N°11, November 1991, pp.1889-1891.

- [49] **Oliver Reynet** « Métamatériaux à base d'éléments ferromagnétiques et électroniques », Thèse de doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale, Septembre 2003.
- [50] **M. E. Brodwin**, « Propagation in ferrite-filled microstrip », IRE Trans, p152-155, Microwave Theory Tech, 6, 1958
- [51] **K.C. GUPTA, R. GANG, J.J. BAHL**, « Microstrip Lines and Slotlines » Norwood (USA): Artech House Publishers, 2<sup>nd</sup> edition, 560 pages, 1996.
- [52] **Y. CLAVET**, « Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications » Thèse de doctorat en Electronique, 207 pages., Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2006.
- [53] **T.C. Edwards**, « Conception des circuits micro ondes » Collection Technologies série électronique, Masson, 1984.
- [54] **Paul F. Combes**, « Micro-ondes » Dunod, Paris, 1996.
- [55] **F. GARDIOL**, « Traité d'électricité Volume 13 : hyperfréquences ». Paris, 3<sup>ème</sup> édition, 440 pages, Dunod, 1991
- [56] **P F COMBES**, « Micro-onde, Cours et Exercices, Tome1, Lignes, guides et cavités » Paris, 374 pages, Dunod, 1996
- [57] **M. HÉLIER, M. NEY, C. PICHOT**, « Structures de guidage HF, Propagation et géométrie » Techniques de l'ingénieur, dossier E1170, 10 février 2003.
- [58] **K.C. GUPTA, R. GANG, J.J. BAHL**, « Microstrip Lines and Slotlines. » Norwood (USA), Artech House Publishers, 2<sup>nd</sup> édition, 560 pages, 1996.
- [59] **Lawrence Unterberger, Matt Commens** « An\_Introduction\_to\_HFSS\_Optimetrics ». pdf, pages 4 et 6
- [60] **Julien ÉMOND** « Contribution à l'étude des structures passives verre-silicium dans le domaine millimétrique » École doctorale : Mathématiques et STIC 2010.
- [61] **H. HASEGAWA, M. FURUKAWA, H. YANAI**. « Properties of microstrip Line on Si-SiO<sub>2</sub> system ». IEEE Trans. MTT, Vol. 19, No 11, pp. 869-881, 1971.
- [62] **D. M. POZAR**. « Microwave engineering ». New York : John Wiley & Sons, 2<sup>nd</sup> édition, 716 pages, 1997.
- [63] **Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster** « Microstrip Filters for RF/Microwave Applications » John Wiley & Sons, Inc, Edition 2001.

[64] M. PRASAD, A. SINGH GAUR, and all «Dispersion and Attenuation Characteristics of Suspended Microstrip Line on Multilayer Lossy Silicon substrate at 60 GHz» Infrared, Millimeter and Terahertz Waves 2008, 15-19 septembre 2008.