

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen -



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : système de télécommunication (ST)

Par :

Zouaoui Hanane

Sujet

Conception des structures originales des filtres à haute performances DGS de type Hilbert

Soutenu publiquement, le 30/09 /2020, devant le jury composé de :

Mlle F. LALLAM	Maitre de conférences (B)	Univ. Tlemcen	Présidente
Mr M. ABRI	Professeur	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mme K. KRIM	Doctorante	Univ. Tlemcen	Co-Encadrante
Mme H. BADAOU	Maitre de conférences (A)	Univ. Tlemcen	Examinatrice

Année universitaire 2019/2020

Dédicaces

A mes très chers parents

Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce qu'ils méritent pour tous les sacrifices qu'ils n'ont cessés de me donner depuis ma naissance. Je leur souhaite une bonne santé et une longue
vie

A mes très chers frères Abdel hafid et Omar

A tous mes cousins et A tous mes amis

Et à tous ceux que j'aime et qui m'aiment

Remerciement

Nous remercions tout d'abord, ALLAH qui nous a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Ce mémoire n'aurait pas été possible sans l'intervention, consciente, d'un grand nombre de personnes. Nous souhaitons ici les en remercier.

*Nous tenons à remercier vivement notre encadreur **Mr ABRI Mehadji** professeur à l'université Abou-Bakr Belkaïd qui a proposé le thème de ce mémoire, pour ses conseils et ses directives.*

*Nous remercions chaleureusement **Mme Krim Khadidja** doctorante à l'université Abou-Bakr Belkaïd cadre en Algérie Télécommunication pour tous ses conseils et ces aides malgré ses nombreuses tâches au sein de la société.*

Nous tenons également à remercier les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance, tout particulièrement :

***Mlle F. LALLAM** Maître de conférences classe B à l'Université de Tlemcen pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury de cette mémoire.*

*Nous souhaitons exprimer notre gratitude à **Mme H. BADAOU** Maître de conférences classe d'avoir accepté d'examiner ce travail.*

Nous les remercions vivement pour l'intérêt que vous avez porté à ce travail et pour les précieux conseils et remarques

Résumé

Cette thèse a été consacrée à la conception de différentes structures de filtres hautes performances basées sur la technologie DGS (Defected Ground Structure) de type Hilbert.

La technologie DGS est obtenue en gravant un certain motif dans le plan de masse métallique arrière qui perturbe la distribution du courant dans le sol et augmente donc l'inductance et la capacité effectives de la ligne de microbandes. Pour notre travail, nous avons gravé le plan de masse par la fonction Hilbert. Des résultats efficaces ont été obtenus en termes de filtrage.

Les différentes simulations ont été réalisées à l'aide du simulateur CST Microwave Studio.

Mots clés: Filtre micro ruban, technologie DGS, simulation, CST Microwave Studio.

Abstract

This thesis was devoted to the design of various high performance filter structures based on DGS technology (Defected Ground Structure) the Hilbert type.

DGS technology is achieved by engraving a certain pattern in the rear metal ground plane which disrupts the current distribution in the ground, and therefore increases the effective inductance and capacitance of the micro strip line. For our work we engraved the ground plane by the Hilbert function. Efficient results were obtained in terms of filtering.

The different simulations were completed using the CST Microwave Studio simulator.

Keywords: Micro strip filter, DGS technology, simulation, CST Microwave Studio.

ملخص

تم تخصيص هذه الرسالة لتصميم العديد من هياكل المرشحات عالية الأداء بناءً على تقنية الأرض المعيبة من نوع توزيع هيلبرت. يتم تحقيق التقنية من خلال نقش نمط معين في المستوى الأرضي المعدني الخلفي مما يؤدي إلى تعطيل التيار في الأرض ، وهناك زيادة في الحث الفعال والسعة لخط الشريط الصغير.

لعملنا ، نقشنا مستوى الأرض بوظيفة هيلبرت. تم الحصول على نتائج فعالة من حيث التصفية. تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام جهاز المحاكاة

كلمات البحث: مرشح الشريط الصغير, تقنية الأرض المعيبة, محاكاة

Table des matières

LISTE DES FIGURES.....	5
LISTE DES TABLEAUX	9
LISTE DES ABREVIATIONS.....	11
INTRODUCTION GENERALE.....	13
CHAPITRE I.....	15
LES TECHNOLOGIES MICRO RUBAN	15
I. LES TECHNOLOGIES MICRO RUBAN.....	16
I.1 Introduction.....	16
I.2 Les technologies planaires	16
I.2.1 Définition	16
I.2.2 Les lignes trip laques	16
I.2.3 Les lignes à fente	16
I.2.4 Les lignes à ruban coplanaire	16
I.2.5 Les lignes micro ruban.....	17
I.2.5.1 Définition.....	17
I.2.5.2 Caractéristiques générales d'une ligne micro ruban	18
I.2.5.3 Approximation Quasi-TEM.....	18
I.2.5.4 Permittivité effective :	18
I.2.5.5 Impédance caractéristique d'une ligne micro ruban	19
I.2.5.6 Application sur les lignes micro ruban.....	19
I.2.5.7 Analyse de la ligne micro ruban	20
I.2.5.8 Les pertes dans une ligne micro ruban	21
I.2.5.9 Le choix du substrat d'une ligne micro ruban	23
I.3 Etude de la structure à défaut dans le plan de masse (DGS) sur une ligne micro ruban.....	23
I.3.1 Caractéristiques de DGS	24
I.3.1.1 Arrêter les effets de la bande	24
I.3.1.2 Impédance des caractéristiques élevées.....	24
I.3.1.3 Effet d'onde lente	25
I.3.2 Exemple d'application du DGS [16].....	25
I.4 Conclusion	28
CHAPITRE II.....	29
GENERALITE SUR LES FILTRES	29

Table des matières

II. GENERALITE SUR LES FILTRES	30
II.1 Introduction.....	30
II.2 Notion de filtrage.....	30
II.3 Définition d'un filtre.....	30
II.3.1 Filtres analogiques :.....	30
II.3.1.1 Les filtres passifs	30
II.3.1.2 Les filtres actifs.....	31
II.3.2 Filtres numériques.....	31
II.4 Classification des filtres	32
II.5 Caractéristiques d'un filtre.....	33
II.5.1 Fonction de transfert	33
II.5.1.1 Calcul de la sortie du filtre	33
II.5.1.2 Calcul de la réponse impulsionnelle du filtre	33
II.5.1.3 Calcul de la fonction de transfert	34
II.5.2 Réponse fréquentielle.....	34
II.6 Les filtres à base de méta matériaux [6]	35
II.6.1 Filtres basés sur des cellules alternées droite / gauche.....	35
II.6.2 Filtres passe-bande ultra-larges basés sur des cellules équilibrées	36
II.6.3 Méthodologie de conception des filtres passe-bande.....	37
II.7 Les filtres micro ruban avec DGS	37
II.7.1 Techniques de réduction de taille dans un filtre micro ruban avec DGS	37
II.7.2 Amélioration de la bande passante du filtre micro ruban avec DGS	37
II.7.3 Suppression et élargissement des harmoniques	37
II.7.4 Amélioration du couplage dans le filtre passe-bande en utilisant DGS	37
II.8 Filtre à défaut dans le plan de masse	37
II.9 Filtre à base d'Hilbert	38
II.10 Conclusion	42
III.RESULTATS ET DISCUSSIONS.....	44
III.1 Introduction.....	44
III.2 Présentation du simulateur CST	44
III.3 Le choix du substrat.....	44
III.4 Résultats de la simulation	45

Table des matières

III.4.1	Structure initiale	45
III.4.1.1	Etudes paramétriques	45
III.4.2	La deuxième structure.....	48
III.4.2.1	Etude paramétrique	49
III.4.3	La troisième structure.....	55
III.4.3.1	Etude paramétrique	56
III.4.4	La quatrième structure.....	63
III.5	Conclusion	73
CONCLUSION GENERALE		75

Liste des figures

Liste des figures

Figure 1: les quatre types ligne de transmission.....	17
Figure 2: Ligne micro ruban.....	17
Figure 3: Répartition de lignes de champ dans une ligne micro ruban.....	20
Figure 4: principe de l'approximation quasi TEM.....	21
Figure 5: La structure DGS proposé.....	25
Figure 6: (a) circuit équivalent de la cellule DGS. (b) simulation EM.	26
Figure 7 : (a) Trois têtes à fente DGS différentes fabriquées.	26
Figure 8: Types de filtres analogiques : (a): actif. (b): passif.	31
Figure 9: Types de filtres numériques. (a): filtre RIF. (b): filtre RII.....	32
Figure 10: Les différents types de filtres.....	32
Figure 11: fonction de transfert d'un filtre.	33
Figure 12: impulsion de Dirac. (a): unitaire. (b): décalé en temps.....	34
Figure 13: (a): Réponse en fréquence d'une ligne à gauche CPW basée sur SRR.....	35
Figure 14: Réponses de plusieurs structures formées par un nombre différent d'étages.	36
Figure 15: filtre passe bande ultra-large.....	36
Figure 16: (a) Modèle de filtre passe-bande composé d'inverseurs d'impédance et de résonateur shunt.	37
Figure 18: Le circuit RLC de modélisation de la cellule DGS unitaire [1].....	37
Figure 19: (a) Circuit RLC pour résonateur DGS de l'unité [18].	37
Figure 20: La géométrie des trous circulaires.	38
Figure 21: Formes géométriques des défauts étudiées.....	38
Figure 22: Diagramme schématique de la structure fractal d'Hilbert.....	39
Figure 24: La géométrie de la structure initiale. (a): vue global. (b): Vue on haut. (c) : Vue on bas.	45
Figure 25: Variation du coefficient de réflexion S_{11} par rapport au paramètre a	46
Figure 26: Variation du coefficient de transmission S_{21} par rapport au paramètre a	46
Figure 27: Coefficients de transmission et de réflexion de la structure initiale.....	47
Figure 28: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre t	47
Figure 29: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre t	48
Figure 30: Coefficients de transmission et de réflexion de la structure initiale.....	48
Figure 31: La géométrie de la deuxième structure. (a): Vue on haut. (b) : Vue on bas.	49
Figure 32: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre a	50
Figure 33: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre a	50
Figure 34: Coefficients de transmission et de réflexion de la deuxième structure.	51
Figure 35: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre t	51
Figure 36: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre t	52
Figure 37: Coefficients de transmission et de réflexion de la deuxième structure.....	52

Liste des figures

Figure 38: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dx .	53
Figure 39: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre dx .	53
Figure 40: Coefficients de transmission et de réflexion de la deuxième structure.	54
Figure 41: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dy .	54
Figure 42: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre dy .	55
Figure 43: Coefficients de transmission et de réflexion de la deuxième structure.	55
Figure 44: géométrie de la troisième structure. (a) : Vue en face. (b) : Vue en bas.	56
Figure 45: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dx .	57
Figure 46: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre dx .	57
Figure 47: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure.	58
Figure 48: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dy .	58
Figure 49: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre dy .	59
Figure 50: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure.	59
Figure 51: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre V .	60
Figure 52: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre V .	60
Figure 53: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure.	61
Figure 54: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre B .	61
Figure 55: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre B .	62
Figure 56: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure.	62
Figure 57: Géométrie de la quatrième structure. (a): Vue en haut. (b) : Vue en bas.	63
Figure 58: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre $B1$.	64
Figure 59: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre $B1$.	64
Figure 60: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure quatre.	65
Figure 61: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre B .	65
Figure 62: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre B .	66
Figure 63: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure quatre.	66
Figure 64: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dx .	67
Figure 65: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre $dx1$.	67
Figure 66: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure quatre.	68
Figure 67: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dx .	68
Figure 68: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre dx .	68
Figure 69: Coefficients de transmission et de réflexion de la quatrième structure.	69
Figure 70: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dy .	69
Figure 71: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre dy .	70
Figure 72: Coefficients de transmission et de réflexion de la quatrième structure.	70
Figure 73: Variation du coefficient de réflexion transmission par rapport au paramètre $dy1$.	71
Figure 74: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre $dy1$.	71

Liste des figures

<i>Figure 75: Coefficients de transmission et de réflexion de la quatrième structure.</i>	<i>72</i>
<i>Figure 76: Coefficients de transmission et de réflexion de la quatrième structure.</i>	<i>72</i>

Liste des tableaux

Liste des tableaux

<i>Tableau 1:Diélectriques utilisés dans la réalisation de substrat [13].</i>	<i>23</i>
<i>Tableau 2:Les valeurs correspondantes aux différents résonateurs DGS.</i>	<i>27</i>
<i>Tableau 3:Dimension en (mm) de la structure initiale.</i>	<i>45</i>
<i>Tableau 4:Dimension en (mm) de la deuxième structure.</i>	<i>49</i>
<i>Tableau 5:Dimension en (mm) de la troisième structure.</i>	<i>56</i>
<i>Tableau 6:Dimension en (mm) de la troisième structure.</i>	<i>64</i>

Liste des abréviations

Liste des abréviations

BPF: *Bas Pass Filter*

CIM: *Circuits Intégrés Micro-ondes*

CPW: *Coplanar waveguide*

CRSS: *Critical resolved shear stress*

CSRR: *Complementary SRR*

DSP: *Digital Signal Processing*

DGS: *Deffected Ground Structure*

EM: *Electromagnétique*

RF: *Radio Fréquence*

RIF: *Réponse Impulsionnel Finie*

RII: *Réponse Impulsionnel Infinie*

SFC: *SpaceFilingCurves*

SI: *Système International*

SRR :*Split-Ring Resonators*

UWBPF: *Ultra-Wide Band Pass Filter*

Introduction Générale

Introduction Générale

Ces dernières années, la recherche s'est énormément dédiée à l'étude des structures planaires. Elles sont ainsi utilisées pour la conception et la modélisation des filtres d'antennes, des coupleurs et de diviseurs de puissance. Les avantages de cette technologie sont le faible coût, la compacité et la légèreté. Les inconvénients sont la faible efficacité pour les basses puissances et l'augmentation de pertes dues au rayonnement non désiré.

Le domaine des hyperfréquences et des micro-ondes qui sont basées sur les structures planaires, a connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologiques. Le domaine d'application touche aujourd'hui différents domaines allant des applications professionnelles de haute précision comme les systèmes de navigation de télécommunications terrestres et spatiale, la télédétection, les radars (civils et militaires) et la radiométrie, communication hyperfréquence à des applications grand public comme la télévision, le téléphone mobile, la radiodiffusion, les systèmes d'alarmes et de sécurité.

Depuis plusieurs décennies, les concepteurs de filtres étudient leur miniaturisation ayant de bonnes performances. Plusieurs techniques ont été proposées pour réduire la taille des filtres tels que la technologie DGS.

La structure à défaut dans le plan de masse (DGS) est une façon d'accomplir la miniaturisation et de réduire la taille du filtre. Dans la littérature scientifique, il existe un certain nombre d'approches utilisant la technique de miniaturisation DGS.

Malgré la faiblesse de leurs bandes passantes étroites, les filtres micro rubans restent très utilisés en raison de leur faible coût de fabrication et de leur simplicité de conception.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la Conception des armatures originales des filtres à haute performances DGS de type Hilbert. Pour atteindre nos objectifs, notre mémoire sera organisé en trois chapitres et de la façon suivante :

Le premier chapitre est dédié à une étude théorique générale sur les technologies micro ruban, puis une description sera donnée pour le cas de la technologie DGS.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de quelques notions sur les filtres et les filtres à défaut de plan de masse DGS.

Dans le troisième chapitre nous allons étudier des cas pratiques de filtre micro ruban avec la technologie DGS de type Hilbert dans la bande des fréquences 1 à 10GHz, avec le simulateur CST microwave studio et à la présentation des résultats de conception.

Introduction Générale

Ce mémoire c'est terminé par une conclusion générale, des références bibliographiques sont rajoutées à la fin de ce document.

Chapitre I

Les technologies micro ruban

I. Les technologies micro ruban

I.1 Introduction

Le domaine des micro-ondes et des hyperfréquences qui sont basées sur les structures planaires, a connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologiques.

Les structures planaires constituent actuellement la technologie utilisée dans la plus part des dispositifs micro ondes dans la gamme des faibles et moyennes puissance. Ceci est dû à l'amélioration récente des caractéristiques électriques des substrats et la parfaite maîtrise de la technologie des circuits imprimés ainsi que la miniaturisation des circuits modulaires hautes fréquences.

I.2 Les technologies planaires

I.2.1 Définition

Les technologies planaires consistent à utiliser un substrat qui se présente sous la forme d'une plaque de diélectrique. Des fines couches métalliques sont déposées sur l'une ou les deux faces du substrat.

Les technologies planaires les plus couramment usitées sont:

I.2.2 Les lignes trip laques

Est une structure composée d'un ruban métallique mince pris entre deux diélectriques métallisés sur les faces externes. (Figure 1.a)

I.2.3 Les lignes à fente

Cette structure est constituée d'un substrat métallisé sur une seule face qui donne lieu à une fente de séparation ou une encoche étroite (figure 1.b). [1]

I.2.4 Les lignes à ruban coplanaire

La structure de la ligne coplanaire consiste en deux rubans métalliques qui reposent sur la même face d'un diélectrique (figure 1.c). [1]

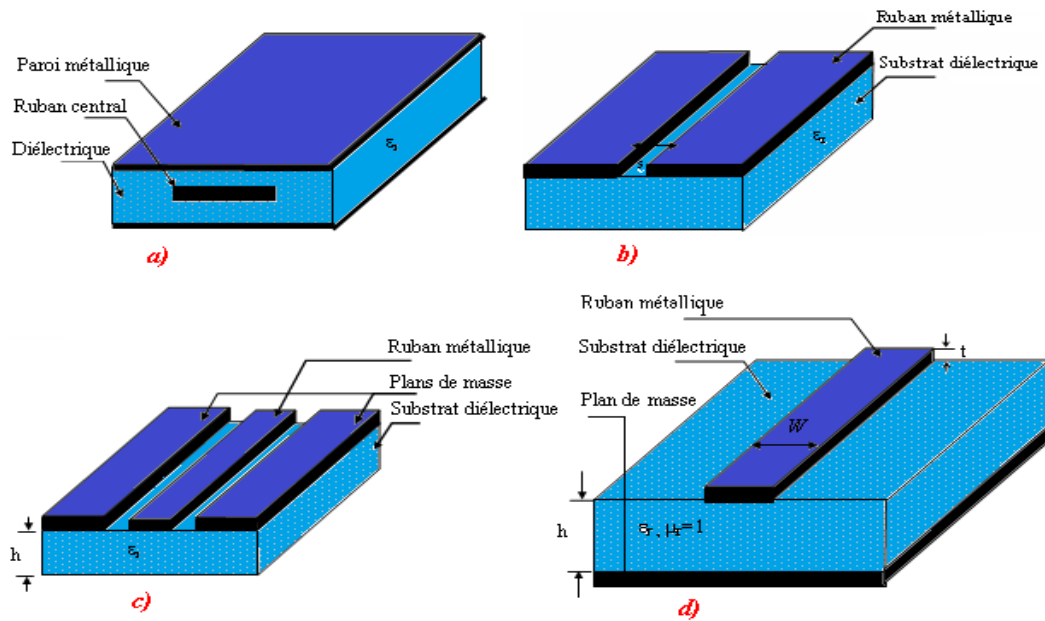


Figure 1: les quatre types ligne de transmission.

a) Ligne tri plaques. b) Ligne à fente. c) Ligne coplanaire. d) Ligne micro ruban.

1.2.5 Les lignes micro ruban

La technologie micro ruban demeure la structure planaire la plus utilisée pour la réalisation des dispositifs microondes et millimétriques, ceci grâce à la souplesse technologique qu'elle offre.

1.2.5.1 Définition

C'est une structure planaire constituée d'un ruban métallique mince et étroit déposé sur la première face de la plaque diélectrique, la deuxième face de ce dernier étant complètement recouverte de métal constituant un plan de masse. La structure générale d'une ligne micro ruban est illustrée dans la figure suivante :

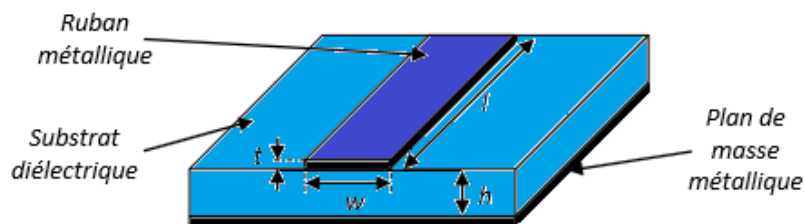


Figure 2: Ligne micro ruban.

Chapitre I : Les technologies micro ruban

La ligne micro ruban est un conducteur de largeur W et d'épaisseur t , distant d'un plan de masse d'une distance h . Le matériau séparant les deux conducteurs (le ruban conducteur et le plan de masse) a un constant diélectrique ϵ_r (figure 1.d).

La ligne micro ruban est réalisée à partir de techniques des circuits imprimés. Elle est utilisée dans la réalisation des circuits intégrés micro-ondes (CIM) et peut remplacer les guides d'ondes traditionnels pour toutes les applications à faibles puissances, comparés aux circuits à base de guide d'ondes, les circuits micro ruban sont plus légers et moins encombrants. [2]

1.2.5.2 Caractéristiques générales d'une ligne micro ruban

Les paramètres qui caractérisent la ligne micro ruban sont la vitesse de phase v_p , l'impédance caractéristique Z_0 , et les constants diélectriques effectifs ϵ_{eff} dépendent toutes de sa géométrie et du constant diélectrique relatif ϵ_r du substrat [3].

1.2.5.3 Approximation Quasi-TEM

La ligne micro ruban est constituée d'un milieu non homogène parce qu'elle constitue de deux milieux de propagation qui sont l'air et le substrat. Le mode de propagation dominant dans cette structure est le mode hybride, qui possède six composantes non nulles du champ électromagnétique. Les composantes longitudinales E_z et H_z peuvent être négligées en dessous de certaines fréquences, vu la faible amplitude, puisque cette dernière est nettement plus petite par rapport aux amplitudes des champs transverses E_t et H_t .

Le mode hybride dominant est alors remplacé par un mode Quasi-TEM. [4]

Par la méthode de la transformation conforme, Hammerstad en 1975 et Wheeler en 1977 ont établi des formules explicites pour ϵ_{re} . Nous avons utilisé pour nos calculs de permittivité effective les formules suivantes [5] :

1.2.5.4 Permittivité effective :

La discontinuité des milieux de propagation de la ligne micro ruban rend difficile l'étude et l'analyse de la structure. Une solution technique à ce problème électromagnétique consiste à introduire une nouvelle quantité nommée permittivité effective. Cette quantité est considérée constante pour les modes quasi-TEM, alors qu'elle dépend de la fréquence pour les modes d'ordres supérieurs. La détermination de la valeur exacte de la permittivité effective est un

Chapitre I : Les technologies micro ruban

point très important, puisque l'impédance caractéristique de la ligne est évaluée en fonction de cette quantité [4].

- Pour les bandes telles que $(\frac{w}{h}) \geq 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1)\left[\left(1 + 12\frac{w}{h}\right)^{-0.05}\right] \quad (I.1)$$

- Pour les bandes telles que $(\frac{w}{h}) \leq 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1)\left[\left(1 + 12\frac{w}{h}\right)^{-0.05} + 0.04\left(1 - \frac{w}{h}\right)\right] \quad (I.2)$$

Ces relations donnent une approximation meilleure que 1 lorsque $0.05 < \frac{w}{h} < 20$ et $\varepsilon_r \leq 16$

1.2.5.5 Impédance caractéristique d'une ligne micro ruban

Les expressions de l'impédance caractéristique d'une ligne micro ruban dépendent de la largeur w , la longueur L du ruban métallique, de sa permittivité effective du diélectrique et de l'épaisseur h du substrat hauteur. La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne micro ruban et comme suite :

- Pour les bandes telles que $(\frac{w}{h}) < 1$:

$$Z_C = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left[\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right] \Omega \quad (I.3)$$

- Pour les bandes telles que $(\frac{w}{h}) > 1$

$$Z_C = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right)\right]^{-1} \Omega \quad (I.4)$$

1.2.5.6 Application sur les lignes micro ruban

Plusieurs méthodes d'analyse des lignes de transmission existent, elles prennent en compte les paramètres des lignes de transmission dans un domaine de fréquence donné. Certaines méthodes d'analyse des circuits passifs sont plus rapides et s'appliquent dans des domaines de fréquences restreints comme les méthodes d'analyse quasi statiques. Ces méthodes ne prennent pas en compte la dispersion électromagnétique des lignes. D'autres méthodes

Chapitre I : Les technologies micro ruban

permettent une approche plus précise du fonctionnement des lignes et particulièrement à des fréquences supérieures à 20 GHz, elles reposent fréquemment sur des techniques variationnelles, plus lourdes à mettre en œuvre et font souvent appel à des simulateurs numériques. [6]

La ligne micro ruban a plusieurs avantages comme :

- ✚ la possibilité d'émettre des signaux en courant continu ou alternatif.
- ✚ Sa structure applicable pour des fréquences dépassant les GHz, et peut résister à des tensions et des niveaux de puissances hautes.
- ✚ La longueur d'onde de la ligne est considérablement réduite ce qui entraîne des dimensions des composants réparties relativement petites. [3]

I.2.5.7 Analyse de la ligne micro ruban

Pour la ligne micro ruban la propagation s'effectue en même temps dans le substrat de permittivité ϵ et dans l'air de permittivité égale à l'unité, c'est la raison principale de la difficulté de l'étude.

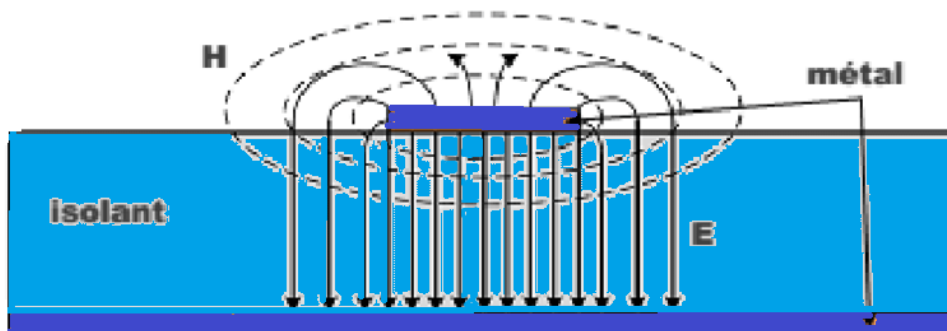


Figure 3: Répartition de lignes de champ dans une ligne micro ruban.

On peut remplacer la ligne micro ruban par une ligne équivalente homogène entouré par un milieu diélectrique de permittivité effective établie à partir des paramètres la caractérisant pour simplifier l'analyse.

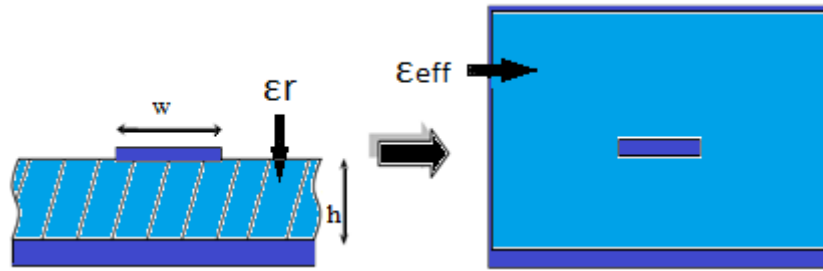


Figure 4: principe de l'approximation quasi TEM.

Il s'agit d'une propagation par modes hybrides ayant les six composantes du champ électromagnétique non nulles [6]. Dans le cas où la fréquence n'est pas élevée les composantes longitudinales du champ électromagnétique sont relativement faibles et peuvent être négligées, dans ce cas les ondes qui s'y propagent sont qualifiées d'ondes quasi-TEM. [2] Le mode de propagation ne peut pas être purement TEM, parce que le milieu de propagation est inhomogène

1.2.5.8 Les pertes dans une ligne micro ruban

L'atténuation des signaux au cours de leur propagation sur les circuits micro rubans est principalement due à trois causes : [7]

✚ **Les pertes diélectriques** : Ces pertes sont plus faibles que les pertes métalliques, elles dépendent des caractéristiques des substrats comme l'angle des pertes $\tan \delta$ qui est l'élément essentiel pour la définition des pertes diélectriques et la permittivité relative ϵ_r .

Ces pertes sont approximées par les relations suivantes :

$$\alpha_d = 4.43 \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \cdot \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \cdot \sigma_d \quad (1.5.a)$$

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \cdot \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_e} \cdot \frac{\tan \delta}{\gamma_0} \quad (1.5.b)$$

$\sigma_d = \omega \epsilon_0 \epsilon_r \tan \delta$ est la conductivité du diélectrique

$$\text{Avec } \tan \delta = \frac{\sigma}{\epsilon \omega} + \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad \text{et} \quad \epsilon = \epsilon'' + j\epsilon' \quad (1.5.c)$$

✚ **Les pertes métalliques** : Ces pertes dépendent de plan de masse et de la ligne qui sont composées d'un matériau avec une conductivité finie. Cette dernière va contribuer à l'atténuation de l'onde qui se propage le long de la ligne par un facteur α_c [6].

$$p \quad \frac{w}{h} \leq 1: \alpha_c = 1.38A \left(\frac{R_S}{hZ_C} \frac{32 - (\frac{w_e}{h})^2}{32 + (\frac{w_e}{h})^2} \right) \quad (I.6)$$

$$p \quad \frac{w}{h} \leq 1: \alpha_c = 6.110^{-5} A \frac{R_S Z_C \epsilon_e}{h} \quad (I.7)$$

Avec A et B facteurs donnés par :

$$A = 1 + \frac{h}{w_e} \left(1 + \frac{1}{\pi} L \frac{2B}{t} \right) \quad (I.8)$$

$$p \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2}: B = h \quad (I.9)$$

$$p \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2}: B = 2\pi \quad (I.10)$$

R_S est la résistance métallique du conducteur et elle est donnée par :

$$R_S = \sqrt{\pi \mu \rho f} \quad \text{Où } \rho \text{ la résistivité du conducteur.}$$

Z_C est l'impédance caractéristique de la ligne micro ruban.

w_e est la largeur équivalente de la ligne micro ruban.

Ces valeurs théoriques sont valables pour des conducteurs dont la surface est plane. [3]
L'affaiblissement sera plus grand pour les surfaces qui présentent des rugosités. En utilisant la formule approchée suivante, nous obtenons la limite supérieure de α_c en pratique :

$$\alpha_c = 8.686 \frac{R_S}{Z_C w} \quad (I.11)$$

✚ **Les pertes par rayonnement** : le rayonnement d'une ligne micro ruban est un effet parasite dû à la structure ouverte d'une telle ligne .la puissance rayonnée doit être minimisée lors de la conception du circuit pour éviter des couplages parasites. [3]

Pour que la fréquence soit élevée, il faut que le pourcentage de la puissance rayonné Soit plus important que la puissance incidente.

Chapitre I : Les technologies micro ruban

D'après Hammerstad [8], pour une ligne micro ruban lorsqu'on utilise une impédance caractéristique de 50Ω les pertes par rayonnement sont approximativement proportionnelles à $\frac{(hf)^2}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

La fréquence limite au-dessus de laquelle plus de 1% de la puissance est rayonnée à l'extrémité d'une ligne ouverte est donnée par:[8]

$$f_M(MHz) = 2.14 \frac{(\epsilon_r)^{\frac{1}{4}}}{h(mm)} \quad (I.12)$$

1.2.5.9 Le choix du substrat d'une ligne micro ruban

Le substrat est défini par des propriétés :

- ✚ Mécaniques : état de surface, rigidité.
- ✚ Diélectrique : pertes, constante diélectrique.
- ✚ Thermiques : dissipation, résistance à chaleur.

Le choix de l'épaisseur du substrat est lié à plusieurs considérations telles que [9]:

- ✚ Plus l'épaisseur h est grande, les pertes dans une impédance caractéristique sont faibles.
- ✚ Lorsqu'on augmente l'épaisseur h du substrat on a entraîné d'augmenter la largeur du ruban w . La ligne risque de travailler on guide d'ondes et c'est un fait indésirable.
- ✚ Enfin, pour diminuer le rayonnement, on est amené à limiter l'épaisseur h . [10]

<i>Substrat</i>	<i>Permittivité</i>
Téflon	2.1
Silice	3.78
Alumine	9.6

Tableau 1: Diélectriques utilisés dans la réalisation de substrat [13].

1.3 Etude de la structure à défaut dans le plan de masse (DGS) sur une ligne micro ruban

La Structure à défaut dans le plan de masse (DGS : defected ground structure en anglais), veut tout simplement dire qu'un défaut de configuration périodique ou non périodique gravé

dans le plan de masse. Il est généralement considéré comme une anomalie d'un puits de courant parfaitement conducteur, mais cela ne rend pas le plan de masse défectueux. En fonction de la forme et des dimensions du défaut, la répartition du courant blindé dans le plan de masse est perturbée. Cette perturbation modifie les caractéristiques du circuit micro ruban comme la capacitance et l'inductance. Tout défaut introduit dans le plan de masse d'un circuit micro ruban entraîne une augmentation de la capacité effective et de l'efficacité. Cela montre la propriété de résonance du DGS qui permet de trouver des applications dans un certain nombre de circuits hyperfréquences tels que les filtres, les antennes et les amplificateurs.

En outre, DGS montre un effet d'onde lente qui permet une réduction de taille considérable requise pour la conception du système. La forme peut être changée de forme simple à compliquée pour une meilleure performance [11].

1.3.1 Caractéristiques de DGS

En raison d'effets des circuits passifs et actifs, DGS trouve de nombreuses applications dans ces derniers. Puisque chaque structure DGS a ses caractéristiques distinctives, l'utilisateur doit sélectionner l'un approprié pour une application donnée, par exemple, la suppression des harmoniques indésirables peut être réalisée en plaçant le modèle DGS correspondant qui réalise cette fonctionnalité de circuit souhaitée [12].

Les effets d'écart de bande est l'amélioration des caractéristiques de la bande de rejet et le rejet de certaines bandes de fréquences provoquer par DGS. Ces structures peuvent considérer comme un filtre bande rejetée.

1.3.1.1 Arrêter les effets de la bande

La bande d'arrêt est avantageux pour filtrer les signaux de fuite, les signaux parasites et les ondes de surface indésirables. L'utilisation de DGS progresse l'opération de filtrage grâce à: rendre la bande de transition plus nette et progresser les caractéristiques de la bande passante, en plus d'obtenir une réponse de bande d'arrêt plus large.

1.3.1.2 Impédance des caractéristiques élevées

Dans la structure micro ruban classique, l'impédance caractéristique est souvent entre 100 à 130. En gravant DGS sur le terrain, il est possible pour le concepteur d'augmenter l'impédance de la ligne micro ruban à un niveau supérieur à 200 [13] car il peut également trouver des applications dans des systèmes numérique.

1.3.1.3 Effet d'onde lente

C'est l'effet qui joue un rôle majeur dans la réduction de la taille. La discontinuité introduite dans le chemin du courant augmente l'impédance de la ligne entraînant un ralentissement de l'onde électromagnétique [14]. Les lignes de transmission avec DGS ont une impédance beaucoup plus élevée et un facteur d'onde lent augmenté que les lignes conventionnelles. Par conséquent, avec ces propriétés, la taille du circuit peut être réduite, par exemple un amplificateur hyperfréquence et des coupleurs [15].

1.3.2 Exemple d'application du DGS [16]

Le DGS proposé est composé de quatre bras capacitifs, qui sont connectés à une fente rectangulaire (correspond à une inductance). Le tout est gravés sur le fond du substrat comme indiqué sur la figure 5.

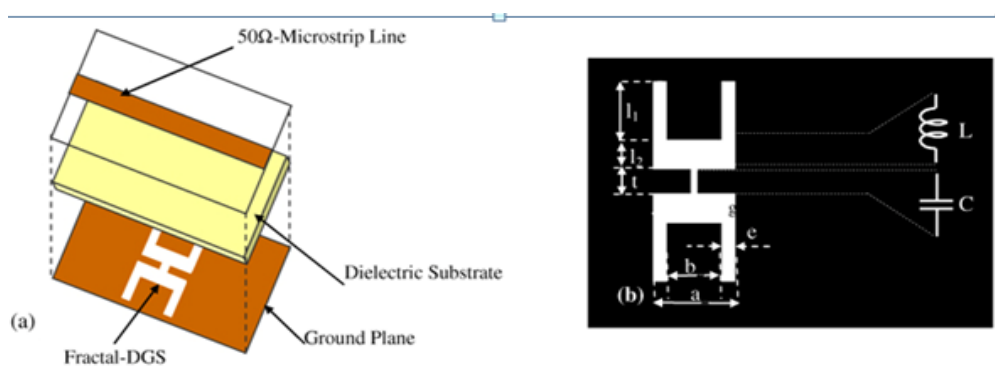


Figure 5: La structure DGS proposé

(a) Vue en 3D d'une cellule DGS. (b) Forme d'unité DGS gravé dans le plan de masse d'une ligne micro ruban.

L'unité DGS se forme de deux têtes en H sont reliées entre elles par un canal fente (correspond à une capacité) de largeur 0,6 mm comme le montre la figure 5.

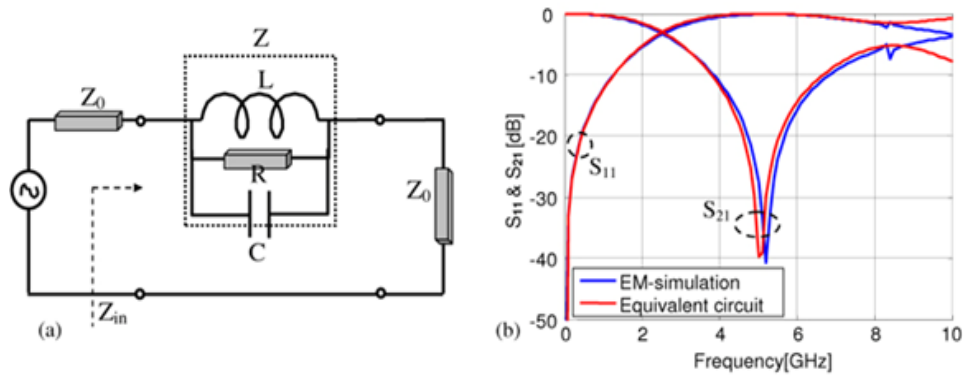


Figure 6:(a) circuit équivalent de la cellule DGS. (b) simulation EM.

La fente H agit dans le plan de masse comme un circuit résonnant parallèle, il peut être modélisé par un circuit LC (figure 6.a).

$Z_c = 50 \Omega$: l'impédance caractéristique de la ligne.

$\epsilon = 3.38$: la constante diélectrique du substrat.

$h = 0.813 \text{ mm}$: l'épaisseur du substrat.

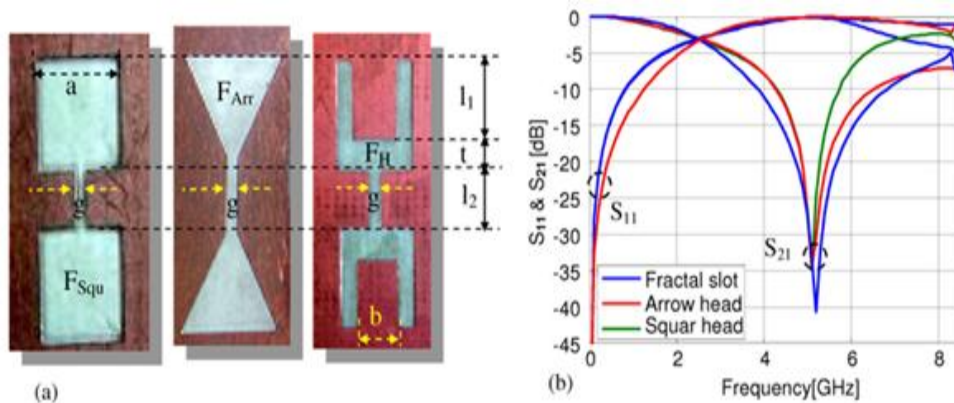


Figure 7 :(a)Trois têtes à fente DGS différentes fabriquées.

(b) les résultats de simulation des différentes cellules DGS.

La cellule DGS est simulée à l'aide de Microwave Office et les résultats obtenus sont représentés sur la figure (6.b). Il montre la caractéristique d'un filtre passe bas unipolaire.

Les valeurs correspondantes aux différents résonateurs DGS sont indiquées dans le tableau :

Square head	Arrow head	H-head
$l_1 = 5$	$l_1 = 5$	$l_1 = 5$
$l_2 = 5$	$l_2 = 3$	$l_2 = 3 ; b=3.2$
$g=0.6, a=5$	$g=0.6$	$g=0.9, t=2$
$f_{squa} = 40\text{mm}^2$	$f_{arrow} = 37.5\text{mm}^2$	$f_H = 28.2 \text{mm}^2$

Tableau 2: Les valeurs correspondantes aux différents résonateurs DGS.

Les valeurs de L, C et R peuvent être calculées en utilisant:

$$Y = \frac{1}{R} + j2\pi \left(fC - \frac{1}{4\pi fL} \right) \quad (\text{I.13})$$

$$Z = \left[\frac{1}{R} + j2\pi \left(fC - \frac{1}{4\pi fL} \right) \right]^{-1} \quad (\text{I.14})$$

À l'aide de la théorie des circuits, les coefficients de transmission sont calculés comme suit:

$$S_{12} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}ZZ_0^{-1}} = \left[1 + \frac{1}{2}ZZ_0^{-1} \right]^{-1} \quad (\text{I.15})$$

$$\text{Pour } R \gg Z_0 \Rightarrow Z = \left[j2\pi \left(fC - \frac{1}{4\pi fL} \right) \right]^{-1} \quad (\text{I.16})$$

$$|S_{12}| = \left[1 + (2Z_0)^{-2} \left(4\pi^2 \left(\frac{1}{4\pi^2 fL} - fC \right)^2 \right)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I.17})$$

À la fréquence de résonance, la relation entre LC et ω_0 est définie comme suit:

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (\text{I.18})$$

En remplaçant le résultat de l'équation. (I.18) dans l'équation. (I.17), donne:

$$|S_{12}| = \left[1 + (2Z_0)^{-2} \left(\frac{L(\omega\omega_0)^2}{\omega(\omega_0^2 - \omega^2)} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \right]_{\omega=\omega_c} \quad (\text{I.19})$$

$$L = \frac{2Z_0}{\omega_0^2} \left[\frac{(\omega_0^2 - \omega_c^2)}{\omega_0} \right] \quad (\text{I.20})$$

En remplaçant l'équation (I.20) dans l'équation (I.18), donne:

$$C = \frac{1}{2Z_0} \left[\frac{\omega_c}{(\omega_0^2 - \omega_c^2)} \right] \quad (\text{I.21})$$

La résistance R dans le modèle de circuit équivalent est mieux adaptée autour de la fréquence de résonance ω_0 . Dans ce cas, l'impédance équivalente est $Z = R$. équation(I.14) et l'affaiblissement de transmission S_{12} est :

$$S_{12}|_{\omega=\omega_0} = \left[1 + \frac{1}{2} R Z_0^{-1} \right]^{-1} \Rightarrow R = 2Z_0 \left[(S_{21}|_{\omega=\omega_0})^{-1} - 1 \right] \quad (\text{I.22})$$

Les valeurs de f_0, f_c et $S_{12}|_{\omega=\omega_0}$ sont facilement extraits de la courbe de simulation EM de l'élément DGS.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement les technologies planaires les plus couramment usitées (la ligne coplanaire, la ligne triplaque, la ligne à fente et la ligne micro ruban). Puis nous avons parlé des technologies micro ruban, nous avons également décrit la ligne micro ruban, ces caractéristiques générales (permittivité diélectrique, impédance caractéristique et approximation Quasi-TEM), et ces applications.

Par la suite, nous avons expliqué brièvement la structure à défaut dans le plans de masse(DGS) et ces caractéristiques.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation de quelques notions de filtrage et des filtres micro ruban.

Chapitre II

Généralité sur les filtres

II. Généralité sur les filtres

II.1 Introduction

Les filtres hyperfréquences présentent un rôle très important pour le domaine des télécommunications modernes. Ils ont de larges applications (audio, vidéo, télécommunications sans fil, instrumentation, radars et les systèmes à micro-ondes.) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter le brouillage des systèmes les uns par rapport aux autres.

II.2 Notion de filtrage

Le filtrage est une fonction présente dans tous les systèmes RF, sert à séparer, sélectionner ou éliminer certains éléments ou bien une bande de fréquences appelée la bande passante, pour y transmettre le signal et atténuer ce signal en dehors de cette bande passante.

II.3 Définition d'un filtre

Le filtre est un composant passif ou bien actif qui réalise des opérations en traitement du signal qui va modifier le contenu spectral d'un signal d'entrée en atténuant ou éliminant certaines composantes spectrales non désirées.

Les caractéristiques générales de la réponse typique du filtre, peuvent être passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande. On général on distingue deux grands types de filtres :

II.3.1 Filtres analogiques :

Les filtres analogiques s'appliquent à des signaux représentés sous forme analogique « signaux continus » [1]. Les filtres analogiques ont plusieurs avantages et les plus intéressants sont la miniaturisation, la simplicité de conception qui fait son faible coût et une bonne intégration avec d'autres composants. Leur potentiel inconvénient c'est bien la forte variation de la réponse fréquentielle en domaine des micro-ondes. [2]

Les filtres analogiques se divisent en deux types :

II.3.1.1 Les filtres passifs

Qui sont caractérisés par l'usage des inductances de haute qualité et des condensateurs (composants passifs). Ils sont utilisés actuellement pour les hautes fréquences. Les

Chapitre II : Généralités sur les filtres

réalisations les plus simples sont basées sur des circuits RC, RL, LC ou Circuit RLC, mais il est bien sûr permis d'augmenter la complexité du filtre et le nombre de composants.

II.3.1.2 Les filtres actifs

Les filtres actifs sont constitués de composant actif « tube électronique, transistor amplificateur opérationnel » et de condensateurs, de résistances. Ils sont moins encombrants, faciles à concevoir et moins coûteux que les filtres passifs mais restent limités en fréquence (< 1MHz à cause de l'AIL). Ils consomment plus et nécessitent une source alimentation. [3]

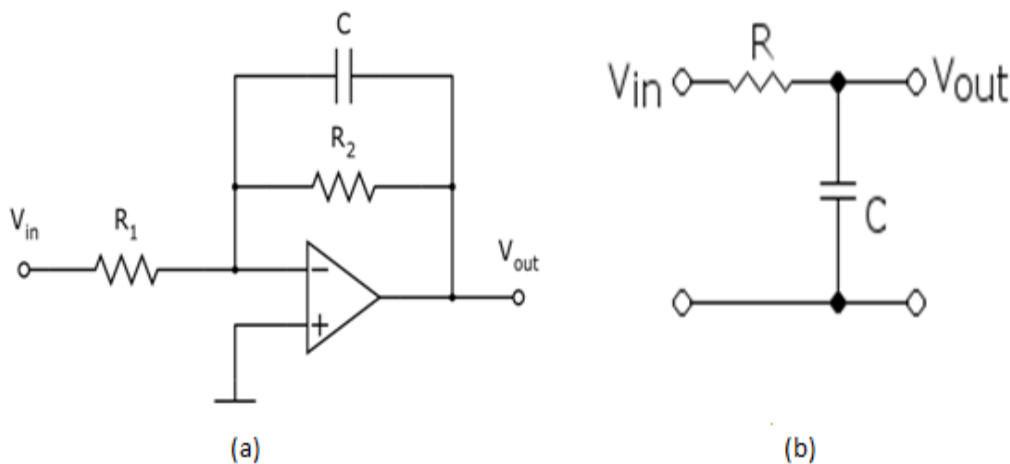


Figure 8: Types de filtres analogiques :(a): actif. (b): passif.

II.3.2 Filtres numériques

Un filtre numérique est un dispositif qui permet d'effectuer à l'aide d'une succession des opérations mathématiques un filtrage sur un signal discret qui peut avoir deux valeurs par exemple "0 et 1". Les filtres numériques sont réalisés à partir des circuits intégrés dont des processeurs programmables par exemple "D.S.P digital signal processing", soit par logiciel dans un ordinateur. [2]

Il y a deux grandes familles de filtres numériques on notera les filtres à réponse impulsionnelle finie "RIF" ou filtres non-récurrents et les filtres à réponse impulsionnelle infinie "RII" ou filtres récurrents [4].

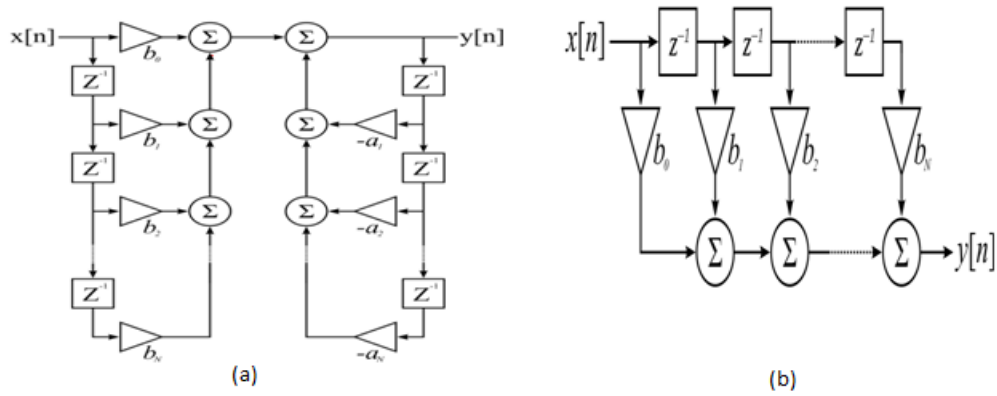


Figure 9: Types de filtres numériques. (a): filtre RIF. (b): filtre RII.

Avec : $x[n]$ Le signal d'entrée.

$y[n]$ Le signal de sortie.

Z^{-1} transformer en Z inverse.

a_n et b_n coefficients du filtre.

II.4 Classification des filtres

Les filtres sont caractérisés par le critère le plus important qui est la variation de l'amplitude en fonction de la fréquence et selon leurs réponses en fréquence. Figure 10 représente les différents types de filtres.

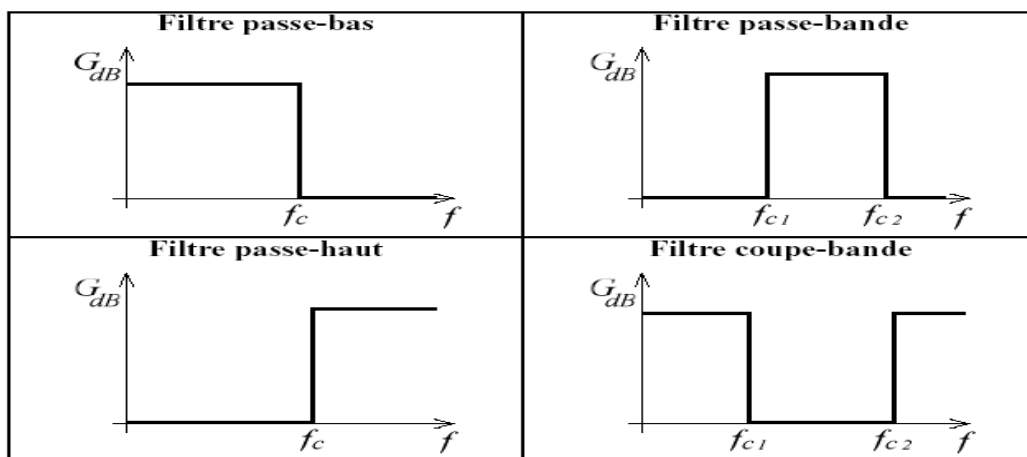


Figure 10: Les différents types de filtres.

II.5 Caractéristiques d'un filtre

II.5.1 Fonction de transfert

Un filtre est caractérisé par une fonction de transfert qui est une description du système ou la valeur dépend seulement de la fréquence du signal d'entrée, elle définit un modèle mathématique de la relation entre l'entrée et la sortie d'un système linéaire soit par un rapport de tension $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ ou bien en puissance $\frac{P_{out}}{P_{in}}$.

V_{out} : Tension de sortie.

V_{in} : Tension d'entrée.

P_{out} : Puissance de sortie.

P_{in} : Puissance d'entrée.



Figure II: fonction de transfert d'un filtre.

II.5.1.1 Calcul de la sortie du filtre

Pour calculer la sortie du filtre on va faire un produit de convolution entre le signal d'entrée $x(t)$ et la réponse impulsionnelle du filtre, $y(t)$ est exprimé par la relation suivante :

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (\text{II.1})$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) \cdot d\tau = \int_{\tau=-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (\text{II.2})$$

II.5.1.2 Calcul de la réponse impulsionnelle du filtre

Il est nécessaire de calculer la réponse impulsionnelle d'un filtre mieux comprendre leur comportement, dont il suffit d'injecter une impulsion de Dirac ou bien une impulsion unitaire décalé en temps à l'entrée du système exprimé par l'équation suivante :

$$\delta(t) * h(t) = h(t) \quad (\text{II.3})$$

$$\delta(t - t_0) * h(t) = h(t - t_0) \quad (\text{II.4})$$

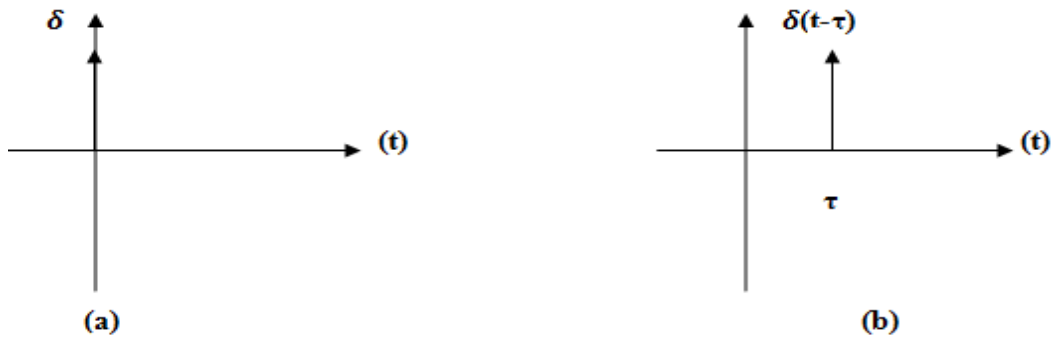


Figure 12: impulsion de Dirac. (a): unitaire. (b): décalé en temps.

II.5.1.3 Calcul de la fonction de transfert

On applique la transformée de Fourier de l'équation (II.1) on trouve :

$$Y(\omega) = X(\omega) \cdot H(\omega) \quad (\text{II.5})$$

De là on peut extraire la fonction de transfert facilement puisqu'on a un simple produit exprimer avec l'équation suivante :

$$S_{21}(\omega) = H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (\text{II.6})$$

II.5.2 Réponse fréquentielle

La seconde caractéristique essentielle c'est bien la réponse fréquentielle qui permet d'identifier la courbe donnant l'atténuation en fonction de la fréquence [5]. Nous devons passer par certains critères avant d'aborder les familles de filtres pour mieux comprendre les caractéristiques des courbes :

Bande passante : C'est l'étendue des fréquences entre lesquelles un signal à l'entrée passe à la sortie.

Bande atténuée : C'est l'étendue des fréquences où l'amplitude d'un signal est atténuée de sorte qu'il n'apparaît pas à la sortie.

Fréquences de coupure : Définies comme étant la fréquence pour laquelle la tension de sortie est atténuée de $\sqrt{2} \approx (0.707)$ par rapport à sa valeur maximale, à cette tension la puissance diminue de moitié. Les fréquences de coupure basse et haute définissent la bande passante.

II.6 Les filtres à base de méta matériaux [6]

La sélectivité en fréquence des lignes de transmission méta matériaux de type résonant suggère leur application en conception de filtre. De plus, la possibilité d'obtenir de tels des réponses larges au moyen de lignes équilibrées ouvre la porte à l'application de ces structures dans la conception de filtre large bande. Les caractéristiques des lignes peuvent être adaptées à certains étendue afin d'obtenir la réponse souhaitée. De plus, la position des zéros de transmission peut être définie pour éliminer les bandes parasites et contrôler le hors bande

II.6.1 Filtres basés sur des cellules alternées droite / gauche

L'une des premières stratégies appliquées dans la conception de filtres basés sur ces lignes de transmission était la combinaison de différentes cellules avec un comportement droite et gauche pour obtenir une réponse passe-bande [6–7]. Ces deux types de lignes présentent une transmission zéro au-dessus et en dessous de la première bande de transmission, permet d'obtenir un comportement passe-bande avec une coupure des deux côtés de la bande (figure 6). L'utilisation d'un seul type de cellule fournit un faible niveau de rejet.

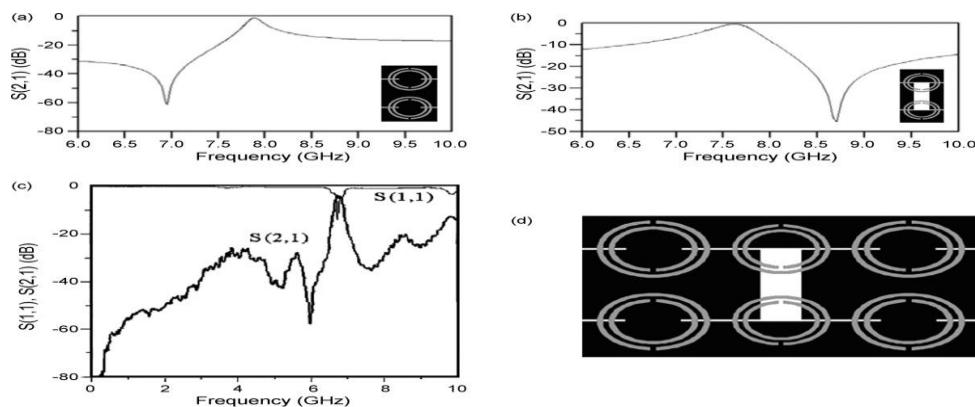


Figure 13:(a): Réponse en fréquence d'une ligne à gauche CPW basée sur SRR.(b): Réponse en fréquence d'une ligne droite CPW basée sur SRR.(c): Mesuré réponse en fréquence du filtre combinant une cellule élémentaire droite et deux cellules unitaires gauches.(d): Disposition du filtre combinant un droitier et un deux cellules unitaires gauches à l'un des bords de la bande.

Cette limitation peut être résolue en alternant les deux types de cellules expliquées. Cette stratégie peut être appliquée pour concevoir des filtres avec différentes largeurs de bande en utilisant soit des lignes de transmission coplanaires basées sur SRR [8, 9], soit des structures micro ruban basées sur CSRR. [10, 11,12].

II.6.2 Filtres passe-bande ultra-larges basés sur des cellules équilibrées

Le comportement droite / gauche composite basé sur la CSRR exposition de lignes de transmission, permet de concevoir des lignes équilibrées avec une large bande de transmission, qui peut être appliquée à la conception de filtres à large bande. Les cellules purement résonantes et hybrides peuvent être conçues pour être équilibré.

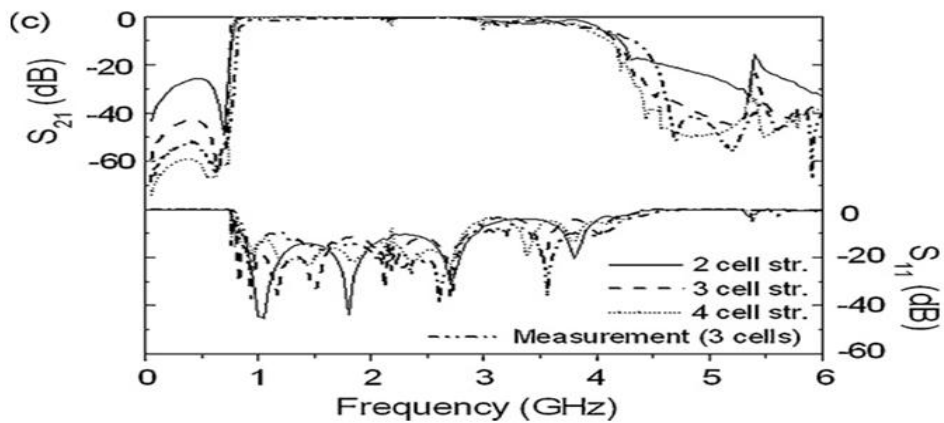


Figure 14: Réponses de plusieurs structures formées par un nombre différent d'étages.

La figure 14 montre la réponse de plusieurs dispositifs mis en œuvre dans la technologie micro ruban basée sur les modèles purement résonantes et formé de 2 à 4 cellules unitaires équilibrées. La figure 15 montre un filtre passe-bande ultra-large (UWBPF).

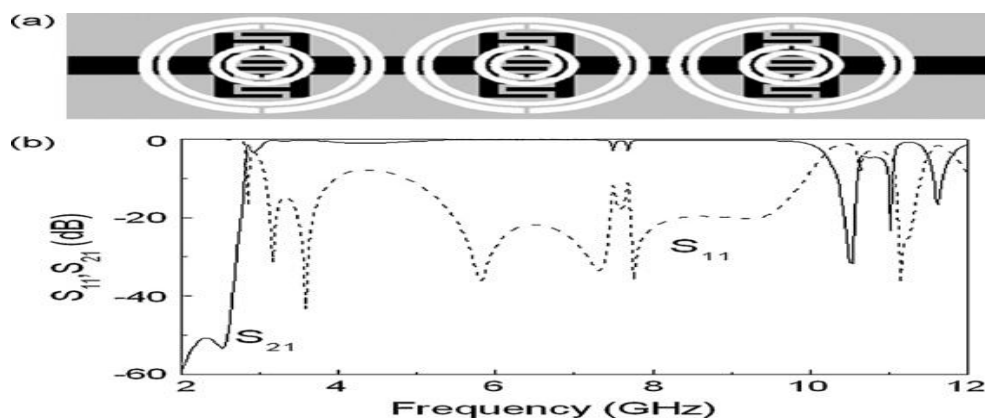


Figure 15: filtre passe bande ultra-large.

(a): Disposition d'un filtre UWBPF basé sur des cellules équilibrées contenant des CSRR supplémentaires pour contrôler la limite supérieure de la bande.(b): Réponse fréquentielle du filtre.

II.6.3 Méthodologie de conception des filtres passe-bande

La flexibilité de conception fournie par les cellules hybrides permet, non seulement la mise en œuvre de filtres UWBPF basé sur des lignes équilibrées, mais aussi la conception de filtres standards basés sur des lignes déséquilibrées. En 2006, une la méthodologie de conception de filtres passe-bande planaires basés sur les CSRR a été présentée pour la première fois [9]. De tels filtres peuvent être modélisés comme le montre la figure 9 (a) qui représente une cascade d'inverseurs d'admittance avec admittance normalisée $\bar{J}=1$ en alternance avec des résonateurs shunts accordés à la fréquence centrale du filtre.

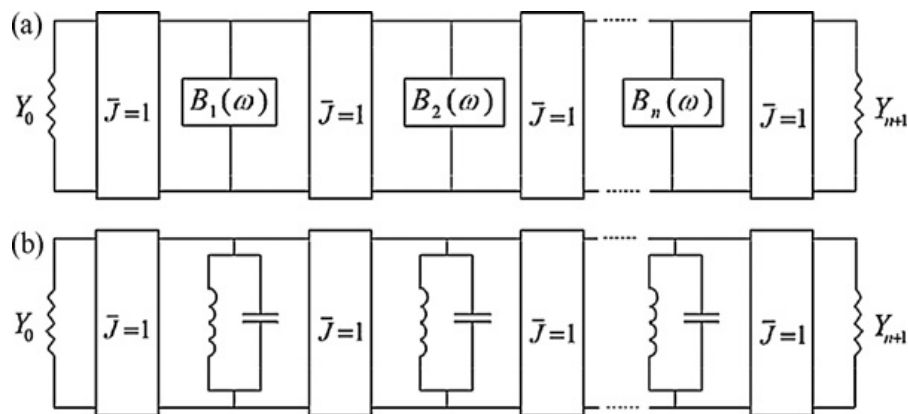


Figure 16: (a) Modèle de filtre passe-bande composé d'inverseurs d'impédance et de résonateur shunt. (b) Modèle de filtre passe-bande avec réservoirs résonants LC comme résonateurs shunt.

Ces résonateurs peuvent être des réservoirs résonants LC parallèles, donnant naissance au modèle représenté sur la figure 16 (b). Aussi longtemps que les admittances des éléments résonants appliqués dans la conception des filtres concordent avec celles des réservoirs LC du modèle, au moins autour de la résonance, l'approximation visée (Chebyshev et Butterworth) peut être appliquée dans la conception de filtres à bande passante limitée.

II.7 Filtre à défaut dans le plan de masse

Les applications des défauts dans le plan de masse trouvent de nombreux avantages en termes de miniaturisation et rejet des lobes secondaires. Ils ont été intensivement utilisés dans la conception des filtres micro-ondes.

La perturbation de la distribution du courant dans le plan de masse causée par le défaut modifie les caractéristiques de la ligne de transmission. Ces éléments, équivalents à des résonateurs, imposent des zéros de transmission, d'où leurs propriétés de sélectivité des

fréquences. Différentes géométries de défaut sont proposées. Citons les trous circulaires [9], [13], [14-15] (figure 8), carrés [19] et des fentes rectangulaires [20].

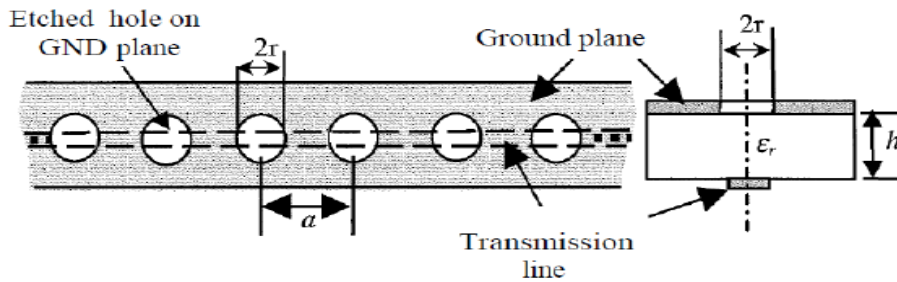


Figure 17: La géométrie des trous circulaires.

Afin d'augmenter les degrés de liberté, d'élargir la bande de rejection et de miniaturiser le filtre, des défauts plus complexes en forme de spirale [20], de double "U" [21], des anneaux CRSS et boucle à onde lente [22] ont été conçus. D'autres défauts planaires plus complexes en 2D gravés dans le plan de masse ont également été proposés dans la littérature scientifique. [22,8, 10].

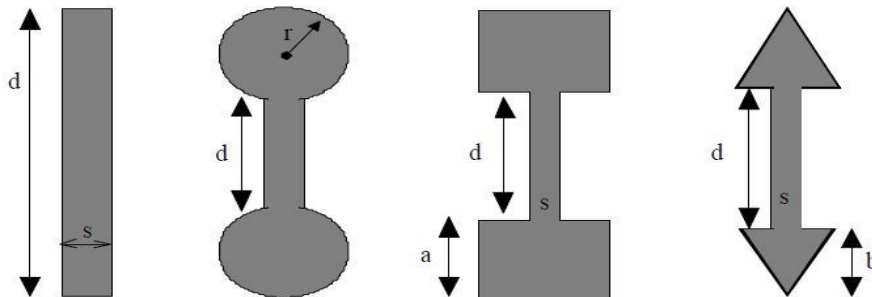


Figure 18: Formes géométriques des défauts étudiés.

Ces défauts ont été reportés sur de nombreux filtres en technologie micro ruban et quelques filtres en technologie coplanaire [11,9].

II.7.1 Filtre à base d'Hilbert

La géométrie fractale de Hilbert représente les courbes de remplissage d'espace (SFC). La composition de cette forme peut être préparée à partir d'une longue bande conductrice compactée dans un patch micro ruban. À mesure que l'itération de la courbe augmente, la courbe fractale de Hilbert peut remplir l'espace du patch. Il a été utilisé dans une grande variété de modèles de petits filtres [12] [23].

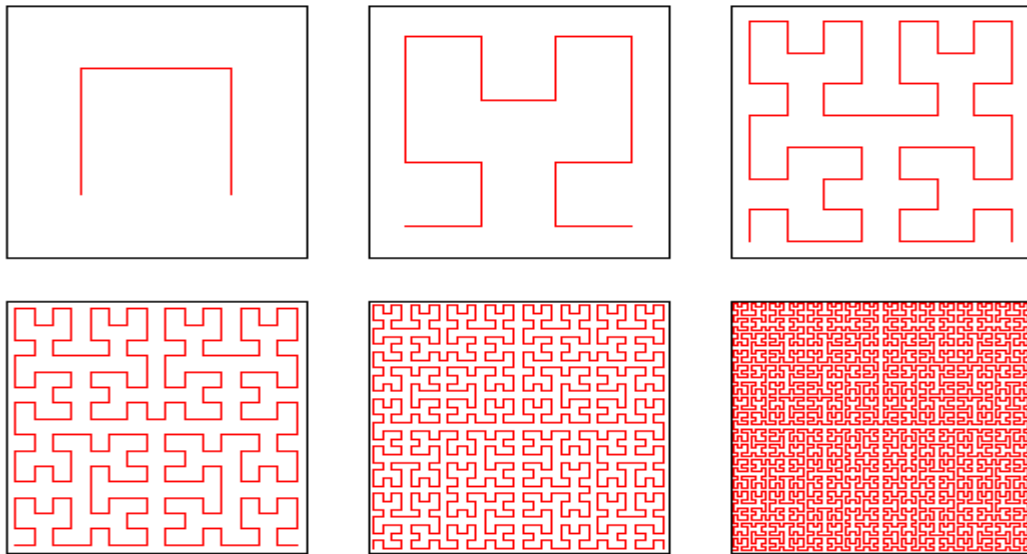


Figure 19: Diagramme schématique de la structure fractale d'Hilbert.

La courbe fractale peut convenir dans une section carrée de S comme côté externe. Pour un résonateur de Hilbert, construit à partir d'une fine bande métallique en forme de courbe d'Hilbert avec une dimension latérale S et une itération k , les segments de droite globaux $L(k)$ peuvent être calculés à partir de [12] :

$$L(K) = (2^k + 1)S \quad (\text{II.14})$$

En augmentant le niveau d'itération K de la courbe on réduit la taille de la grille élémentaire comme $s/(2^k - 1)$

L'espace entre les lignes diminue dans la même proportion et la longueur de la courbe augmente à mesure que (II.14)

Le but général de la conception de filtres utilisant la géométrie fractale de Hilbert est d'augmenter l'itération de la courbe fractale le plus possible afin de faire correspondre le résonateur dans une zone plus miniaturisée. D'autre part, il a été constaté lors de l'utilisation de résonateur micro ruban Hilbert, qu'il existe un compromis entre la miniaturisation et le facteur de qualité du résonateur. Pour un résonateur micro ruban, la largeur de bande w et l'espacement entre les bandes g sont les paramètres qui définissent relativement ce compromis [13] . Les deux w et g sont connectés avec le côté externe S et le niveau d'itération k ($k \geq 2$) par [12] :

$$S = 2^K(w + g) - g \quad (\text{II.15})$$

On peut conclure de (II.15) que des niveaux plus élevés d'itération fractale impliquent une valeur inférieure de la largeur du micro ruban, augmentant par conséquent les pertes dissipatives qui conduiront à une dégradation analogue du facteur de qualité [12].

II.7.2 Exemple : Filtre passe-bande micro ruban à large bande à base de talon fractal Hilbert [23]

Initialement, un filtre à double talon, agissant comme un filtre coupe-bande, est conçu avec les caractéristiques générales de la bande passante en utilisant des techniques de correspondance à double talon. Le substrat utilisé est un FR-4 avec perte avec facteur de dissipation diélectrique ou tangente de perte, $\tan \delta = 0,025$.

Les dimensions physiques du substrat et du talon sont les suivantes: $w_{su} = 32$, $l_{su} = 44$, $w_{st} = 13,5$, $l_{st} = 6$ et $w_1 = 3$ (le tout en millimètres). En outre, l'impédance caractéristique de la ligne micro ruban au port d'entrée / sortie est de 50Ω , c'est-à-dire $w_2 = 3$ mm.

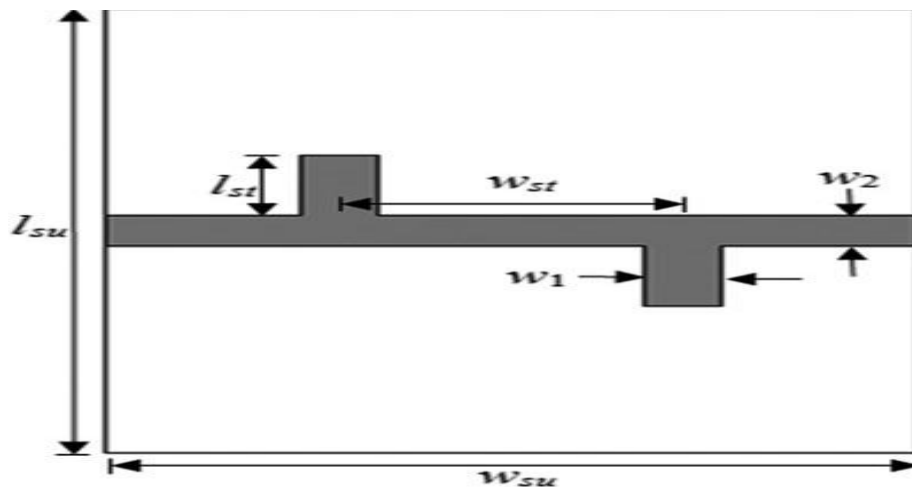


Figure 20: Disposition du filtre conventionnel à double tronçon

Un patch carré est d'abord intégré sur le double talon pour fournir correspondance d'impédance avec le tronçon, et une fente fractale de Hilbert est ensuite gravée sur le patch carré pour fournir une réponse crantée.

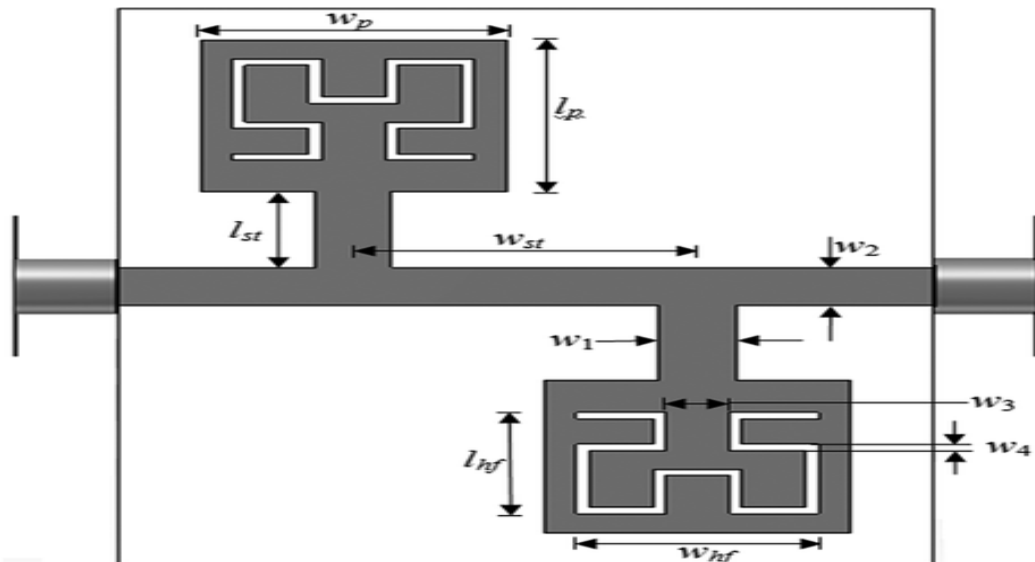


Figure 21: Disposition du filtre large bande fractal d'Hilbert.

Après optimisation, les valeurs des paramètres de conception correspondant au carré et à la fente fractale de Hilbert sont sélectionnées comme suit: $w_p = 12$, $l_p = 12$, $w_{hf} = 9,5$, $l_{hf} = 8$, $w_3 = 2,5$ et $w_4 = 0,5$ (tout en millimètres).

II.7.2.1 Vérification expérimentale

Conformément aux valeurs optimisées des paramètres de conception, le filtre a été fabriqué sur un substrat FR-4 avec perte. La taille du filtre à micro ruban fabriqué était de $32 \times 44 \text{ mm}^2$, et sa réponse en fréquence a été mesurée en utilisant un analyseur de réseau vectoriel Agilent N9917A Field Fox.

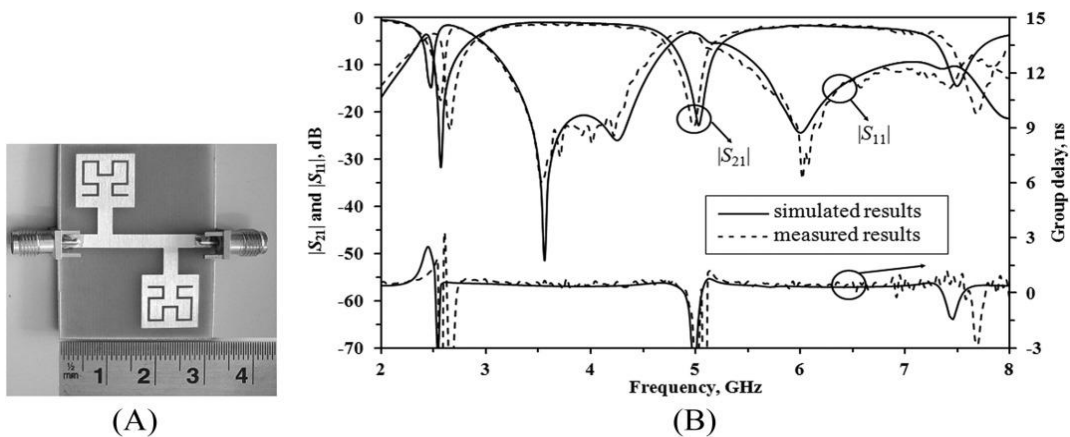


Figure 22:(a):photographie du filtre à large bande proposé. (b):réponses simulées et mesurées du filtre large bande

Les résultats simulés et mesurés du filtre proposé sont présentés sur la figure 3. Le filtre fabriqué a une bande passante mesurée de 2,9 à 7,3 GHz avec une largeur de bande

Chapitre II : Généralités sur les filtres

fractionnelle de 3 dB (FBW) d'environ 88%. De plus, le filtre a une bande crantée étroite de 4,82 à 5,08 GHz avec 10 dB FBW d'environ 5,2%. La fréquence d'encoche mesurée à 5 GHz montre un meilleur rejet de plus de 22 dB.

II.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les notions de filtre et filtrage (types, caractéristiques). Ensuite, nous avons parlé des filtres à base du méta matériaux, ainsi que les filtres DGS.

Les filtres micro rubans employés avec la technologie DGS présentent plusieurs avantages, dans notre travail nous allons graver le plan de masse par la fonction Hilbert qui représente les courbes de remplissage d'espace.

L'objectif du troisième chapitre est d'étudier et simuler quelques structures de filtre Hilbert.

Chapitre III

Résultats et discussions

III. Résultats et discussions

III.1 Introduction

La géométrie fractale de Hilbert représente les courbes de remplissage d'espace (SFC). La composition de cette forme peut être préparée à partir d'une longue bande conductrice compactée dans un patch micro ruban. À mesure que l'itération de la courbe augmente, la courbe fractale de Hilbert peut remplir l'espace du patch.

Dans notre travail nous allons introduire la technique à défaut dans le plan de masse connue par DGS (defected ground structure) et développer de nouvelles structures des filtres.

Dans ce chapitre nous allons étudier des cas de filtres avec la technologie DGS (Hilbert) dans la bande des fréquences 1 à 10GHz, tous nos travaux ont été effectués avec le simulateur CST Microwave Studio.

III.2 Présentation du simulateur CST

CST c'est l'abréviation de : Computer simulation technology, signifie « Simulation technologie assistée par ordinateur. A été fondé en 1992, ce simulateur électromagnétique est le résultat de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus précises et efficaces de calcul pour la conception électromagnétique. Le logiciel CST est un outil spécialisé de simulation électromagnétique de structure passives en 3-dimensions des composants à haute fréquence. il est basée sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales, en anglais "Finite Intégration Technique " .

III.3 Le choix du substrat

Le substrat utilisé pour la simulation de ces filtres est de type FR4 avec une permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$, tangente de perte $\tan \delta = 0.018$ et une épaisseur $h = 1.54\text{mm}$.

III.4 Résultats de la simulation

Dans ce travail, nous allons étudier des filtres micro ruban avec une gravure dans le plan de masse en utilisant la troisième itération de la fonction Hilbert.

III.4.1 Structure initiale

La structure initiale illustrée dans la figure.24 est constituée d'une ligne d'alimentation simple avec une largeur de 3.1mm et un plan de masse gravé par la fonction Hilbert à la troisième itération, séparés par le substrat FR4.

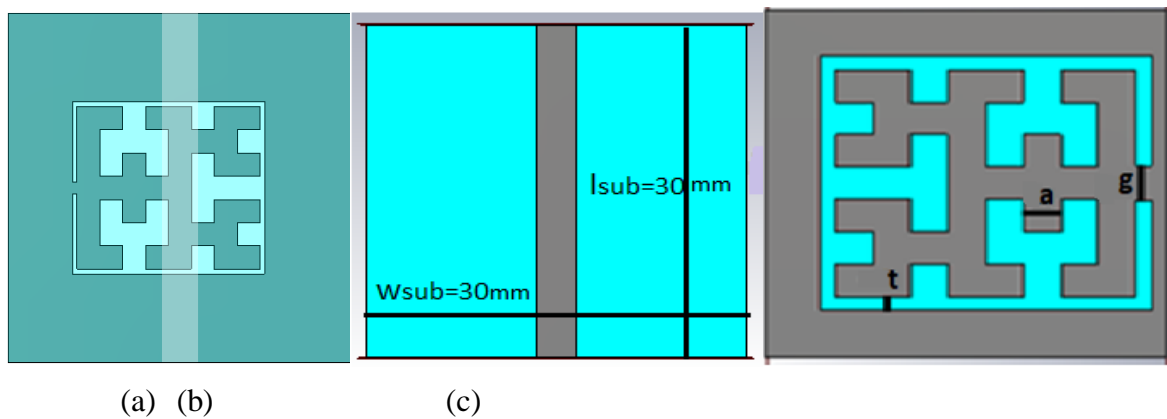


Figure 23: La géométrie de la structure initiale. (a): vue global. (b): Vue on haut. (c) : Vue on bas.

Paramètre	Dimension	Description
a	1.4	La largeur du gap Hilbert
g	1	Ouverture de l'anneau
w_1	3.1	La largeur de la ligne
t	0.4	Epaisseur de l'anneau

Tableau 3: Dimension en (mm) de la structure initiale.

III.4.1.1 Etudes paramétriques

Pour étudier les effets paramétriques sur la performance, nous allons changer les paramètres a et t respectivement, en fixant d'autres valeurs.

Chapitre III : Résultats et discussions

Influence de la largeur du gap

Nous allons varier la largeur du gap de 1 jusqu'à 2mm avec un pas de 0.2mm, en gardant les autres paramètres fixes. Les résultats de la simulation sont donnés dans les figures 25 et 26.

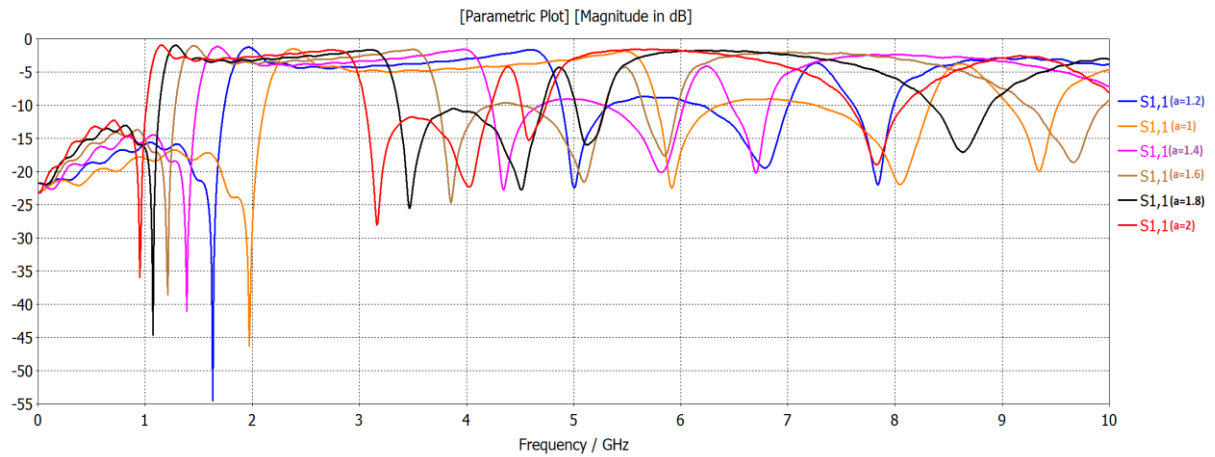


Figure 24: Variation du coefficient de réflexion S_{11} par rapport au paramètre a .

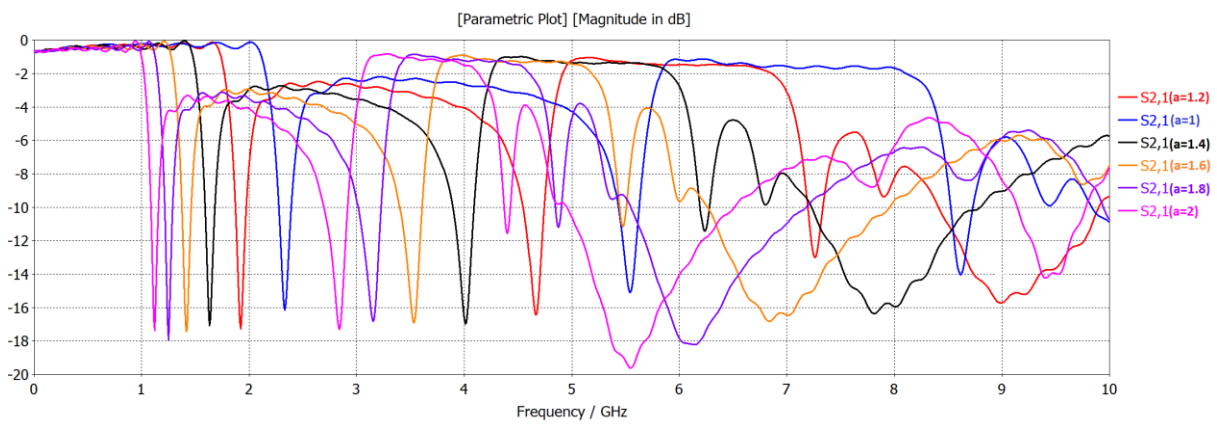


Figure 25: Variation du coefficient de transmission S_{21} par rapport au paramètre a .

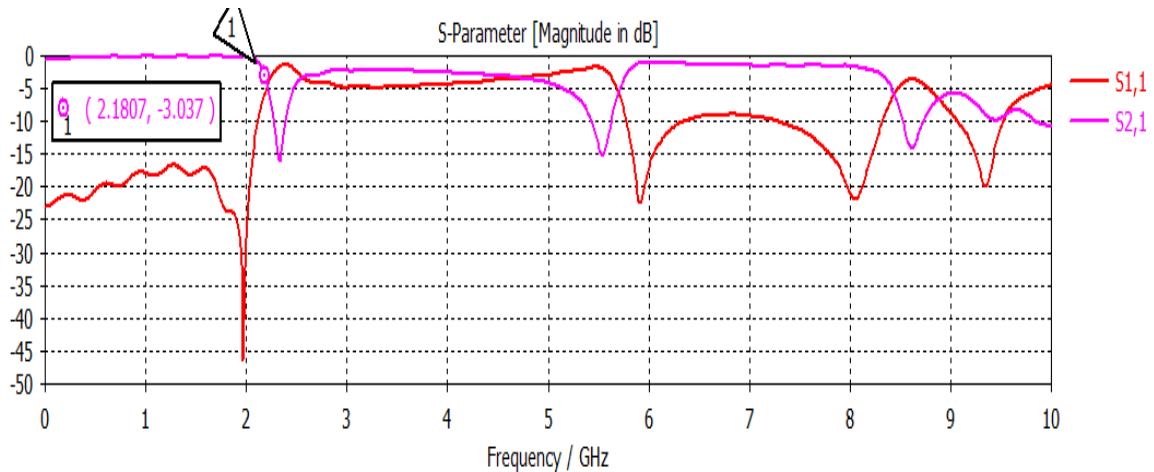


Figure 26: Coefficients de transmission et de réflexion de la structure initiale.

Après les simulations nous optons pour une valeur de a égale à 1.

La figure 27 montre les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en dB en simulant notre structure initiale pour la valeur de a choisie plus haut.

Les courbes de transmission et de réflexion montrent un comportement passe bas du filtre avec une bande passante de $[0, 2.18]$ GHz avec une fréquence de coupure de 2.18GHz à -3dB et une fréquence de résonance égale à 2GHz.

Pour cette structure le coefficient de réflexion allant jusqu'à -46dB et celui de transmissions presque nul.

+ Influence de l'épaisseur de l'anneau

Par la suite nous avons fixé le paramètre a , et varié l'épaisseur de l'anneau de 0.2 à 1.2mm avec un pas de 0.2mm. Les résultats de la simulation sont représentés dans les figures ci-dessous.

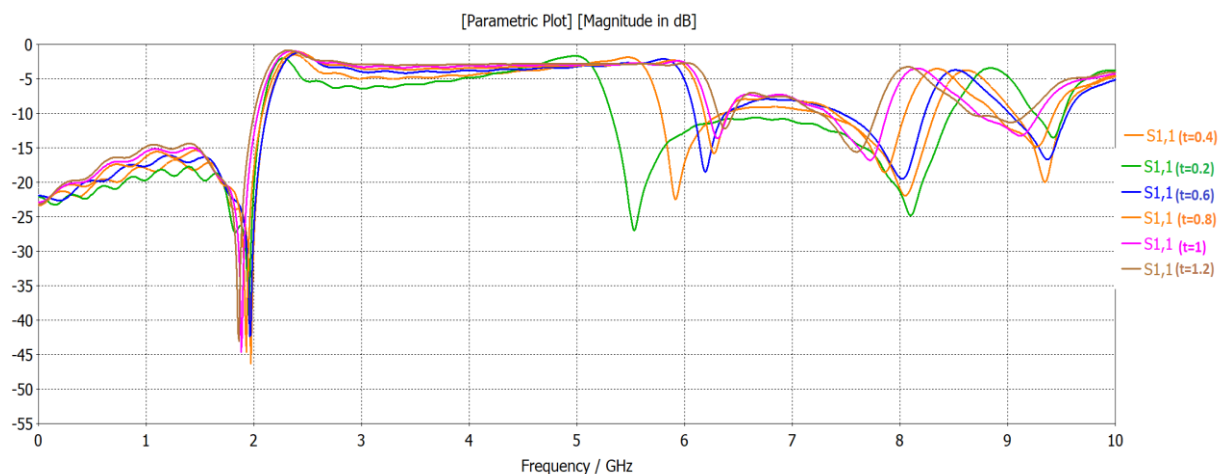


Figure 27: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre t .

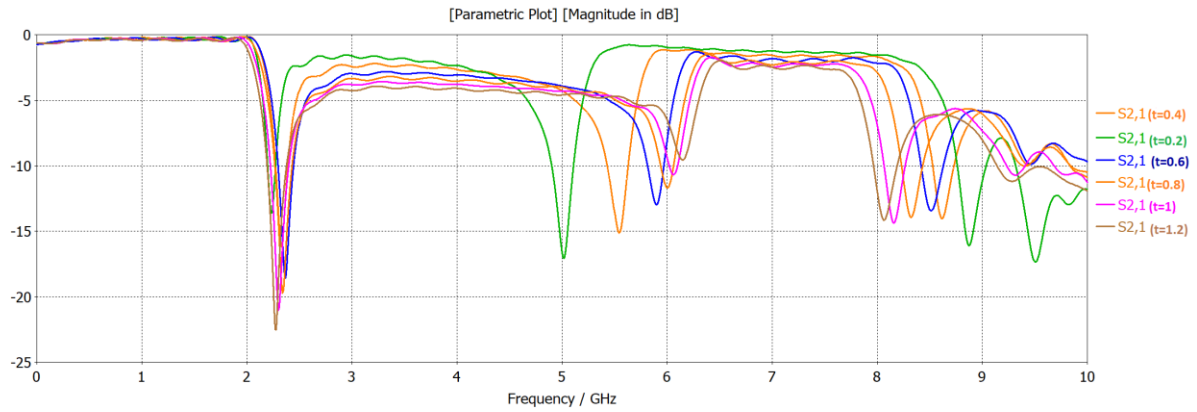


Figure 28: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre t .

Pour une valeur de $t=0.6$ nous obtenons la réponse suivante :

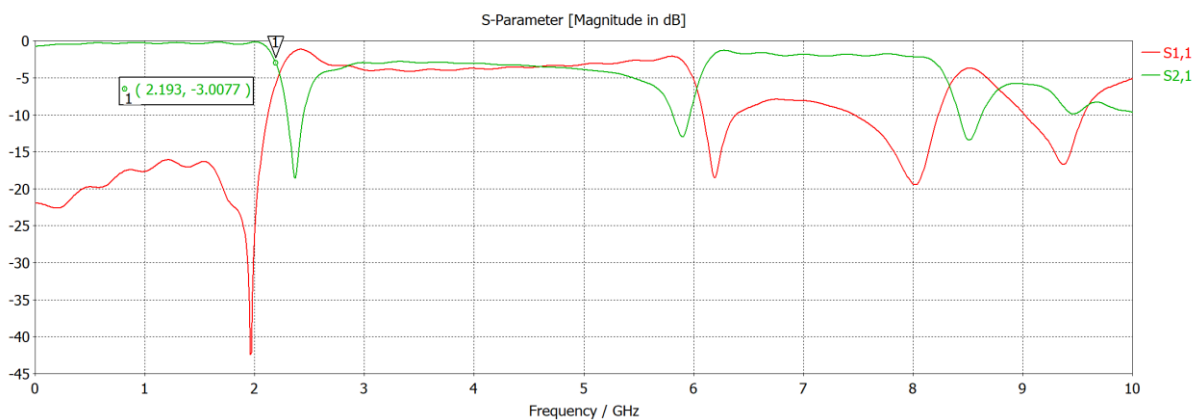
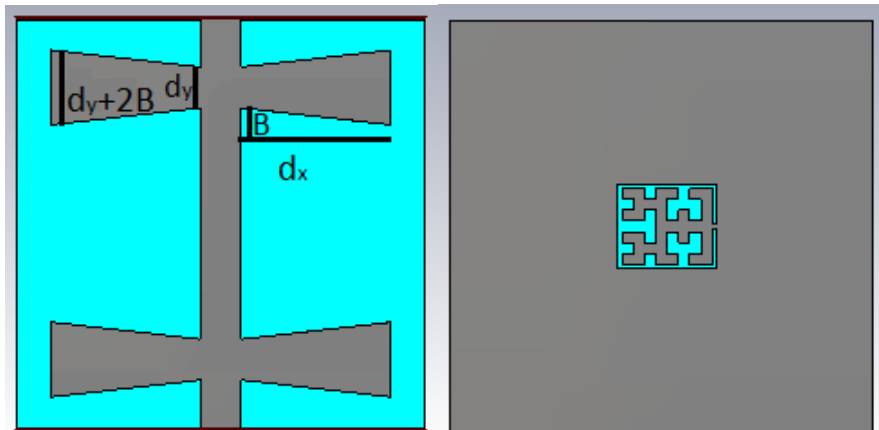


Figure 29: Coefficients de transmission et de réflexion de la structure initiale.

Sur la figure 30 nous remarquons bien que le filtre a presque les mêmes caractéristiques que le premier. Nous avons une bonne réflexion, qui atteint -40 dB autour de 2GHz. Nous remarquons aussi qu'avant cette fréquence le coefficient de transmission est pratiquement nul. La bande passante est de $[0, 2.19]$ GHz, la transmission commence à partir de la fréquence de coupure $f_c = 2.19$ GHz à -3 dB et une fréquence de résonance de 1.9GHz.

III.4.2 La deuxième structure

Pour améliorer notre structure initiale nous avons ajouté dans la ligne d'alimentation deux cellules de forme taperde longueur d_x et de largeur d_y, d_y+2B .



(a)(b)

Figure 30: La géométrie de la deuxième structure.(a): Vue on haut. (b) : Vue on bas.

Paramètre	Dimension	Description
a	2	La largeur du gap Hilbert
B	1.5	
d_x	11	La longueur du taper
d_y	1.5	La largeur du taper
g	1	Ouverture de l'anneau
t	0.6	Epaisseur de l'anneau
w_1	3	La largeur de la ligne

Tableau 4: Dimension en (mm) de la deuxième structure.

III.4.2.1 Etude paramétrique

On premier lieux nous allons prendre $B=0$, puis on varie la largeur du gap et l'épaisseur de l'anneau.

Influence de la largeur du gap

Variation du a de 1mm jusqu'à 2mm avec un pas de 0.2

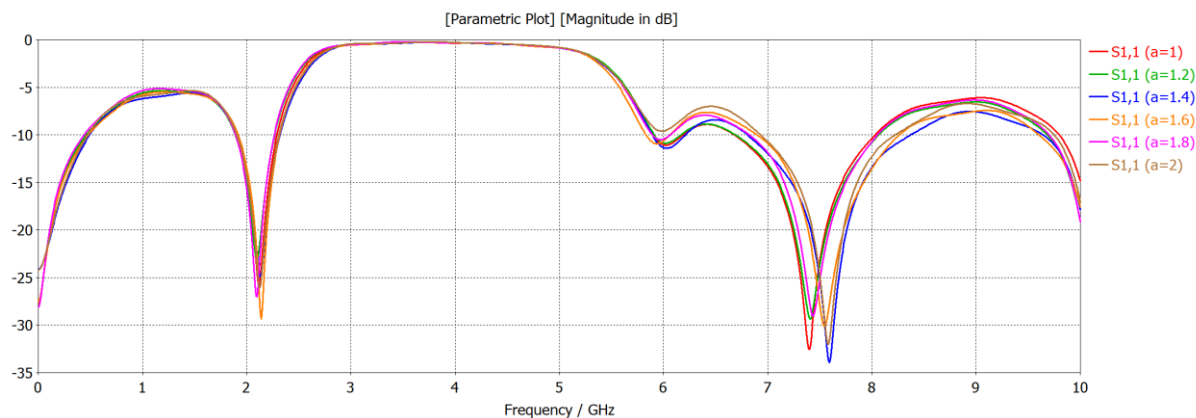


Figure 31: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre a .

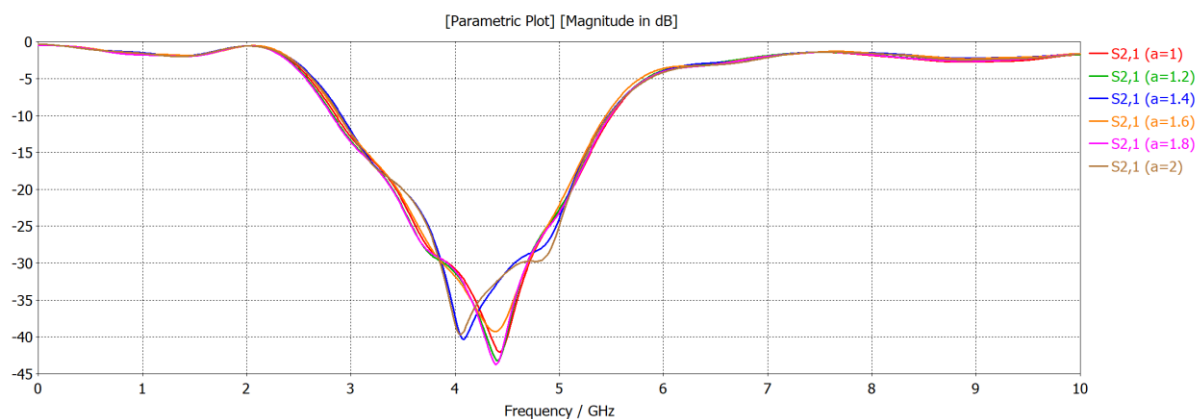


Figure 32: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre a .

Les figures 32 et 33 montrent l'influence des coefficients de transmission et de réflexion avec une variation de la largeur du gap. nous choisissons la valeur de a égale 1.4 qui permet un meilleur résultat.

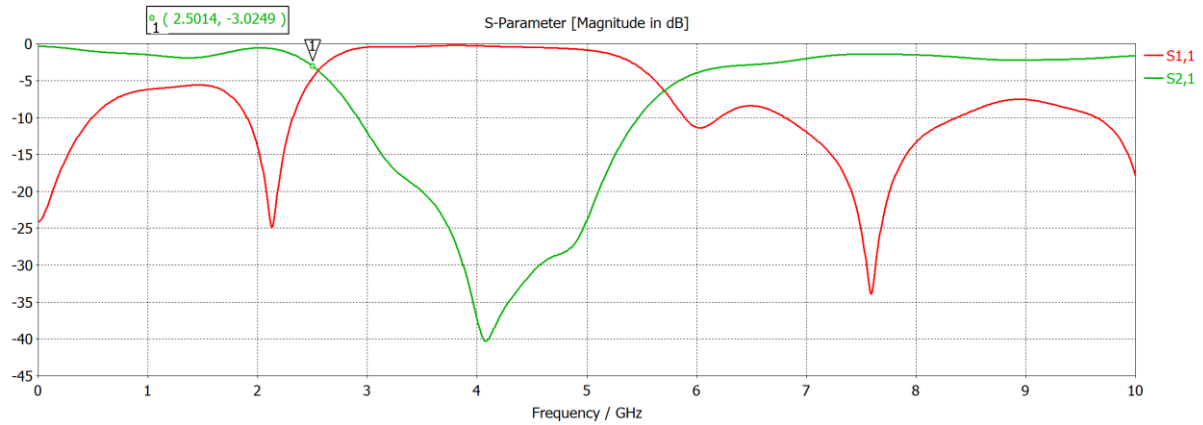


Figure 33: Coefficients de transmission et de réflexion de la deuxième structure.

Le résultat de réponse fréquentielle de la deuxième structure montre une amélioration par rapport à la première. la bande passante est de [0,2.5] GHz, la fréquence de coupure égale 2.5 GHz à -3 dB et la fréquence de résonance de 7.6 GHz.

On remarque une amélioration du coefficient de transmission autour de 0 dB et une réflexion atteint -34 dB.

Influence de l'épaisseur de l'anneau

L'épaisseur du filtre sera variée de 0.2 à 1.2mm avec un pas de 0.2.

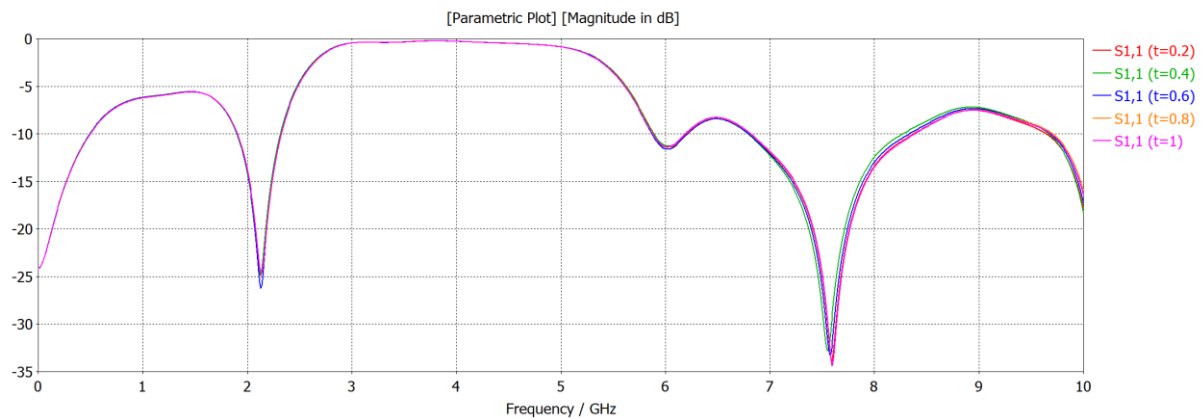


Figure 34: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre t.

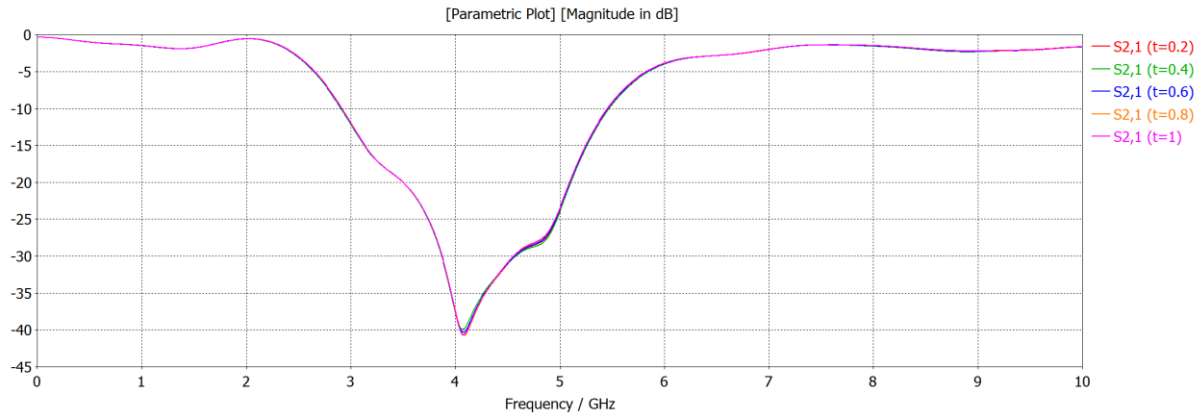


Figure 35: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre t .

D'après les résultats de la simulation (figures 35, 36) nous choisissons la valeur de $t=0.2$.

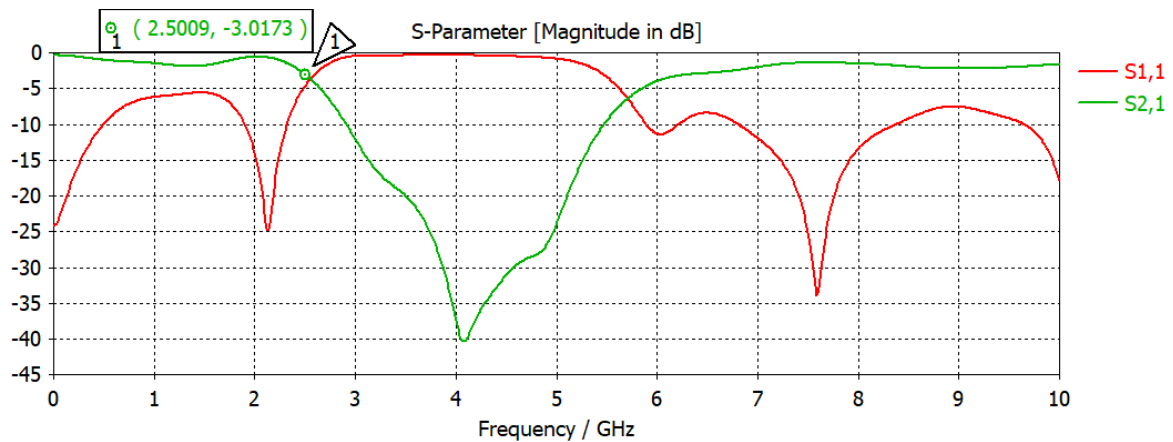


Figure 36: Coefficients de transmission et de réflexion de la deuxième structure.

Le résultat de réponse fréquentielle de la deuxième structure montre une amélioration par rapport à la première. la bande passante est de $[0, 2.5]$ GHz, la fréquence de coupure égale 2.5 GHz à -3 dB et la fréquence de résonance de 2.2GHz.

On remarque une amélioration de du coefficient de transmission autour de 0 dB, et une réflexion atteint -34 dB.

✚ Influence de la longueur du taper

Pour d_x : de 5 jusqu'à 8mm.

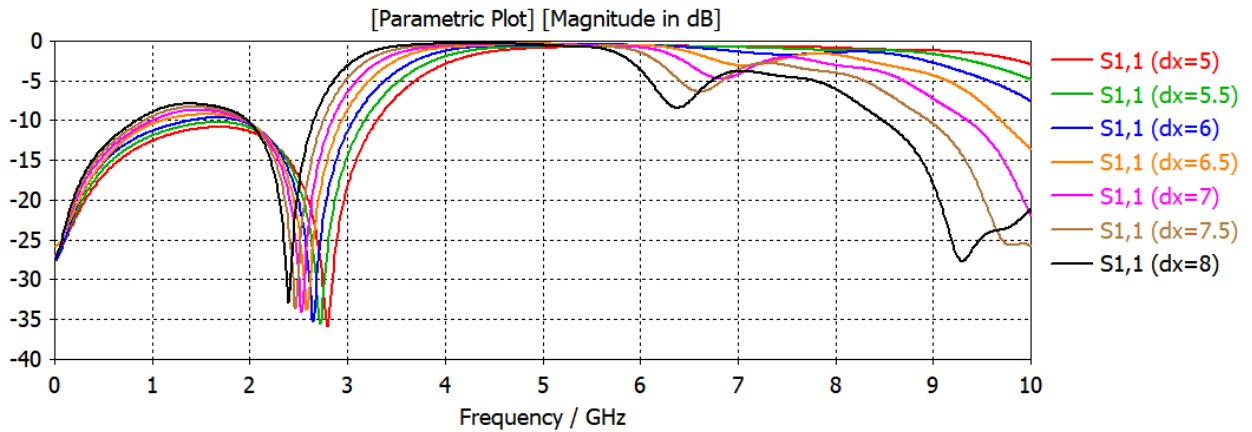


Figure 37: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dx .

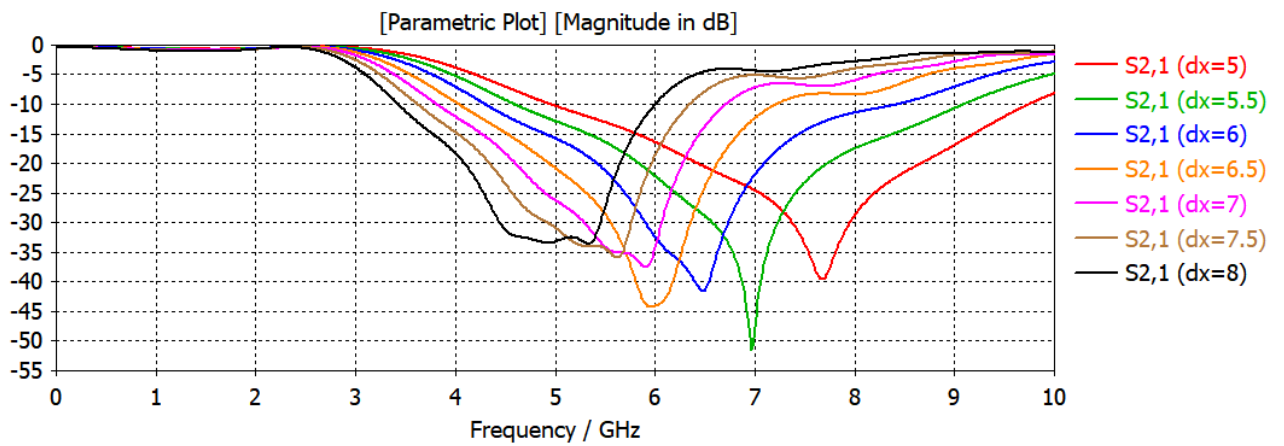


Figure 38: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre dx .

Les figures (38 et 39) montrent les résultats de l'étude paramétrique par rapport à la longueur des cellules taper, on peut voir que plus la longueur diminue plus les résultats sont améliorés, donc on prend $dx=5$.

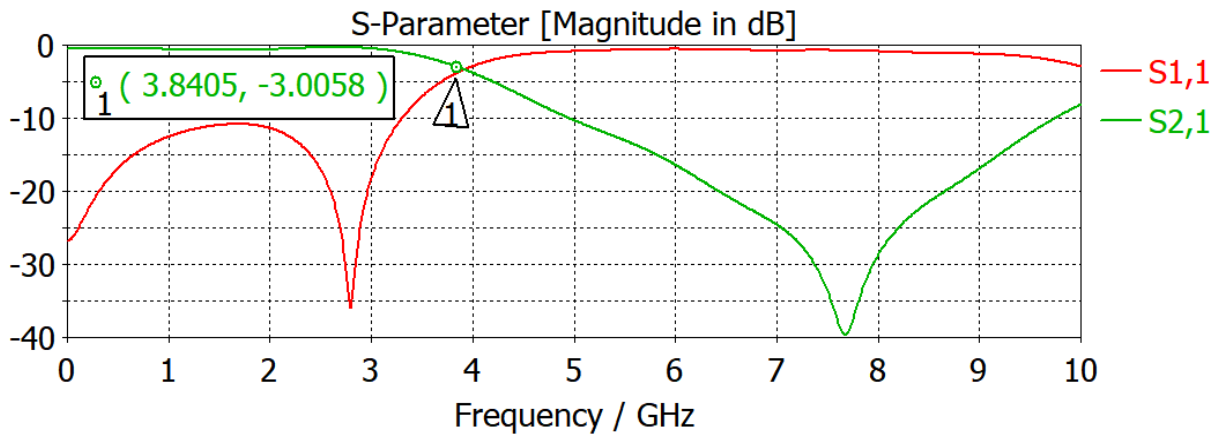


Figure 39: Coefficients de transmission et de réflexion de la deuxième structure.

Après simulation nous observons que notre filtre est bien amélioré. Le coefficient de transmission est pratiquement nul et une réflexion autour de -36dB. Une bande passante de 0 à 3.84 GHz, la fréquence de coupure égale à 3.84GHz et la fréquence de résonance égale 2.8GHz.

✚ Influence de la largeur des cellules taper

Cette fois-ci nous allons varier la largeur du taper de 0.5 à 1.1mm.

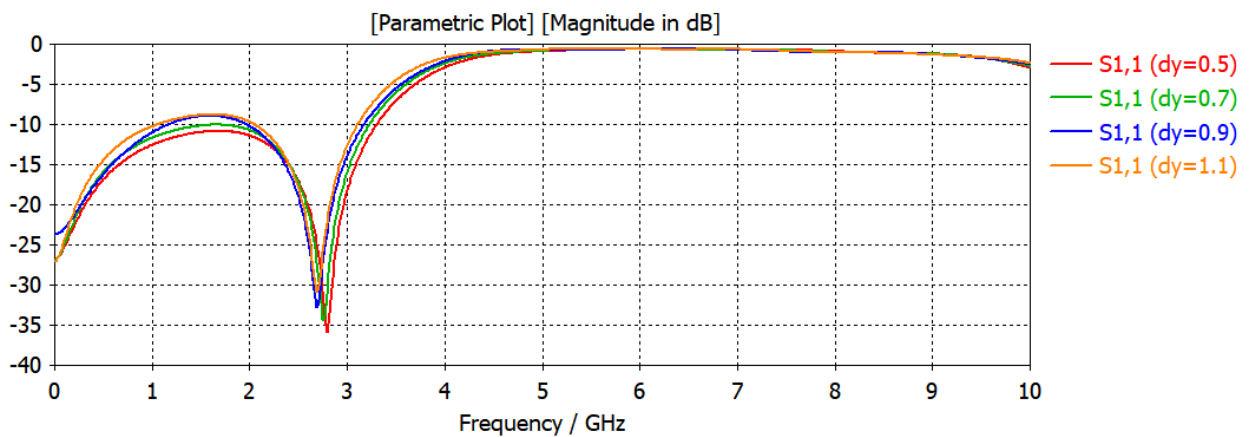


Figure 40: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dy .

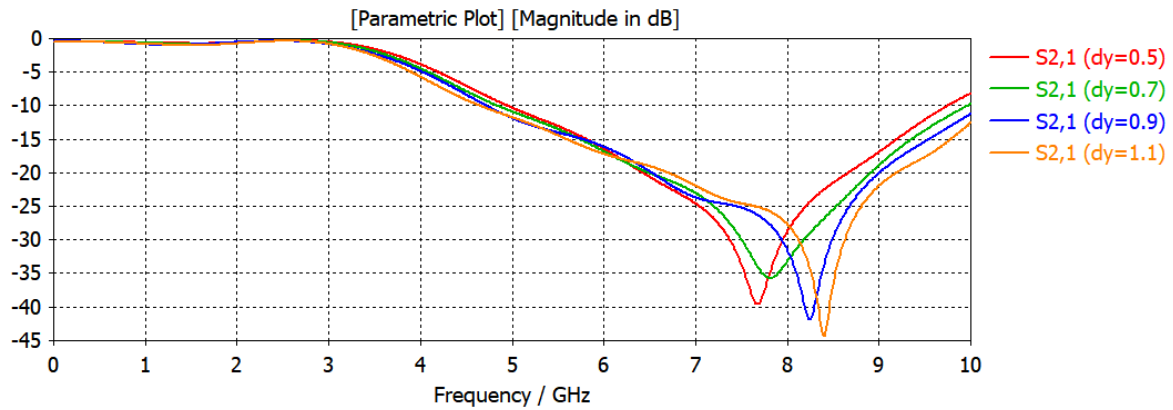


Figure 41: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre d_y .

D'après les résultats de la simulation on prend $d_y=0.5$

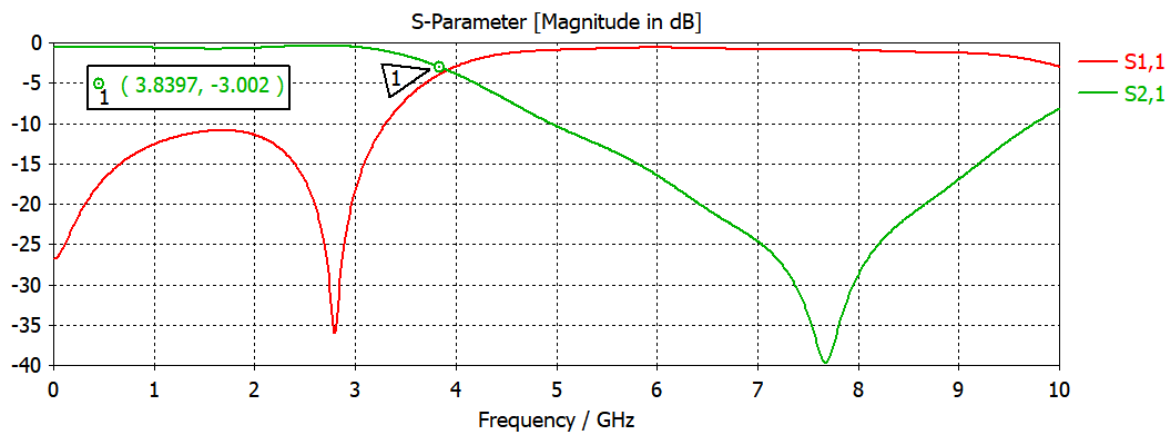
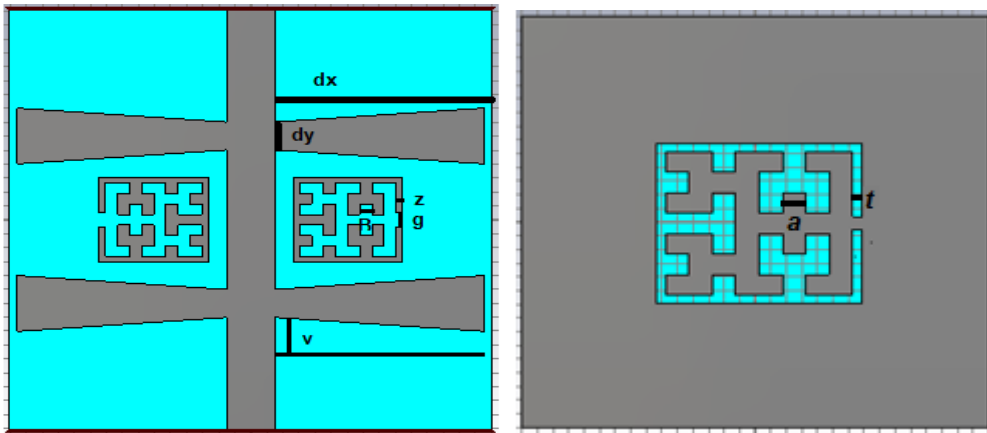


Figure 42: Coefficients de transmission et de réflexion de la deuxième structure.

III.4.3 La troisième structure

La troisième structure est composée d'une ligne d'alimentation contenant deux cellules taper, entre ses deux dernier il y a deux patch enforme d'Hilbert et un plan de masse gravé par la fonction Hilbert à la troisième itération, séparés par le substrat FR4.

La géométrie de la structure illustrée dans la figure 44.



(a)

(b)

Figure 43: géométrie de la troisième structure. (a) : Vue en face. (b) : Vue en bas.

Le tableau suivant représente les différents paramètres de la structure.

Paramètre	Dimension	Description
a	1	La largeur du gap Hilbert
B	0.75	La largeur du gap des patchs
d_x	8	La longueur du taper
d_y	0.5	La largeur du taper
V	0.25	
t	0.2	L'épaisseur de l'anneau
Z	0.5	L'épaisseur des patchs

Tableau 5: Dimension en (mm) de la troisième structure.

III.4.3.1 Etude paramétrique

On va faire une étude paramétrique sur cette structure et on va voir qu'est ce que ça va nous donner.

Chapitre III : Résultats et discussions

Influence de la longueur des cellules taper

D'abord nous allons étudier la performance de la longueur du taper. Les figures 45 et 46 représentent les résultats de la simulation.

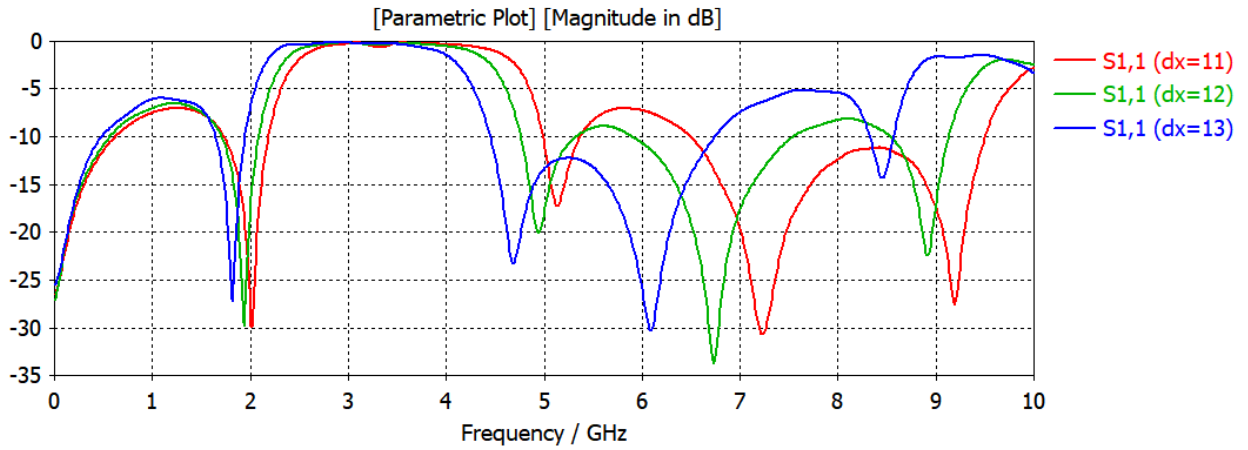


Figure 44: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dx .

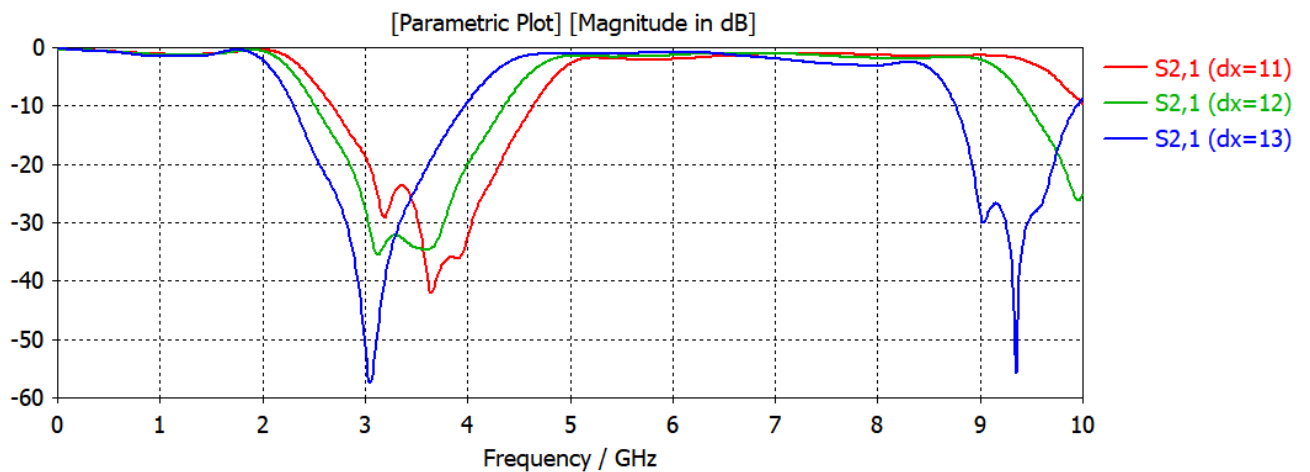


Figure 45: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre dx .

Nous remarquons d'après ces derniers résultats que $d_x=13$ nous permet d'avoir de bonnes caractéristiques.

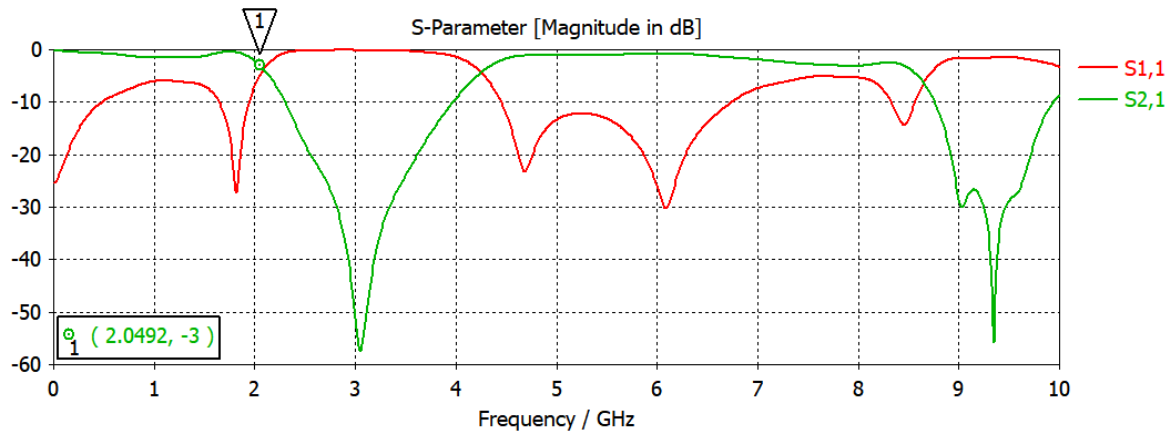


Figure 46: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure.

Les résultats de simulation donnent les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la figure 47. Nous observons d'après la figure qu'on a une bande passante de [0, 2] GHz, une fréquence de coupure égale 2.049 GHz à -3 dB et une fréquence de résonance égale 1.9 GHz.

Nous avons une transmission quasiment nulle et une réflexion au tour de -29 dB.

+ Influence de la largeur du taper

Les figures 48 et 49 donnent les résultats de simulation après la variation du paramètre d_y .

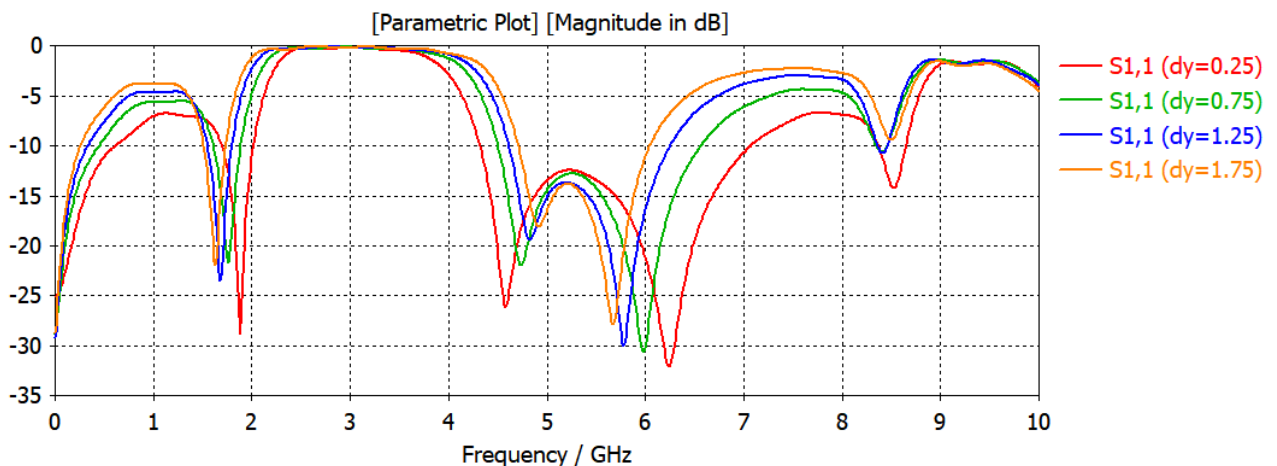


Figure 47: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre d_y .

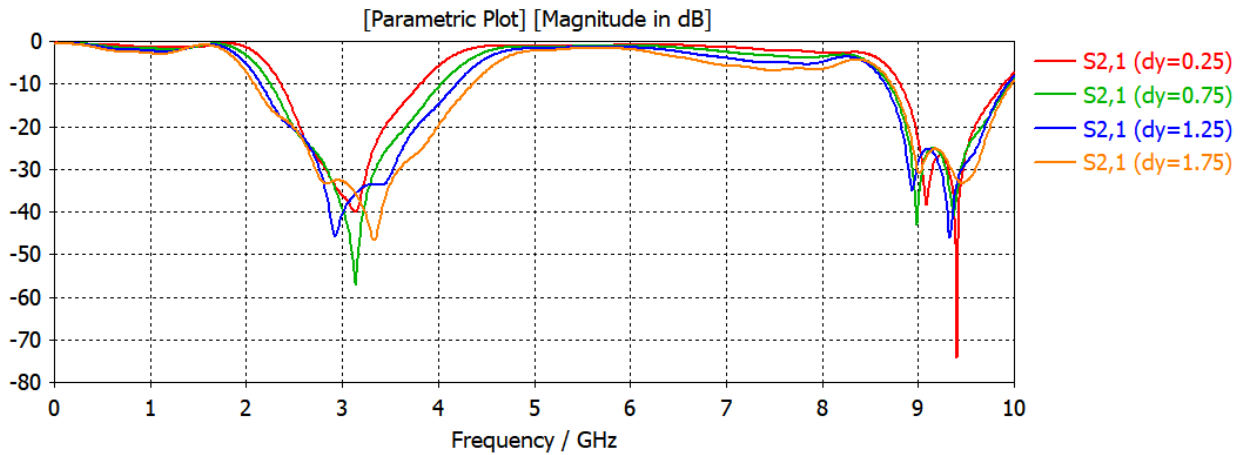


Figure 48: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre d_y .

D'après ces résultats on simule notre structure pour $d_y=0.25$ et on voit s'il y a une amélioration.

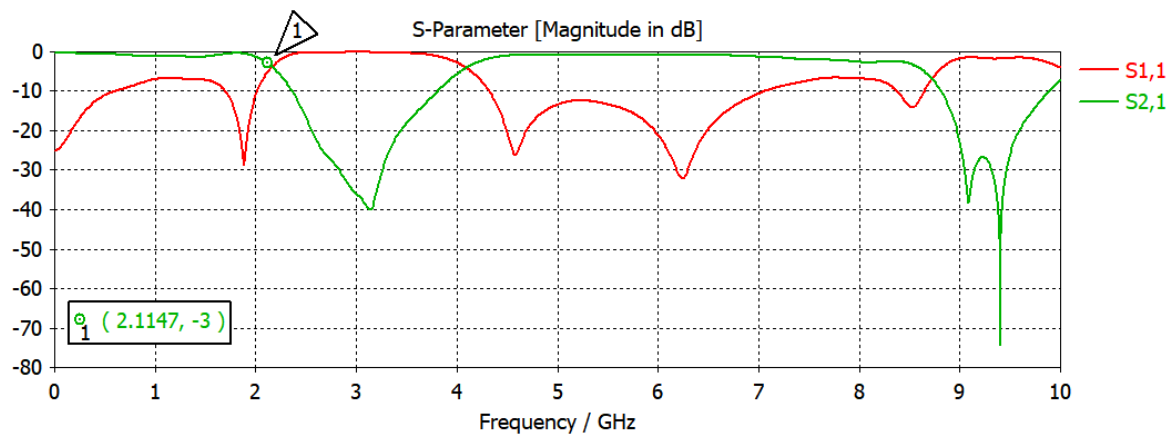


Figure 49: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure.

La figure 50 représente la performance de notre filtre, nous remarquons une petite amélioration dans la fréquence de coupure qui est égale à 2.1147GHz, mais la fréquence de résonance restela même. Le coefficient de réflexion reste le même.

Influence de la distance entre les cellules taper

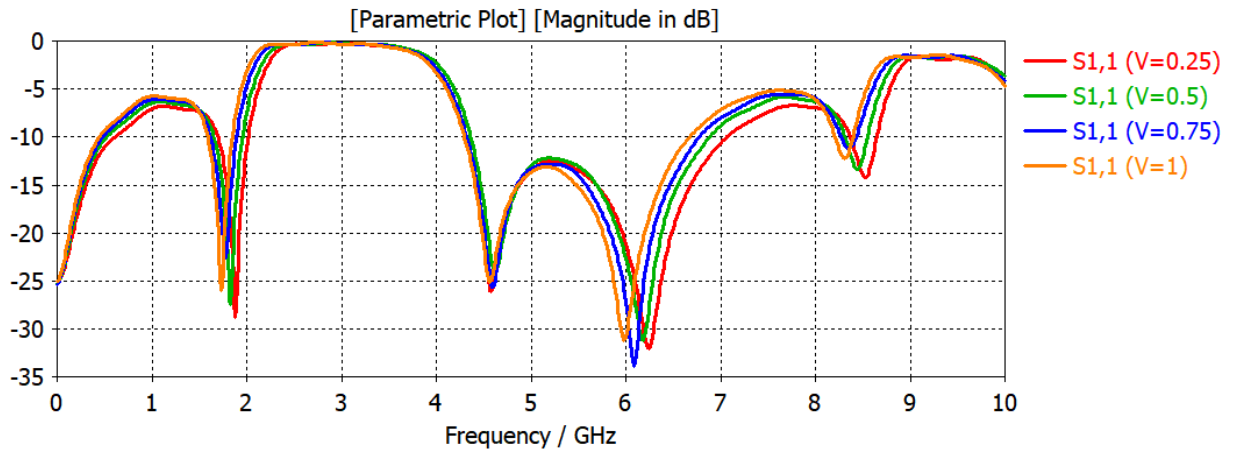


Figure 50: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre V .

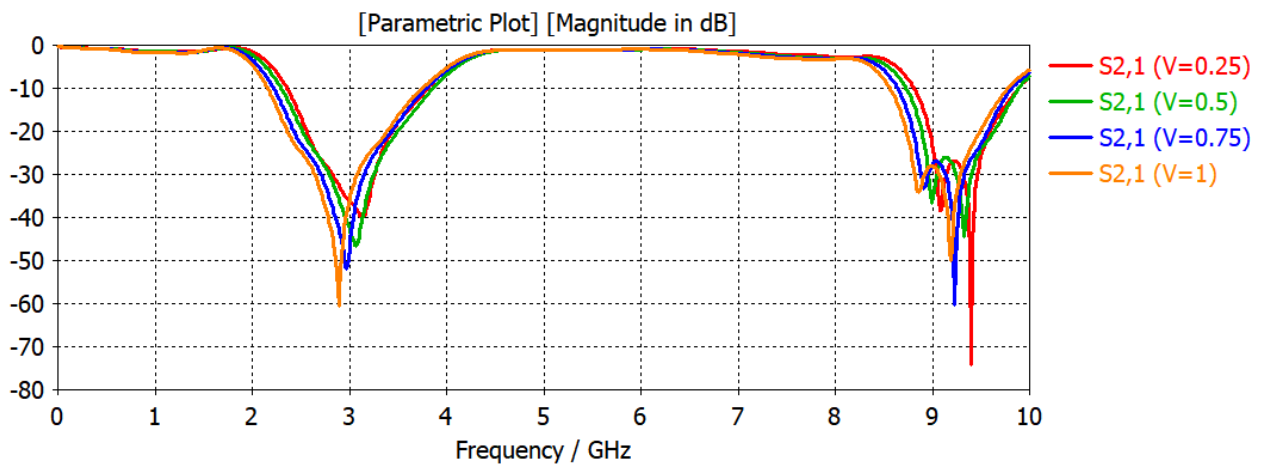


Figure 51: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre V .

D'après les résultats des figures 51 et 52 nous allons prendre $V=0.25$.

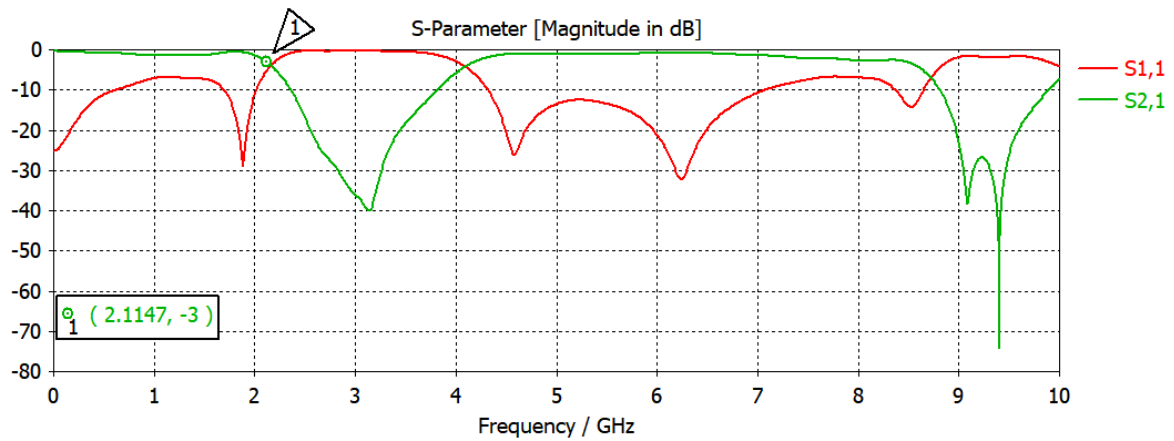


Figure 52: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure.

✚ Influence du paramètre B

On va varier le B de 0.2 jusqu'à 0.6 mm avec un pas de 0.2. Les résultats de la simulation représentée dans les figures 54 et 55.

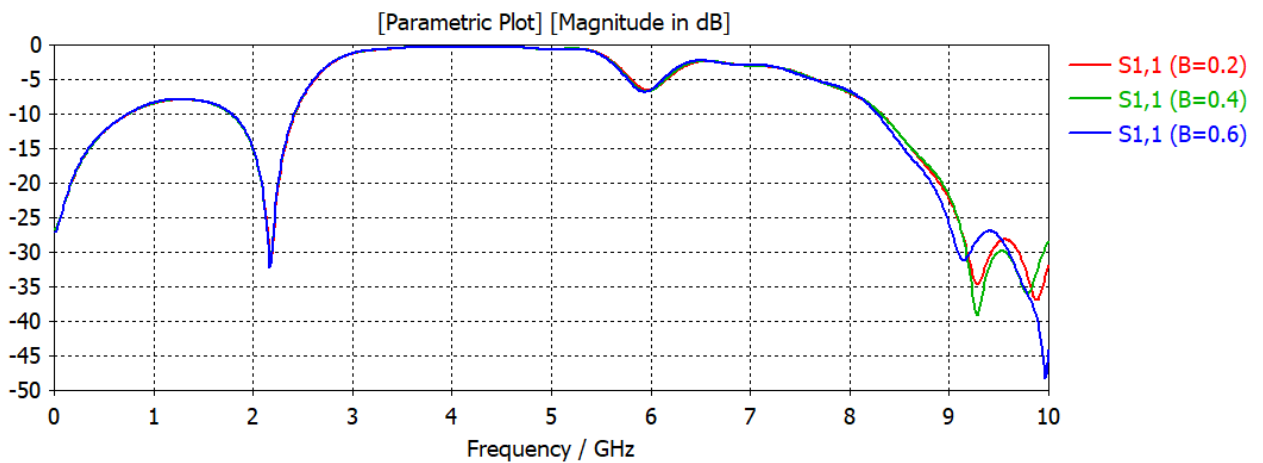


Figure 53: Variation du coefficient de réflexion par rapport au paramètre B .

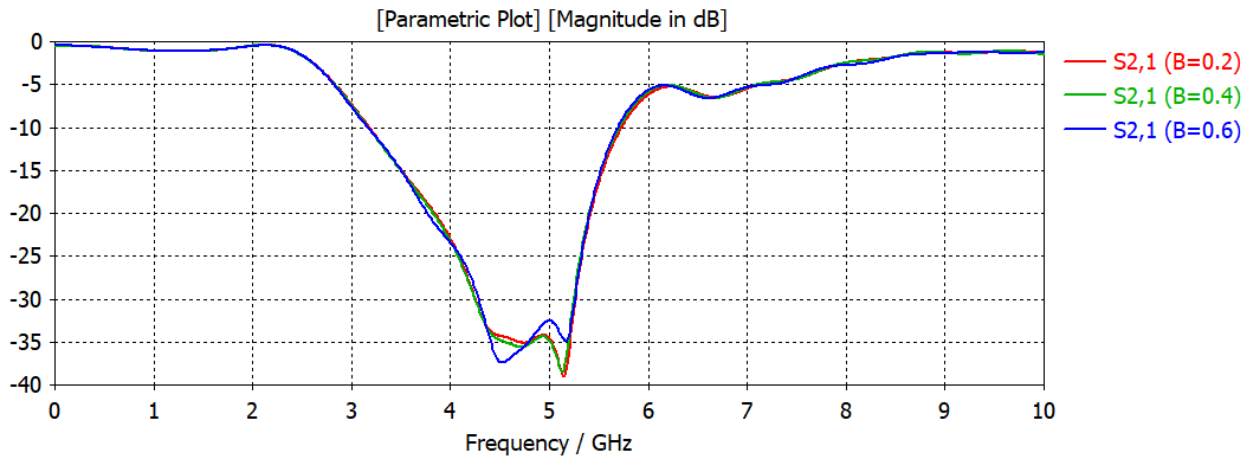


Figure 54: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre B .

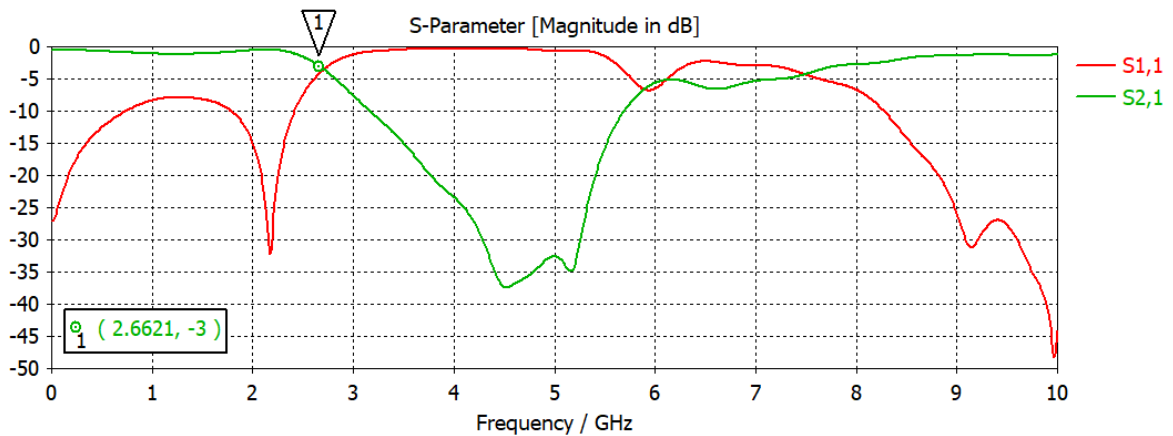


Figure 55: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure.

Nous avons choisi $B=0.6$ et on a simulé, les résultats de la simulation est représenté dans la figure au dessus (figure 56).

D'après la figure nous avons remarqué une amélioration, on a une bande passant de $[0, 2.66]$ GHz. La fréquence de coupure égale 2.6621 à -3 dB et une fréquence de résonance de 2.2 GHz. Nous avons une transmission presque nulle et un coefficient de réflexion autour de -32 dB.

Chapitre III : Résultats et discussions

III.4.4 La quatrième structure

La forme ci-dessous (figure 57) montre la géométrie de la structure quatre, qui se compose d'une ligne d'alimentation avec trois cellules taper, deux ayant les mêmes dimensions et la troisième qui est au milieu a des différents dimensions. Le plan de masse contient une gravure par la fonction Hilbert d'ordre trois. La ligne et le plan de masse est séparé par le substrat FR4.

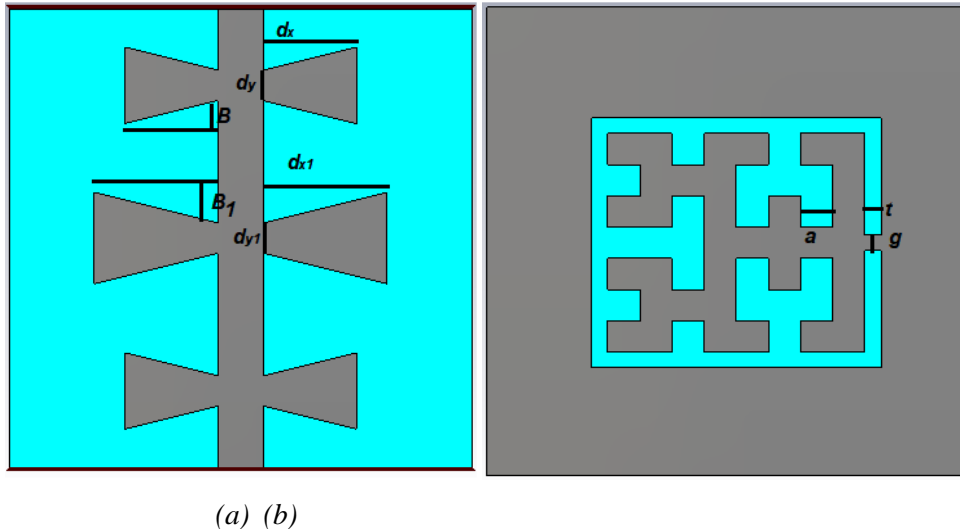


Figure 56: Géométrie de la quatrième structure. (a): Vue en haut. (b) : Vue en bas

Les différents paramètres de cette structure sont mentionnés dans le tableau suivant :

Paramètre	Dimension	Description
a	1	La largeur du gap Hilbert
B	0.75	
B1	1.5	
d_x	8	La longueur du cellule taper latérale
d_{x1}	6	La longueur du cellule taper centrale
d_y	0.5	La largeur du cellule taper latérale
d_{y1}	0.25	La largeur du cellule taper centrale
g	1	L'ouverture de l'anneau
t	0.2	L'épaisseur de l'anneau

Tableau 6: Dimension en (mm) de quatrièmestructure.

Nous allons étudier l'influence de la variation des paramètres B , B_1 , d_x , d_{x1} , d_y , d_{y1} .

✚ Effet de la variation du paramètre B_1

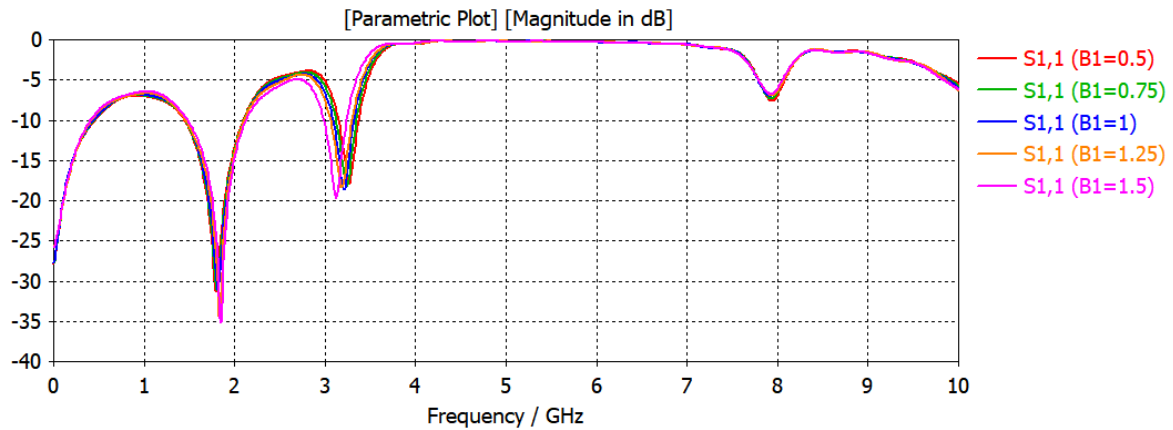


Figure 57: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre B_1 .

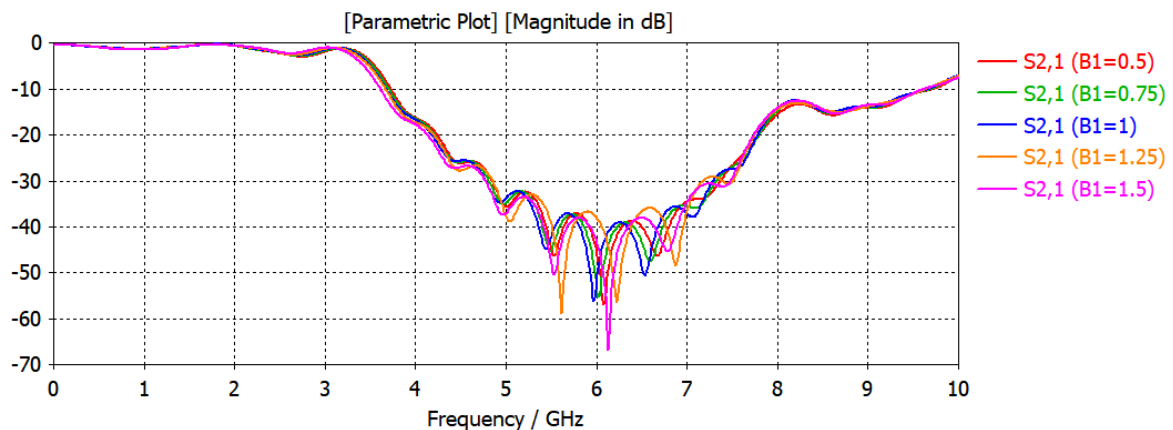


Figure 58: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre B_1 .

A partir des figures 59 et 56 qui représentent les coefficients de transmission et de réflexion pour différentes valeurs du paramètre B_1 , nous avons remarqué que la meilleure valeur pour $B_1=1.5$.

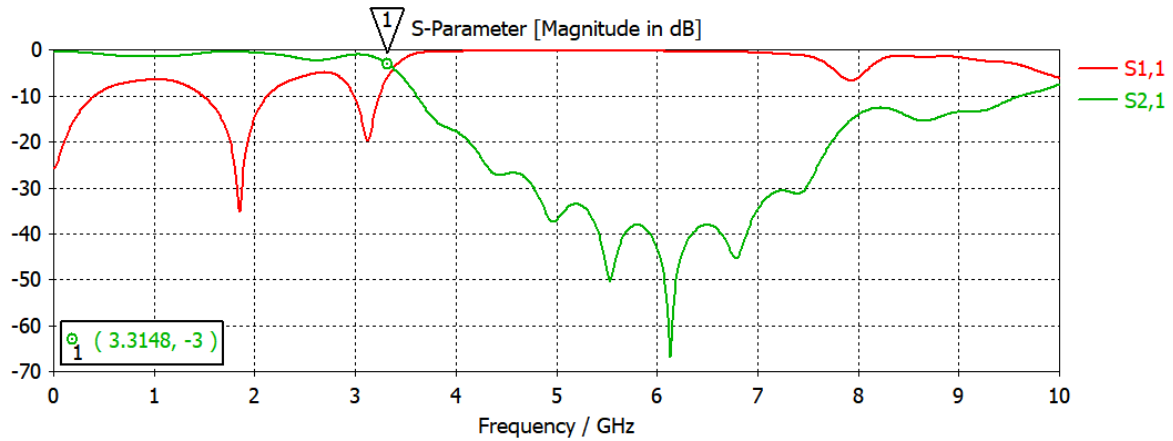


Figure 59: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure quatre.

D'après la figure 60 nous avons remarqué que le coefficient de transmission pratiquement nul, le coefficient de réflexion autour de -35dB. La bande passante est de [0,3.31] GHz, la fréquence de coupure égale à 3.3148GHz a-3 dB et la fréquence de résonance égale à 1.8 GHz.

✚ Effet de la variation du paramètre B

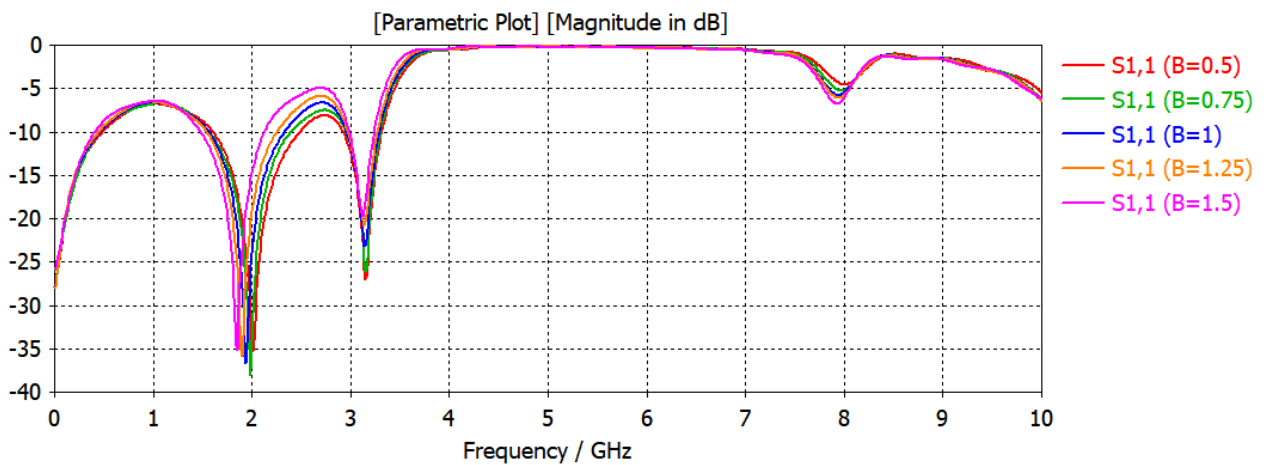


Figure 60: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre B .

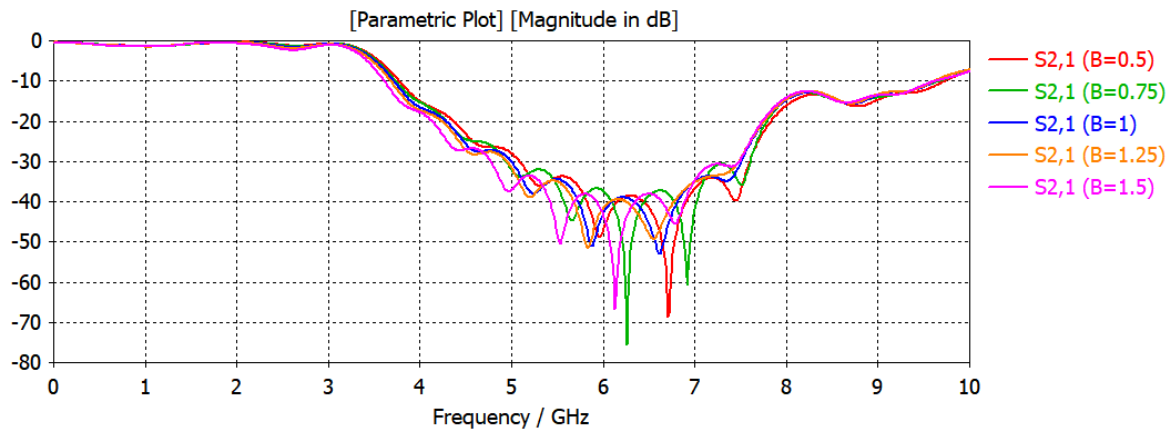


Figure 61: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre B.

Nous allons prendre la valeur $B=1$.

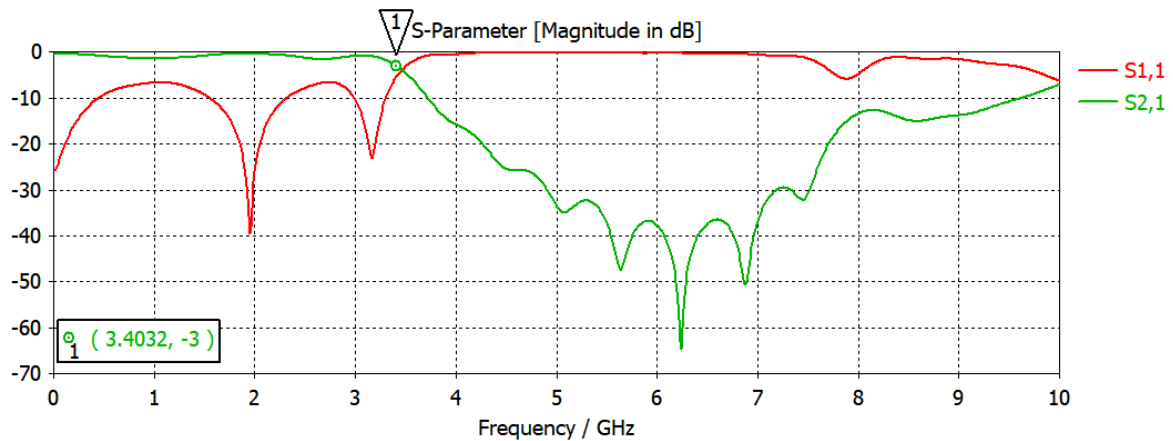


Figure 62: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure quatre.

D'après la figure 63 nous avons une fréquence de coupure égale à 3.402 GHz, une fréquence de résonance égale 2 GHz et une bande passante de 0 à 3.4 GHz. Le coefficient de transmission presque nulle, le coefficient de réflexion autour de -40 dB.

Effet de la variation de la longueur du taper d_{x1}

Les figures 64 et 65 représentent une étude par rapport à la longueur du taper.

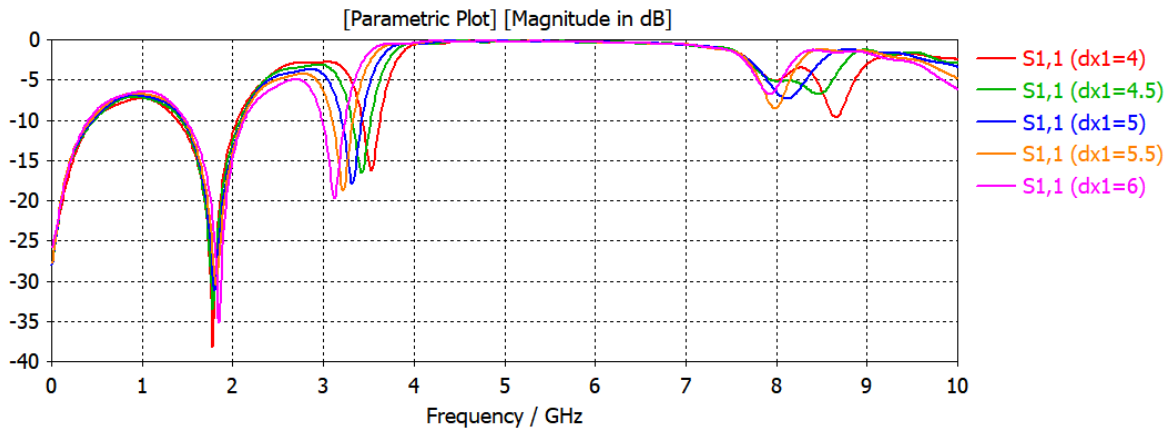


Figure 63: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre dx .

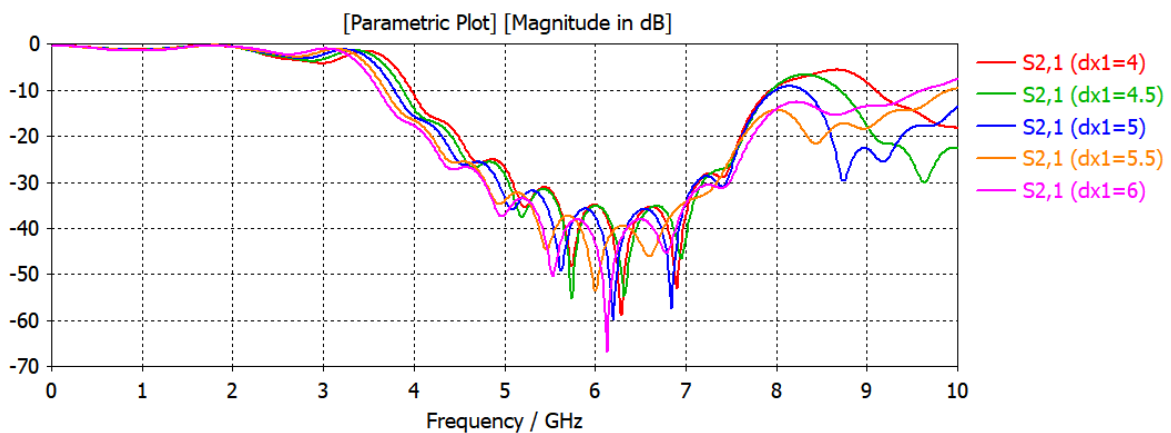


Figure 64: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre $dx1$.

Les résultats de simulation pour d_{x1} égale 6 représentés dans la figure ci-dessous (figure 66). Cette simulation donne une fréquence de coupure égale 3,3148 GHz à -3dB et une fréquence de résonance égale 1.9GHz avec coefficient de transmission autour de 0dB et coefficient de réflexion -35 dB.

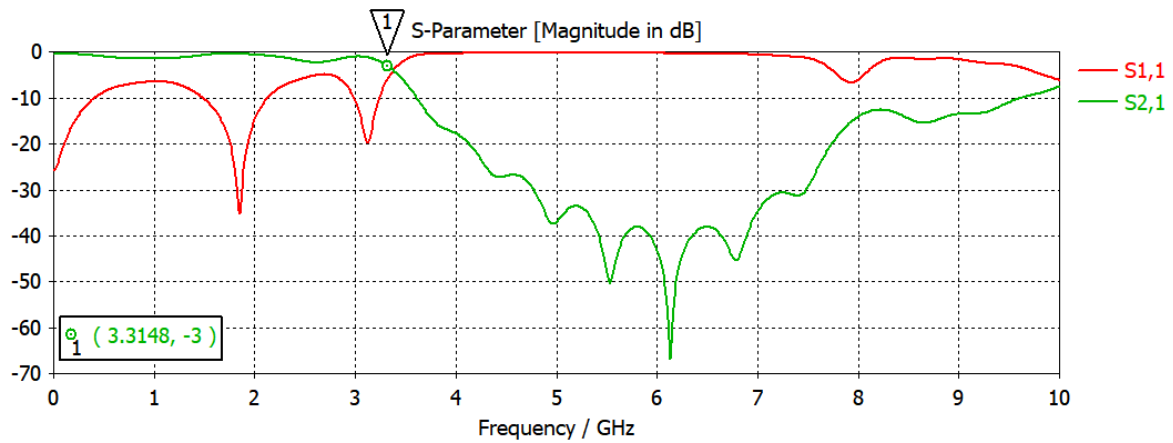


Figure 65: Coefficients de transmission et de réflexion de la troisième structure quatre.

✚ Effet de la variation de la longueur du taper d_x

Nous allons varier la longueur des deux cellules taper, d'après les résultats de la simulation représentés dans les figures 67 et 68 nous simulons notre structure pour $d_x=4$.

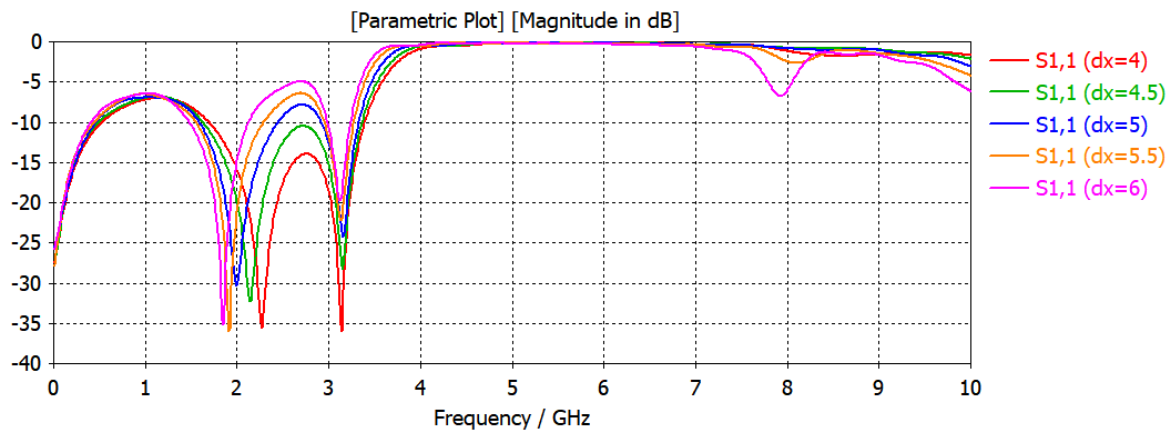


Figure 66: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre d_x .

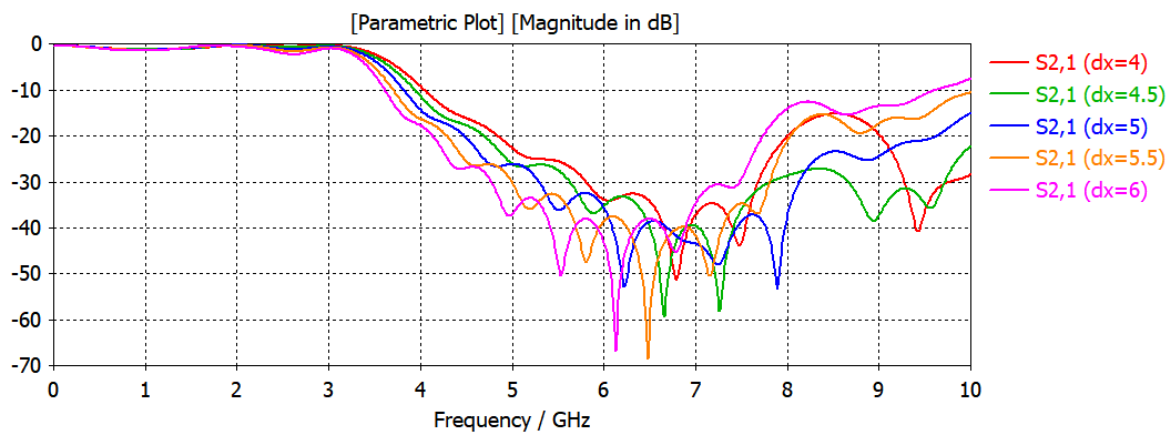


Figure 67: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre d_x .

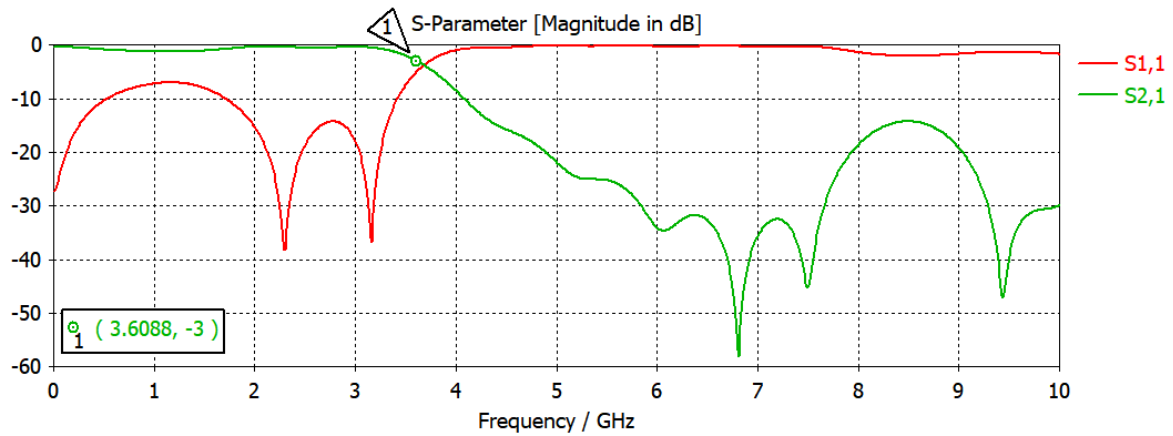


Figure 68: Coefficients de transmission et de réflexion de la quatrième structure.

Nous avons observé une bonne amélioration, nous avons un coefficient de réflexion presque nulle et un coefficient de transmission autour de -38dB. La fréquence de coupure égale 3.6088GHz à -3dB et la fréquence de résonance 2.4GHz avec une bande passante de [0 ,3.6] GHz.

✚ Effet de la variation de la largeur du taper d_y

Après variation des paramètres nous avons obtenu les résultats représentés dans les figures 70 et 71. On va choisir $d_y = 0.25$.

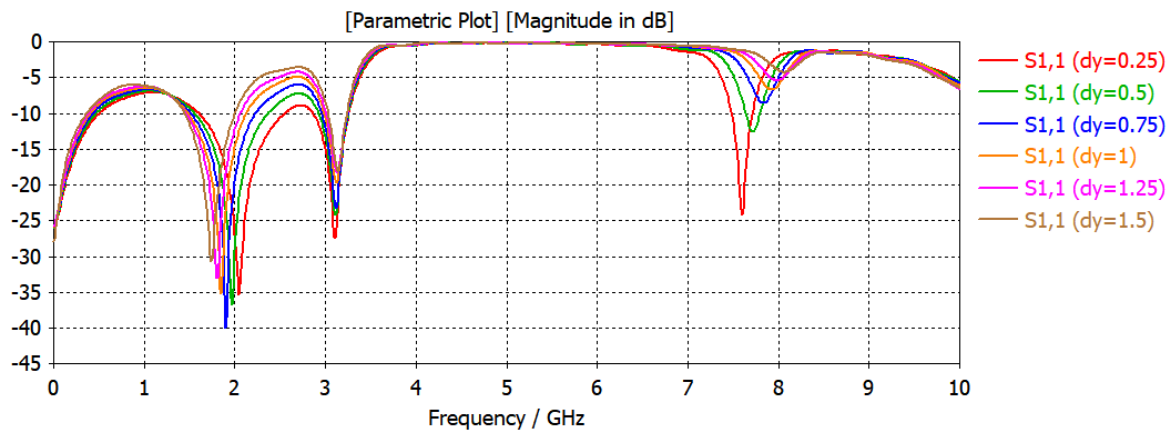


Figure 69: Variation de du coefficient de réflexion par rapport au paramètre d_y .

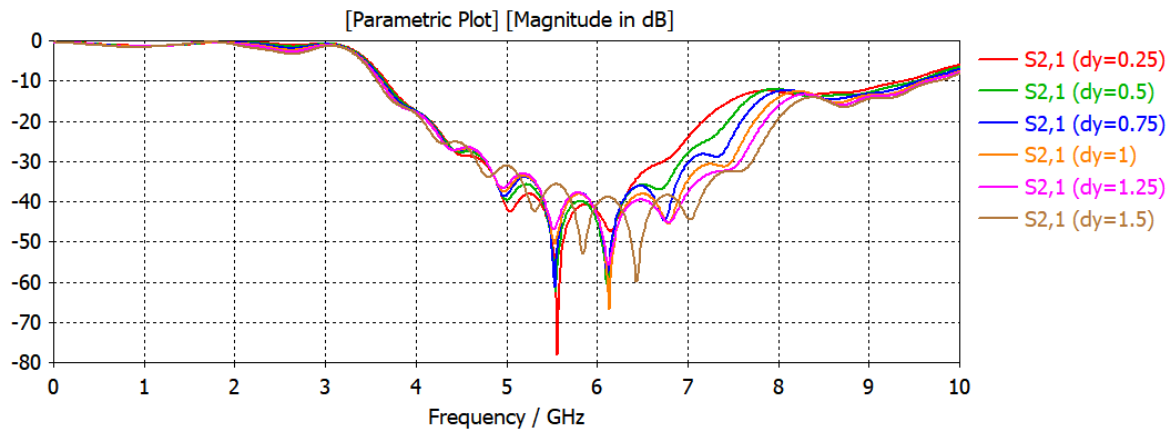


Figure 70: Variation de du coefficient de transmission par rapport au paramètre dy .

A partir du Figure 72 qui représente les résultats de simulation, nous avons remarqué que la largeur du taper n'a pas un grande influence sur la structure, il y a une petite diminution dans la fréquence de coupure qui égale 3.3986GHz et la fréquence de résonance vaut 2.1GHz. il n'y a pas de très grands changements pour les coefficients S11 et S21.

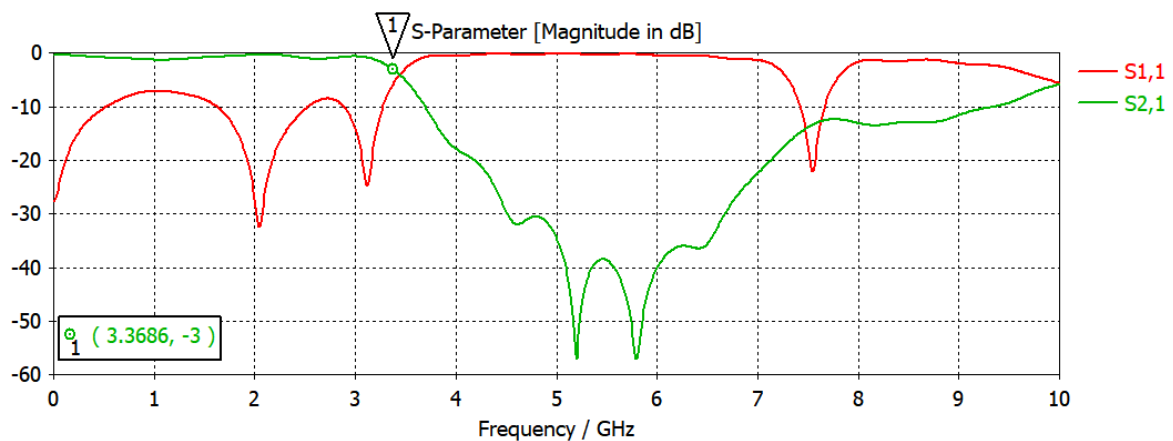


Figure 71: Coefficients de transmission et de réflexion de la quatrième structure.

✚ Effet de la variation de la largeur du taper d_{y1}

Cette fois ci nous allons étudier l'influence de la variation de la largeur du taper de milieu, les résultats sont représentés dans les figures 73 et 74, nous allons prendre $d_{y1} = 0.25$.

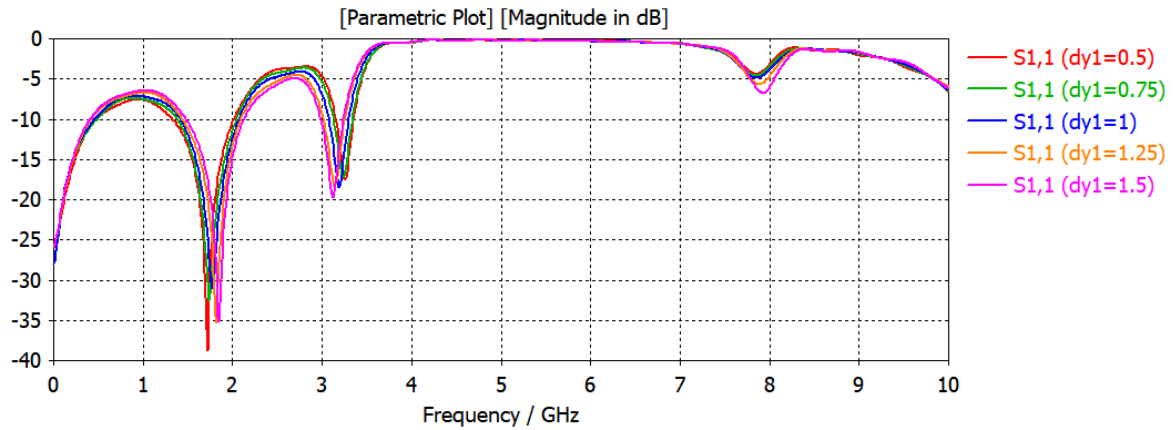


Figure 72: Variation du coefficient de réflexion transmission par rapport au paramètre dy_1 .

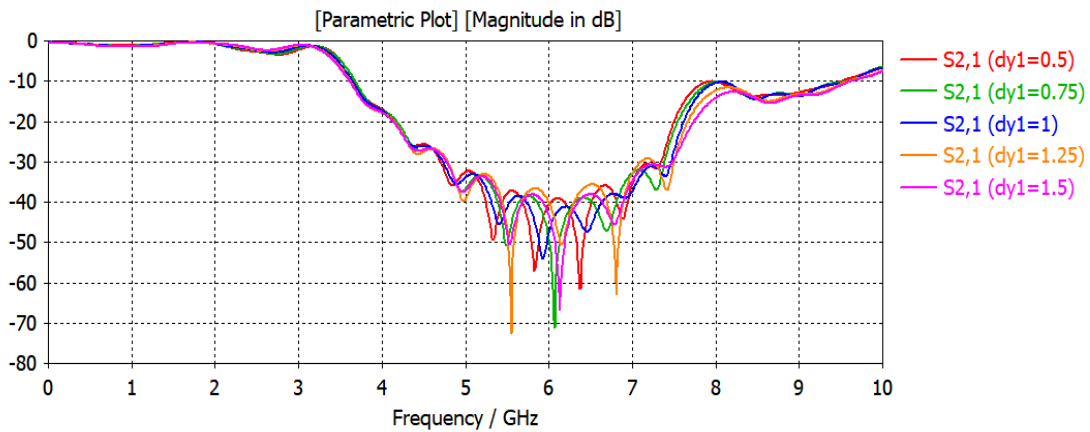


Figure 73: Variation du coefficient de transmission par rapport au paramètre dy_1 .

A partir des courbes du coefficient de réflexion et de transmission illustré dans la figure 75 nous remarquons une petite amélioration dans la fréquence de coupure qui égale 3.4431 GHz et la fréquence de résonance égale 1.8 GHz. La bande passante de [0,3.44] GHz.

Chapitre III : Résultats et discussions

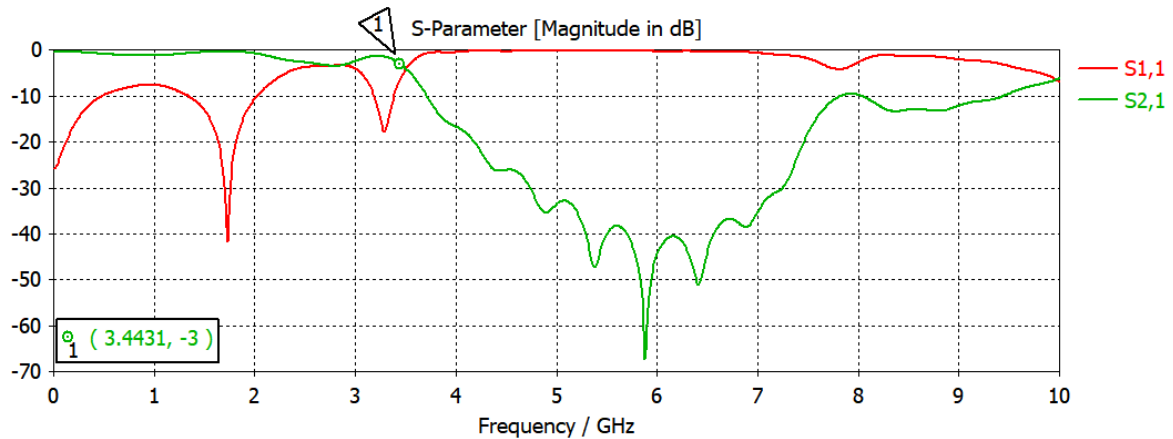


Figure 74: Coefficients de transmission et de réflexion de la quatrième structure.

Après plusieurs essais nous avons pris les paramètres comme suit : $d_x=4\text{mm}$; $d_{x1}=6\text{mm}$; $d_y=0.25\text{mm}$; $d_{y1}=0.5\text{mm}$; $B=1\text{mm}$; $B_1=1.5\text{mm}$

Les résultats de la simulation obtenus sont illustrés dans la figure III.53.

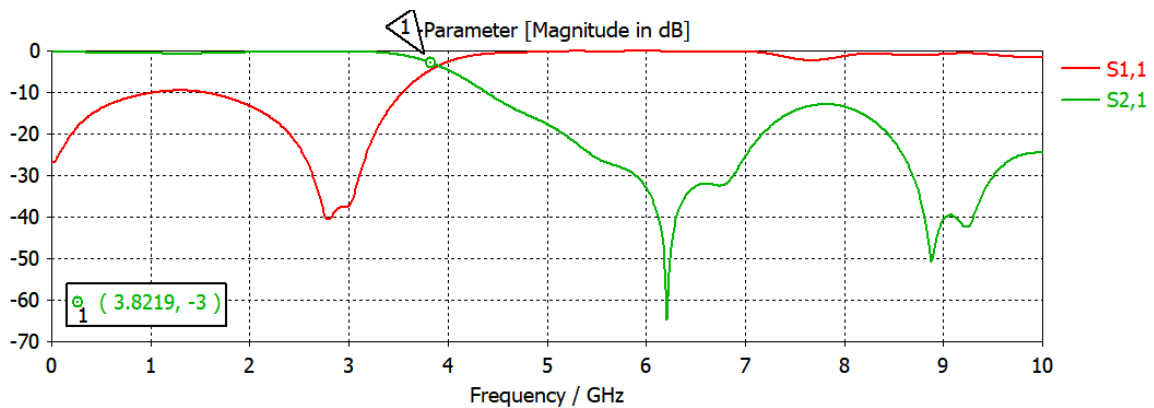


Figure 75: Coefficients de transmission et de réflexion de la quatrième structure.

D'après la figure 76 nous remarquons une bonne transmission qui est presque. Le coefficient de réflexion atteint -40dB. La fréquence de coupure égale 3.8219GHz et la fréquence de résonance autour de 2.8 GHz.

III.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la conception des filtres à haute performance DGS de type Hilbert et à la présentation de nos résultats de simulation effectués à l'aide du logiciel de simulation CST Microwave Studio.

Nous avons proposé quatre structures de filtres micro ruban à plan de masse gravé par la fonction Hilbert, nous avons étudié l'effet des différents paramètres sur la performance des structures afin d'améliorer les caractéristiques des filtres (la bande passante, la fréquence de coupure et la fréquence de résonance).

Enfin nos structures nous donnent des résultats convaincants et elles peuvent être utilisées dans divers systèmes de télécommunication.

Conclusion Générale

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans cette mémoire ont été consacrés à l'étude des filtres micro ruban à haute performances DGS de type Hilbert.

En premier lieu, nous avons parlé sur les technologies micro ruban et les quatre grands types de lignes de transmissions. Puis on a détaillé les lignes micro ruban et ses caractéristiques, nous avons également décrit la structure à défaut dans le plan de masse.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté des généralités sur les filtres et filtrage et en passant filtres à base de méta matériaux, puis les filtres DGS.

En fin, le chapitre trois qui est le plus important dans notre travail a été dédié à la conception des filtres à défaut dans le plan de masse par la fonction Hilbert et la présentation des résultats de simulation à l'aide du logiciel CST MICROWAVE STUDIO. Nous avons proposé des structures et on a étudié leur performance par changement de divers paramètres avec des études paramétriques en termes de bande passante, fréquence de coupure et fréquence de résonance pour atteindre des meilleurs résultats.

En conclusion nous pouvons dire que nous sommes arrivés à des résultats convaincants pour nos structures et cela en terme de filtrage. Ces différents dispositifs peuvent être employés pour les applications de télécommunication.

Bibliographie

Référence chapitre1

- [1] Rouibah Ammar. "Etude d'une antenne micro ruban de forme arbitraire par la méthode FDTD ". Thèse magister, 2009
- [2] Frih Meryem. "Etude et simulation du comportement quasi TEM de la ligne micro ruban». thèse master, 2015
- [3] Boukre Dine Salah Eddin. Etude d'un guide d'ondes multicouches avec substrat Chiral-Chiro ferrite-Ferrite. Thèse magister, 2009
- [4] Benchrif Karima. "Caractérisation des filtres micro ruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses". Thèse magister, 2015
- [5] Emmanuel Rampnoux. "Analyse, conception et réalisation de filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale". Thèse doctorat, 2003
- [6] Pierre Gouget. "Etude de circuits hyper fréquences utilisant la jonction inhomogène ligne à fente-ligne micro ruban. Application à l'intégration de filtres et d'iplexeurs. Thèse doctorat, 2004
- [7] Dada MoussaSafa et Makhloufi Saida. "Analyse et conception des filtres passe-bande micro ruban pour les applications ULB". Thèse master, 2018
- [8] P.F.Combes. "Micro-ondes ligne, guide et cavité cours et exercices tome 1". 1995
- [9] W. Tebboune. "Conception de Coupleurs Micro-onde avec la Technologie des Lignes
- [10] N.Raveau ;G.Prigent ;T.Callegarie and H.Baudrand. WCIP Applied to active plasma circuits. Université de Toulouse, INPT, LAPLACE, ENSEEIHT, CNRS 2 rue Charles Camichel, 31071 Toulouse cedex, France,2011
- [11] Ashwini k. A ;Kartikeyan M.V ; Patnaik A. "Defected ground structure in the perspective of micro strip antennas a review Frequence".2010
- [12] Bendahma Nadia et ZeghoudiAmmara. "Optimisation des Antennes Multi-bandes à Plan de masse Partiel et les Filtres, thèse master.
- [13] Weng L.H ; Gu Y.C ; Shi X.W ; Chen X. Q. "An overview on defected ground structure Progress in Electromagnetic Research". B, Vol. 7, pp 173-189,2008. 2010

Bibliographie

- [14] Kushwah V.S ; TomarG.S.“Size reduction of microstrip patch antenna using defected micro strip structure“. International Conference on Communication Systems and Network Technologies, IEEE, 2011. 2010
- [15] Sharmar ; Chakrvarty T; BhooshanS.“Design of a novel 3db microstrip backward wave coupler using defected ground structure“. Progress In Electromagnetics Research,PIER 65.261-273.2006. 2010
- [16]Ahmed Boutejdar I; Abbas Omar I; Edmund P; Burtell; ReinhardMikutaII “An improvement of defected ground structure lowpass/bandpass filters using H-slot resonators and coupling matrix method“. 2010

Reference chapitre2

- [1] Larry.D ;Paarman “Design and analysis of analogue filters “.2001
- [2] Hadj Daoud Khader. “ thèse master ; filtre micro ruban“.
- [3] Hamri tAbderaouf. “ Etude des méthodes de conception des filtres elliptiques». thèse master, 2016
- [4] Adre Vander voste et Danielle Vanhoenacker. “Base de l’ingénieure micro-onde“. 1996
- [5] DarinKaddour. “ Conception et réalisation de fonction de filtrage dans le domaine millimétrique ; phdthesis, univ de limoges“. Thèse doctorat,2010
- [6] J. Bonache ; F. Martín ; F. Falcone ; J. García ; I. Gil ; T. Lopetegi ; M.A.G. Laso; R. Marqués ; F. Medina ; M. Sorolla. “ Super compact split ring resonators CPW band pass filtres“.I: Proceedings of the IEEE-MTT International Microwave Symposium Digest, Fort Worth, TX, USA, June 2004, pp. 1483–1486.
- [7] P. Mondal ; M.K. Mandal ; A. Chaktabarty ; S. Sanyal. “ Compactbandpass filters with wide controllable fractional bandwidth“. IEEE Microwave and Wireless Components Letters 16 (2006) 540–542.
- [8] F.-R. Yang ; Y. Qian ; R. Cociolli ; and T. Itoh ; “A novel low loss slow wave microstrip structure,” IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 11, no. 8, pp. 372–374, November 1998.

Bibliographie

- [9] J. P. KIM and W. S. PARK "Microstriplowpass filter with multislots on ground plane", IEE Electronic Letters, vol. 37, no. 25, pp. 1525–1526, December 2001.
- [10] F.-R. Yang ; K.-P. Ma ; Y. Qian ; and T. Itoh. "A uniplanar compact photonicbandgap (UC – PBG) structure and its applications for microwave circuits". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 8, pp. 1509–1999, August 1999.
- [11] M. KARIM ; A. LIU ; A. ALPHONES and X. ZHANG. "CPW bandstop filter using unloaded and loaded EBG structures". IEE Proceedings on Microwave Antenna propagation, n°.6, pp. 434–440, December 2005.
- [12] Barra. M (2004). "Filtres planaires supraconducteurs miniaturisés pour les applications de télécommunication". Thèse de doctorat, Université Naples. Disponible: <http://www.fedoa.unina.it/18/1/Barra.pdf>. Consulté le 23 août 2014. [13] Liu. H; Li. Z; Sun. X ; "Compact defected ground structure in microstrip technology". IEEE Electron. Lett., 41 (3) (2005), 132–134.
- [14] Tirado Mendez ; J.A. Aguilar ; J.A.; Gonzalez. E.A; Reyes Ayala. M ; "A simplified method to reduce dimensions of planar passive circuits using defected ground and defected microstrip structures". Microw. J., 50 (11) (2007), 58–71.
- [15] Pozar. D.M. " Microwave Engineering". 3rd ed, John Wiley & Sons. Inc. New York, 2005.
- [16] Qi. Y; Liu. X. " Harmonic-suppressed elliptic-function low-pass filter using defected ground structure". in Proc. of Int. Symp. On Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for wireless communication, MAPE-2007, Hangzhou, 2007, 419–422.
- [17] Kumar Parui ; S. Das ; S. " A new defected ground structure for different microstrip circuit applications". J. Radioeng., 16 (1) (2007), 16–22.
- [18] K. KIM; S. KIM; H. HAN; I.PARK AND H.LIM. "Compact microstriplowpass filter using shunt open stubs and coupled slots on ground plan". IEE Electronic Letters, vol. 40, n°. 5, pp. 313–314, March 2004.

Bibliographie

- [19] J.-S. LIM; C.-S. KIM; D. AHN; Y.-C. JEONG and S. NAM. "Design of lowpass filters using defected ground structure". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, n°. 8, pp. 2539-2545, August 2005.
- [20] S.-W. TING ; K.-W. TAM and R. MARTINS "Miniaturized microstrip lowpass filter with wide stopband using double equilateral U-shaped defected ground structure", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 16, n°. 5, pp. 240-242, May 2006
- [21] F. FALCONE ; T. LOPETEGI ; J. BAENA ; R. MARQUES ; F. MARTIN and M. Sorolla. "Effective negative stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators". Microwave and Wireless Component Letters, vol. 14, n°. 6, pp. 280-282, June 2004.
- [22] Mezaal YS (2009) "Une nouvelle conception de filtre passe-bande micro ruban basée sur la géométrie fractale de Hilbert pour les applications de communication sans fil modernes ". Revue internationale sur les techniques informatiques avancées 1 (2): 35-39. [[Google Scholar](#)]
- [23] S. Karthie; S. Salivahanan. "Hilbert fractal stub-based wide band microstrip bandpass filter with notched band on low-cost substrate".

