

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire
MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies
Filière : Électronique et communication
Spécialité: Systèmes de Télécommunications

Présenté par : Nom et Prénoms
DADAMOUSA Safa
MAKHLOUFI Saida

Thème

**Analyse et conception des filtres passe-bande
microruban pour les applications ULB**

Soutenu publiquement le : 25/06/2018

Devant le jury :

M. BELHADRI Abdelkrim	MAA	Président	UKM Ouargla
Mme. LOUAZENE Hassiba	MAA	rapporteur/Encadreur	UKM Ouargla
M. Hachemi CHENINA	MAA	Examineur	UKM Ouargla

Année Universitaire: 2017 /2018.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail:

En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

A mes très chers parents <<Ali et Fatma>> pour leur soutien et encouragement durant toutes mes années d'études et sans lesquels je n'aurais jamais réussi et à ma famille et

A Ma grand-mère.

À tous mes frères et sœurs : Hamza ; Abdelkader ; Abdelwahabe; Idriss ; Saïd....., et Fatîha ; Faïza ; Samar.

À mes amis : Sakina ; Manal; Nawal ; Wafa ; Fadîla ; khadra Ben ; Ibtissam ; ...

Atous ceux qui, par un mot, m'ont donné la force de continuer.

MAKHOULFI SAIDA

Dédicaces

Avec l'aide du tout Puissant, j'ai pu réaliser ce modeste travail que je dédie :

A mon très cher père,

Je voudrais partager ce succès avec lui, Que dieu le protège et le garde.

A ma très chère maman,

Que dieu la protège pour moi, je ne pourrai jamais la remercier assez Pour ce qu'elle fait pour moi.

*Mes frères et sœurs : Wissam , Ikram, Doaa Faïçal
,Anis*

Qui sont très présents pour me soutenir

A mes chers amis

DADAMOUSSA SAFA

Remerciements

Nos remerciements et nos profondes gratitude vont à notre promoteur Mme LOUAZENE Hassiba pour son encadrement, son suivi et ses conseils tout au long de cette période.

Nos remerciements et notre gratitude vont aux professeurs et enseignants de département d'Electronique et Télécommunications ainsi que ses étudiants et son personnel côtoyés tout au long de notre cursus universitaire.

Nous tenons aussi à remercier mesdames et messieurs les membres du jury pour leur précieux temps accordé à l'étude de notre mémoire.

- *Monsieur BELHEDRI Abdelkrim, MAB à l'université de Ouargla, qui nous a honoré par sa présence en qualité de président de jury.*
- *Monsieur Chnina Hachemi MAB à l'université de Ouargla, pour l'honneur qu'il nous a accordé en acceptant de participer à ce jury.*

MAKHLOUFI SAID, DADAMOUSSA SAFA

Résumé :

Ce travail présente l'analyse et la conception d'un filtre passe-bande microruban pour les applications ULB qui constituent l'un des éléments clés d'un système de communication. De plus, un modèle de circuit équivalent (MCE) est introduit et ses paramètres associés sont également extraits à l'aide des relations paramétriques. En introduisant deux doigts et la structure défaut de plan de masse (DGS), une encoche est obtenue à des fréquences de 7,7 GHz. Le FPB proposé opérant à partir de 3,04 GHz à 10,89 GHz est démontré, sauf pour les bandes rejection considérées. Le principal avantage du FPB proposé est que la fréquence de la bande rejection peut être ajustée facilement dans une large bande de fréquences. Les résultats simulés obtenus par MCE montrent un bon accord avec les simulateurs électromagnétiques pleine onde (EM).

Mot clés : Filtre passe-bande (FPB), Ultra large bande (ULB), défaut de plan de masse (DGS), Modèle de circuit équivalent (MCE)

Abstract:

This work presents a microstrip bandpass Filter analysis and design for UWB Applications which constitute one of the key elements in a communication system. In addition, an equivalent circuit model (ECM) is introduced and its related parameters are as well extracted using the parametric relationships. By introducing two fingers and defected ground structure (DGS), one notch is obtained at frequencies of 7.7 GHz. The proposed BPF operating from 3.04 GHz to 10.89 GHz is demonstrated, except for the considered notched bands. The major benefit of the proposed BPF is that the frequency of the notched band can be adjusted easily in a wide frequency range. The simulated results obtained by ECM show good agreement with the full-wave electromagnetic (EM) simulator ones.

Keywords: Bandpass filter (BPF), Ultra wideband (UWB), Defected ground structure (DGS), Equivalent circuit model (ECM).

المخلص:

يقدم هذا العمل تحليل وتصميم مرشح تمرير نطاق ذو النطاق الترددي العريض (ميكروستريپ) لتطبيقات التي تشكل أحد العناصر الرئيسية لنظام الاتصالات. بالإضافة إلى ذلك، يتم إدخال نموذج الدائرة المكافئة ويتم استخراج المعلمات المرتبطة بها أيضا باستخدام العلاقات البارامترية. من خلال إدخال إصبعين وبنية هيكل الأرضي المنشق، يتم الحصول على درجة في ترددات 7.7 جيجاهرتز. تم توضيح مرشح تمرير نطاق المقترح من 3.04 جيجاهرتز إلى 10.89 جيجاهرتز، باستثناء نطاقات الرفض التي يتم النظر فيها. الميزة الرئيسية للمرشح تمرير نطاق المقترحة هي أنه يمكن ضبط تردد نطاق الرفض بسهولة في نطاق واسع من الترددات. نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها من قبل نموذج الدائرة المكافئة تظهر جيدة مع المحاكاة الكهرومغناطيسية.

كلمات المفاتيح:

مرشح تمرير النطاق، النطاق الترددي العريض، بنية هيكل الأرضي المنشق، نموذج الدائرة المكافئة.

Table des matières

Dédicaces.....	I
Remerciements	III
Résumé	IV
Table des matières	V
Liste des Figures.....	VIII
Liste des Tableaux	X
Abréviation.....	XI
List des Symboles.....	XII
Introduction générale.....	1
Les références	3
Chapitre I : Généralités sur la technologie ULB.....	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 La technologie ULB	5
I.2.1 Définition	5
I.2.2 Bref historique.....	6
I.2.3 Caractéristiques de l'Ultra Large Bande.....	7
I.2.4 Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande	8
I.2.5 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande.....	9
I.3 Conclusion	14
Les références.....	15
Chapitre II : Filtre passe bande ultra large bande (ULB).....	16
II.1 Introduction	17
II.2 Technologies planaires	17
II.2.1 Topologie microruban (en anglais microstrip)	18
II.2.2 Avantages et inconvénients	19
II.2.3 Caractéristique de la ligne microruban dans l'approximation quasi-TEM.....	19
II.2.4 Les pertes dans une ligne micro-ruban	21
II.2.5 Discontinuité dans les lignes micro-rubans	21
II.3 Généralités sur les filtres	22
II.3.1 Notion de filtre et de filtrage.....	22
II.3.2 Types de filtre	23
II.3.3 Caractéristiques de base d'un filtre.....	23

II.3.4 Applications	24
II.3.5 Paramètres S	24
II.3.6 Notions de Gain et Fonction de Filtrage	25
II. 4 Principales topologies planaires des filtres passe-bandes	27
II. 4.1 Filtres à éléments localisés	27
II.4.2 Filtres à saut d'impédance	28
II.4.3 Filtres à stubs	29
II.4.4 Filtres à base de résonateurs	29
II.5 Filtres Ultra Large Bande	30
II.5.1 Définition	30
II.5.2 Filtres passe bande ultra large bande à résonateur à saut d'impédance.....	31
II.5.3 Structures à onde lente	31
II.5.4 Résonateur à saut d'impédance.....	31
II.5.5 Ligne capacitivement chargée	32
II.5.6 Applications d' Filtres à ULB	33
II.5.7 Avantages et inconvénients des filtres microrubans.....	33
II.6 Filtres à défaut de plan de masse.....	34
II.6.1 Caractéristiques DGS.....	35
II.7 Conclusion.....	36
Les références.....	37
Chapitre III : Résultats et discussions.....	40
III.1 Introduction.....	41
III.2 Procédure de conception	41
III.3 Résultats de la simulation	42
III.3.1 Structure initiale	42
III.4 Etudes paramétriques.....	44
III.4.1 Distribution du courant de filtre	52
III.4.2 Structure modifiée	54
III.4.3 Comparaison entre la structure initiale et la structure modifiée.....	55
III.5 Circuit Équivalent de la structure initiale	56
III.6 FPB -ULB avec encoche.....	59
III.6.1 Nouvelle structure de cinq lignes interdigitées en variant le paramètre L_a avec DGS	60
III.7 Conclusion.....	62

Les références 63
Conclusion générale 64
Annexes i

Liste des figures

Figure. I. 1 : Propagation par trajets multiple	6
Figure. I. 2: Différentes applications de l'Ultra Large Bande	8
Figure. I. 3: Radar ULB temporel	9
Figure. I. 4 : Système de communications sans fil	10
Figure. I. 5 : Système de communication de proximité	11
Figure. I. 6: Système DRACO	12
Figure. I. 7: Système ORION	12
Figure.II. 1: Ligne microruban	17
Figure.II. 2: Représentation des lignes de champ	17
Figure.II. 3: Exemple de filtre microruban, filtre à stubs(a), filtre à lignes complées(b), filtre hairpin(c)	17
Figure.II. 4: Abaque pour le calcul de ϵ_{re} en fonction de Wh pour diverses valeurs de ϵ_r	19
Figure.II. 5: Microrubans discontinuités: (a) steps; (b) open-end; (c) gap; (d) bend.	21
Figure.II. 6: Différents types de filtres.	21
Figure.II. 7 : Un quadripôle	23
Figure.II. 8: Circuit électrique. (a) Charge connectée directement au générateur. (b) Charge avec insertion du quadripôle	25
Figure.II. 9: Inductances localisées. (a) en méandres. (b) en spirale	27
Figure.II. 10: Capacités localisées. (a) interdigitale. (b) MIM	27
Figure.II. 11: Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5	27
Figure.II. 12: Structure d'un filtre à stub en microruban	28
Figure.II. 13: Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en série	28
Figure.II. 14: Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle	29
Figure.II. 15: Résonateur à saut d'impédance (a) Lay-out (b) Circuit électrique équivalent.	31
Figure.II. 16: présentation de filtres à résonateurs à saut d'impédance couplés	31
Figure.II. 17: Circuit équivalent RLC pour l'unité DGS	33
Figure.II. 18: Schéma de la structure étudiée	34
Figure.II. 19: Formes géométriques des défauts étudiées	34
Figure. III. 1 : Géométrie Structure initiale.	42
Figure. III. 2: Réponse du structure initiale.	43
Figure. III. 3: Variation de S_{21} avec le rapport de largeur « W_r ».	44

Figure. III. 4: Variation de S_{11} avec le rapport de Largeur « W_r ». 44

Figure. III. 5: Variation de la fréquence de coupure supérieure avec la longueur de ligne couplée L_a 46

Figure. III. 6: Variations du coefficient de réflexion S_{11} avec la longueur de ligne couplée L_a 46

Figure. III. 7 : Décalage de la band passante avec les variations de L_{stub} 47

Figure. III. 8: Variations du coefficient de réflexion S_{11} avec L_{stub} 48

Figure. III. 9: Décalage de la band passante avec les variations des L_1 et L_2 48

Figure. III. 10: Variations du coefficient de réflexion S_{11} avec L_1 et L_2 49

Figure. III. 11: Variation de S_{21} avec la largeur d'espace entre les lignes g 50

Figure. III. 12: Variation de S_{11} avec la largeur de l'intervalle g 51

Figure. III. 13: Distribution du courant (a) à 0.1 GHz, (b) à 6.96 GHz et (c) à 11,9 GHz. 52

Figure. III. 14: Disposition de la structure modifiée. 53

Figure. III. 15: Les résultats des simulations S_{21} et S_{11} de la structure modifiée. 53

Figure. III. 16: Comparaison entre la structure initiale et la structure modifiée : (a) S_{21} , (b) S_{11} . 54

Figure. III. 17: Modèle de circuit équivalent de la structure initiale. 55

Figure. III. 18: Comparaison des paramètres perte de transmission. 55

Figure. III. 19: Nouvelle structure FPB-ULB avec DGS. 59

Figure. III. 20: Résultats de simulation des paramètres S_{21} des différentes longueurs L_a 60

Figure. III. 21: Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} de la nouvelle structure avec DGS 61

Liste des tableaux

Tableau.II. 1: comparaison de 3 topologies micro ruban.	18
Tableau.III. 1: Dimensions en (mm) de la structure initiale.	42
Tableau.III. 2: Variation des fréquences de coupure avec le rapport de largeur W_r des stubs.	45
Tableau.III. 3 : Variation des fréquences de coupure avec la longueur de ligne couplée L_a	47
Tableau.III. 4 : Variation des fréquences de coupure avec les longueurs de tronçon L_1 et L_2	49
Tableau.III. 5: Résultats de simulation de FPB-ULB pour différentes valeurs de g	51
Tableau.III. 6: Comparaison des résultats de simulation de structure initiale et de la structure modifiée.....	55
Tableau.III. 7: Comparaison des principaux paramètres de la structure initiale par EM Simulation de circuit équivalent.	57
Tableau.III. 8: Paramètres du filtre à cinq lignes couplées en variant L_a	60
Tableau.III. 9: Réponse S_{21} de la structure amélioré (encoche à 7.7 GHz).	61

Abréviations

- **ADS:** *Advanced design system*
- **BP:** *bande passante*
- **CMS:** *Composant Monté en Surface*
- **CPW:** *Coplanar waveguide*
- **CRSS:** *Critical resolved shear stress*
- **CVSD:** *Continuously Variable Slope Delta Modulation*
- **DGS:** *defected ground structure*
- **EM:** *Electromagnétique*
- **FCC:** *Federal Communications Commission*
- **HTS:** *High Temperature Superconductors*
- **GPR:** *Ground Penetrating Radar*
- **IEEE:** *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
- **IE3D:** *Integral Equation Three-Dimensional (electromagnetics)*
- **IL:** *Insertion loss*
- **LPD:** *Low Power Device*
- **LTCC:** *Low Temperature Co-fired Ceramic*
- **MOM:** *Method Of Moment*
- **MIM:** *Metal-Insulator-Metal*
- **MMIC:** *Monolithic Microwave Integrated Circuit*
- **PC:** *personal computer*
- **PCB:** *Printed Circuit Board*
- **PLL:** *Phase-locked loop*
- **PIRE:** *Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente*
- **RF:** *Radio fréquence*
- **RADAR:** *Radio Detection And Ranging*
- **RFIC:** *Radio Frequency Integrated Circuit*
- **RL:** *Return loss*
- **SIR:** *Step impedance resonator*
- **SNR:** *Signal to Noise Ratio*
- **TEM:** *Transverse Electromagnétique*

- **ULB:** *Ultra Large Bande*
- **UWB:** *Ultra Wide Band*
- **UHF:** *ultra hautes fréquences*
- **VHF:** *very high frequency*
- **WLAN:** *Wireless Local Area Network*
- **WUSB:** *Wireless Universal Serial Bus*

List des Symboles

- **S** : Signal power(watts)
- **N** : Noise power(watts)
- **Lc** : Coupling length
- **F** : Frequency
- **ω** : Angular frequency
- **f_0** : Central frequency
- **f_c** : Cutoff frequency
- **L** : Inductance
- **C** : Capacitance
- **R** : Resistance
- **ϵ_r** : Relative dielectric constant of the material
- **ϵ_e** : Effective dielectric constant
- **h** : Substrate height
- **Z_0** : Characteristic impedance
- **λ_0** : Wave length in free space
- **λ_g** : Wavelength in the guided medium
- **E** : Electric field
- **H** : Magnetic field
- **μ** : Permeability of the medium
- **c** : Velocity of light in free space
- **P** : Polarisation
- **n** : Medium refractive index
- **k** : Wave number

Introduction générale

Le principe des communications radio utilisant la technique de l'Ultra Large Bande est aujourd'hui bien connu et les nombreuses études sur le sujet ont permis de définir et de réaliser des circuits électroniques spécifiques à ces applications. Récemment, l'ULB a été développée et appliquée à grande échelle. Il y a plusieurs avantages pour le système radio ULB, tels que la transmission des débits plus élevés, nécessitant la baisse du pouvoir d'émission, et en simplifiant le contrôle d'erreur de codage. Dans un tel système, un filtre ULB est l'un des éléments clés, qui devrait présenter une large bande passante avec faible perte d'insertion sur toute la bande [1].

Au cours de sa brève histoire, l'Ultra Large Bande a d'abord eu une première définition donnée par Taylor. Selon lui, le terme ultra large bande désigne les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative est supérieure ou égale à 25 %. La FCC a défini les règles d'utilisations du spectre de fréquence dans la bande entre 3.1-10.6 GHz. Cette technologie possède de nombreux atouts : Grâce à une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande actuel, cette nouvelle technologie est très robuste en environnement bruyant [2].

La conception de filtre à élément localisé est généralement impopulaire en raison de la difficulté de son utilisation à des fréquences micro-ondes. Par conséquent, filtres classiques basés sur les technologies microruban sont mieux populaires. Pour répondre à la spécification de filtre ULB, plusieurs études visant à accroître le nombre de sections ont été signalés. En vue d'améliorer les performances des FPBs ULB, nous nous proposons d'introduire la technique de gravure sur le plan de masse connue par DGS (defected ground structure) et de développer de nouvelles structures capables de fournir de très large bande passantes, faible coût, bonne rejection et faible perte d'insertion [3].

Ce mémoire se devise en trois parties plus de l'introduction et la conclusion générales.

Le premier chapitre de cette mémoire est consacré à la présentation de la technologie ULB et à ses principales applications.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation générale de la technologie planaires et généralités sur les filtres et Filtres à défaut de plan de masse.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude, nous allons étudier des cas pratiques de filtre ULB dans la bande des fréquences 3.1 à 10.6 GHz, avec le simulateur IE3D de Zeland et le simulateur ADS. Et proposé une nouvelle structure FPB-ULB avec encoches.

Les références

- [1] LAURENCE BABOUR. étude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsional. micro et nanotechnologies/microélectronique. institut national polytechnique de Grenoble - INPG, 2009. français. <tel-00399596>
- [2] M.BOUSMAHA, "analyse et conception de nouvelles structures de filtres larges bandes pour des applications en télécommunications", diplôme de magistère, département de génie électrique et électronique laboratoire de télécommunications
- [3] H. Louazene, " Design, Development and Optimization Ultra-Wideband - Pass Filters bands for Wireless Communication Systems ", Magister thesis, Department of Electronics and Communications, UKMO, Algeria, 08 June 2014, 94p.

Chapitre I

Généralités sur la technologie ULB

Contenu

- **Introduction5**
- **La technologie ULB.....5**
- **Caractéristiques de l'Ultra Large Bande.....7**
- **Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande.....8**
- **Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande.....9**
- **Conclusion.....14**

I.1 Introduction

La technologie à ultra-large bande (ULB) est une technologie de radiocommunications à courte portée, conçue pour générer et émettre intentionnellement de l'énergie radioélectrique dans une très large gamme de fréquences, pouvant chevaucher plusieurs bandes de fréquences attribuées à divers services de Radiocommunications un dispositif ULB produit un rayonnement intentionnel caractérisé soit par une largeur de bande à -10 dB d'au moins 500 MHz, soit par une largeur de bande fractionnée à -10 dB supérieure à 0,2. Il existe huit sous-classes distinctes de dispositifs ULB.

Dans ce chapitre, on donne quelques notions et définitions de base liées à la technologie ultra-large bande.

Nous introduirons aussi les Caractéristiques de l'Ultra Large Bande et ses avantages et inconvénients ainsi que les différents types d'applications

I.2 La technologie ULB

I.2.1 Définition

La technologie à bande ultra large (ULB) a attiré beaucoup d'intérêt dans les dernières années, particulièrement depuis la révision en février 2002 de la réglementation de la Federal Communication Commission (FCC) des Etats –Unis, qui permet l'utilisation de la technologie ULB en tant que système superposé dans la plage de fréquence de 3.1 à 10.6 GHz. Les principaux attraits de la technologie sont d'importants taux de transmission, un faible coût et faible consommation de puissance.

- ✓ Sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB)
- ✓ Sa bande passante relative est supérieure à 0.2 :

$$B_{Relative} = \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (I.1)$$

$$f_c = \frac{f_h + f_l}{2} \quad (I.2)$$

$$B_{Relative} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (I.3)$$

Dans cette expression f_c représente la fréquence centrale de la transmission, f_h représente la fréquence supérieure de la bande de fréquences et f_l représente la fréquence inférieure de la bande de fréquences.

Suivant cette définition de Taylor, un signal ULB doit donc occuper une largeur de bande ($f_h - f_l$) supérieure ou égale à 25% de sa fréquence centrale. On remarque alors, de manière

anecdotique, que le "bon vieux" téléphone filaire qui occupe la bande 300-3400 Hz est ainsi un signal ULB.

Cette première définition a donc été modifiée et remplacée par une nouvelle proposée par la Fédérale Communication Commissions (FCC). Selon cette nouvelle définition, un signal ultra large bande est un signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz et 20% de sa fréquence centrale.

I.2.2 Bref historique

- ✓ Depuis le milieu des années 60 les techniques ultra large bande (ULB), utilisées dans des applications de type RADAR [1].
- ✓ En 1989 le terme UWB a été introduit par le département de la défense des Etats-Unis.
- ✓ En 1973 le premier brevet sur l'application de l'ultra large bande aux télécommunications est dû à G. F. Ross [2].
- ✓ En 1992 le premier article décrivant cette solution pour les télécommunications, connue sous le nom d'Impulse Radio (IR), est dû à P. Withington et L. Fullerton [3].
- ✓ En 1993 cet article a été suivi par des travaux académiques démarrés par Scholtz [4].
- ✓ Jusqu'en 1994, de nombreux travaux ont été financés par le gouvernement américain mais sous le couvert de la confidentialité. Depuis lors, l'étude des systèmes de transmission par impulsions tant dans le monde industriel qu'académique a fait l'objet de nombreuses publications [5-6].
- ✓ En 1997 le terme UWB apparaît dans le titre d'un article consacré à l'IR [7]. Depuis lors, les deux appellations cohabitent suivant les auteurs.
- ✓ En août 1998, la Federal Communications Commission (FCC) a fait paraître un avis d'information publique (Notice of Inquiry) [8] afin d'évaluer la possibilité de permettre l'utilisation de systèmes employant l'ULB. Suite à cette publication, une centaine de réponses et commentaires ont été faits par les divers organismes et partenaires industriels impliqués de près ou de loin dans l'utilisation de l'ULB.
- ✓ En mai 2000, à la suite de ces commentaires, la Fédérale Communication Commissions (FCC) aux Etats-Unis a adopté un avis de proposition de réglementation (Notice of Proposed Rule Making) dans laquelle, elle reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'ULB dans de nombreux domaines. La FCC a attribué finalement 7.5 GHz de spectre dans de la bande [3.1 - 10.6] GHz à l'ULB [9], et elle a autorisé son utilisation commerciale pour les applications civiles.

I.2.3 Caractéristiques de l'Ultra Large Bande

Par rapport aux autres systèmes de transmission classique, l'ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables :

a) Problème dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques. Dans le cas des communications ultra large bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés.

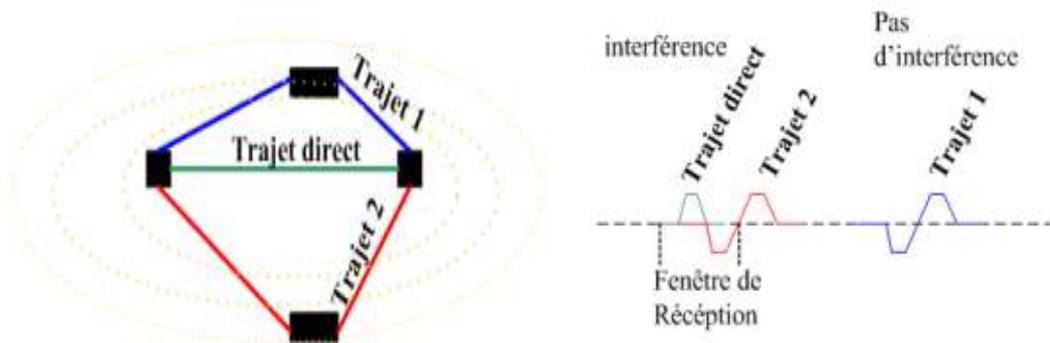


Figure. I. 1 : Propagation par trajets multiple.

b) Communications protégées

Les signaux ULB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car ils utilisent une grande largeur de bande et peuvent être produits sous forme de bruit. (DSP très faible). Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques.

c) Capacité de la technologie ULB

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante:

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (I.4)$$

Où B désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit.

De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal à bruit, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante ; Réalise s'y rapportant la technique ULB.

d) Simplicité relative des systèmes ULB

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie ULB, l'information en bande de base peut moduler directement les impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale. L'architecture de l'émetteur et du récepteur ULB devient alors très simplifiée: les systèmes ne comportent ni synthétiseur à boucle à verrouillage de phase (PLL), ni mélangeur, ni oscillateur contrôlé par une tension (VCO) et encore moins un amplificateur de puissance. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes RF.

e) Une sensibilité moindre au brouillage

la FCC a fixé pour l'ULB un niveau bas de densité spectrale de puissance en émission (PIRE maximal par MHz : -41.3 dBm). Grâce à cette caractéristique sa nuisance sur les autres systèmes est réduite.

f) Propriétés de pénétration

Les signaux ULB ont une bonne capacité de pénétration dans les murs et les obstacles et ils permettent la localisation de grande précision. Ces propriétés seraient également utiles dans des applications telles que l'imagerie médicale.

I.2.4 Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande

- ✓ Débit important pour un Wireless Local Area Network (WLAN).
- ✓ Bonne capacité de pénétration dans les murs et obstacles.
- ✓ Précision temporelle élevée.
- ✓ Possibilité d'une architecture commune pour les applications de communications, de localisation et de radar.
- ✓ Réduction des évanouissements causés par les trajets multiples.
- ✓ Consommation électrique maîtrisable.

Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette technique de communication tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences.

I.2.5 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB, les bandes de fréquences pour ces applications sont :

- ✓ Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules
- ✓ Bande de fréquence <1 GHz : radar GPR et radar "see through wall"
- ✓ Bande 1.99-10.6 GHz : Applications médicales (imagerie).
- ✓ Bande 3.1-10.6 GHz : Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

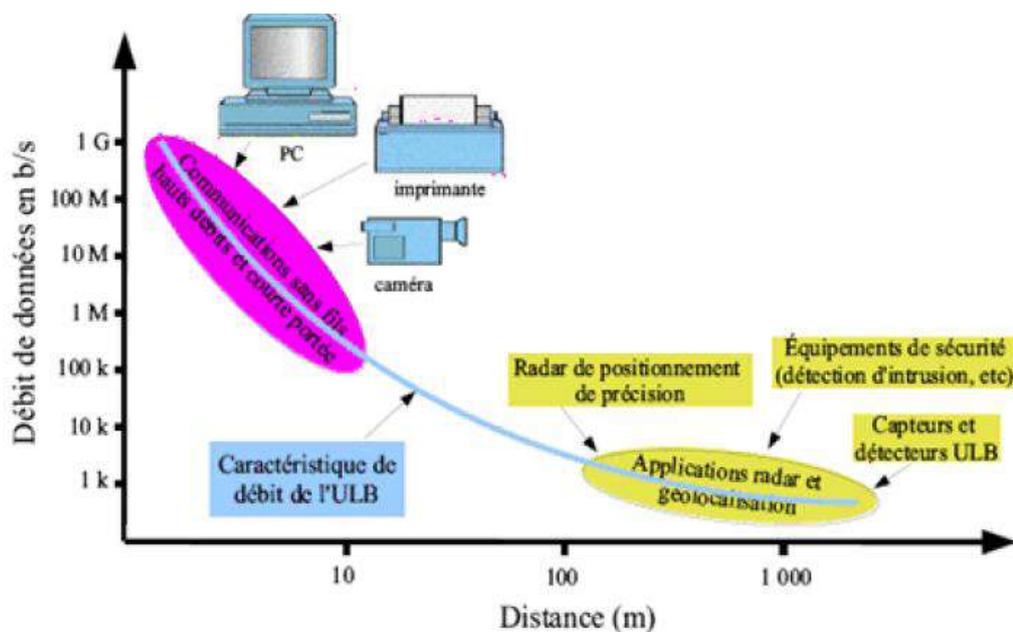


Figure. I. 2: Différentes applications de l'Ultra Large Bande.

a) Le Radar ULB

L'origine destinée pour des applications militaires, l'ULB peut être utilisée pour des applications très variées. Dans le domaine du radar on peut citer le radar anticollision des véhicules, les systèmes d'imagerie radar comme le radar de pénétration de sol ou le radar d'imagerie à travers les murs.

Les radars à impulsion ultra large bande utilisent des impulsions très courtes de l'ordre de quelques nanosecondes avec un spectre étendu qui va de quelques dizaines de MHz à quelques GHz. Avec ces propriétés, le radar ULB a plusieurs avantages :

- ✓ La brièveté des impulsions à fort contenu spectral permet de mesurer une réponse transitoire de la cible très riche en information et de dissocier les différents échos en réception. Cette particularité fait que cette technique est très robuste en présence de multi trajets.
- ✓ Le spectre large d'impulsions lui permet d'obtenir des résultats sur toute la bande à partir d'une mesure unique. Il lui procure aussi un fort pouvoir de détection puisqu'il couvre toute la bande.
- ✓ La partie basse du spectre (f_c gabarit FCC entre 0 et 1 GHz) favorise la pénétration de l'onde à travers des obstacles comme le sol, la végétation ou les murs.

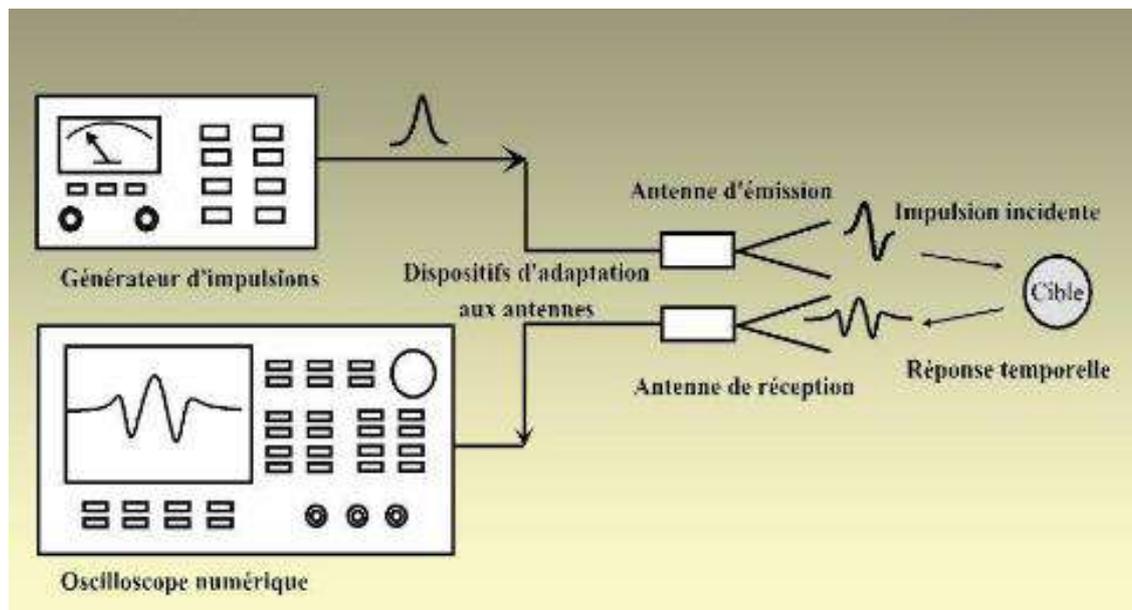


Figure. I. 3: Radar ULB temporel.

b) Applications liées aux communications

1) Applications sans fils WLAN

L'une des applications qui a connu un grand développement après la libération de la bande de fréquences de 3.1-10.6 GHz par la FCC en 2002 concerne sans aucun doute les communications sans fils, à très hauts débits et à courtes portées.

La première application de l'ultra large bande pour les communications sans fils à haut débit (supérieur à 10 Mbps) est liée aux loisirs domestiques. L'ULB permet de remplacer les câbles IEEE 1394 entre caméras numériques et PC par une connectique sans fil, d'effectuer des transferts à très haut débit entre plusieurs PC d'une même maison, ou entre un PC et certains périphériques (imprimante, scanners, disque de stockage) grâce au bus universel sans fil de très haut débit (bus: WUSB).

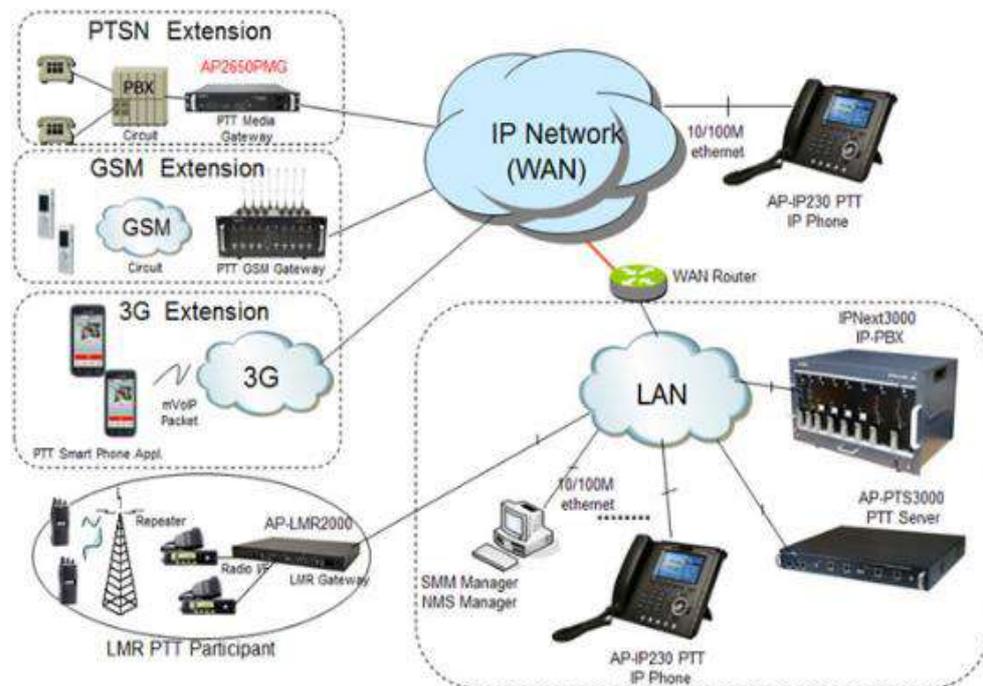


Figure. I. 4: Système de communications sans fil.

Pour des débits plus faibles, on peut envisager des portées un peu plus grandes (50 m) ce qui donne accès à un grand nombre d'applications. On peut citer par exemple :

- ✓ Quelques kbit/s pour les applications domestiques comme l'automatisation de la maison, les systèmes de sécurité ou d'autres services mettant en œuvre des réseaux de capteurs, des télécommandes.
- ✓ Quelques centaines de kbit/s pour les téléphones sans-fil et les liaisons avec les périphériques (souris, clavier, oreillette) du PC, et jusqu'à 1 Mbit/s pour la télésurveillance.

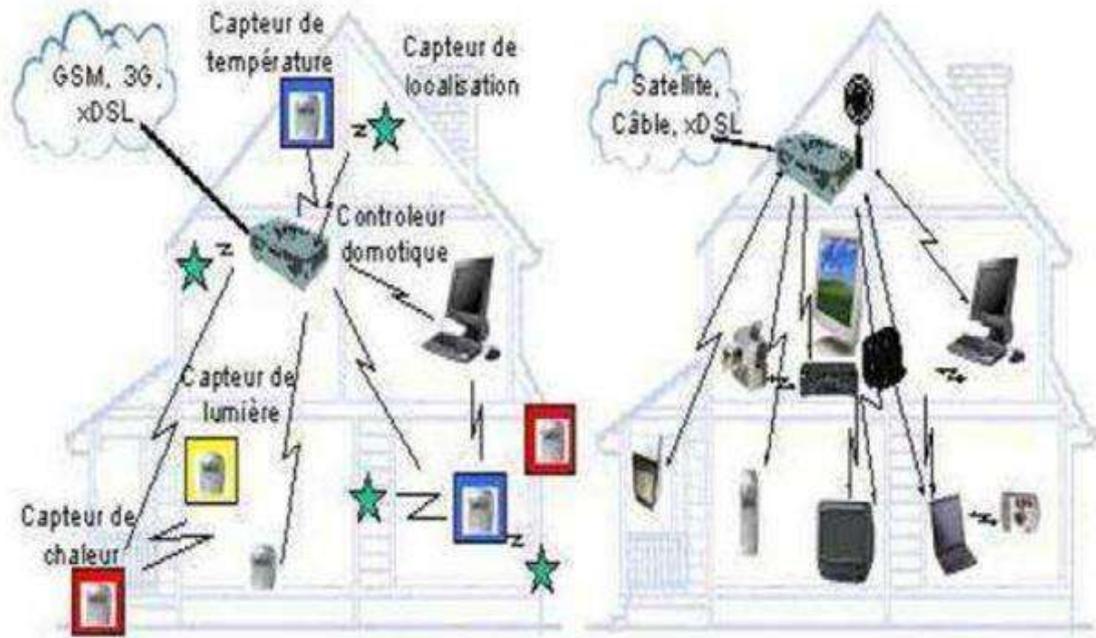


Figure. I. 5: Système de communication de proximité.

A côté de ces applications de communications en bande haute, il existe d'autres applications de communications dans la partie basse du spectre (0.03-2 GHz) décrites ci-dessous.

2) Communications en bande basse

On considère dans cette partie (0.03-2 GHz) les communications entre plusieurs utilisateurs. Au cours des deux dernières années, les développements ont été guidés par la nécessité d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en préservant une bande passante élevée pour chaque utilisateur.

Les données à transmettre vont de l'audio à faible débit binaire (par exemple, 1/10 de kbps pour la voix CVSD) à la vidéo en temps réel (plusieurs Mbps). Les applications dites tactiques (portée de l'ordre du km) et les applications dites stratégiques (portée > 100 km), exigent une faible probabilité de détection (LPD).

Deux systèmes de communications, fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes, ont été commercialisés :

Le premier, le système DRACO, **Figure .I.6** fonctionne dans la bande VHF/UHF du spectre:

C'est un système de communication mobile prévoyant un fonctionnement sans fil dans un environnement tactique. Sa distance d'opération est importante, pouvant s'étendre sur plusieurs kilomètres, DRACO supporte des voix (ou données) cryptées mais aussi des données non cryptées.

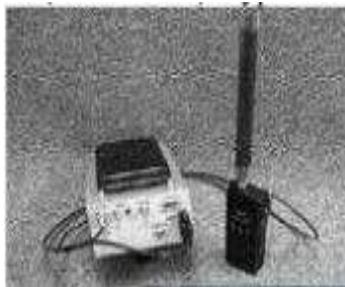


Figure. I. 6: Système DRACO.

Le second système est le système ORION, **Figure .I.7** qui fonctionne dans la bande L (1-2 GHz) du spectre avec 27% bande passante. Il peut fonctionner soit dans un environnement tactique (assez courte portée) soit dans un environnement stratégique.

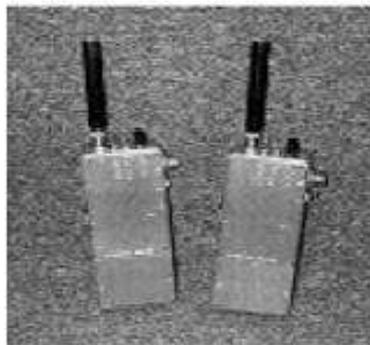


Figure. I. 7: Système ORION.

I.3 Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a présenté la technologie ultra large bande et rappelant tout d'abord ses caractéristiques, avantage et inconvénients ainsi que les domaines d'applications.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier les différentes techniques de conception des filtres passe bande ultra large bande.

Les références

- [1] J. R. Pierce, A. L. Hopper, "Nonsynchronous time division with holding and with random sampling", *Proc. of the IRE*, vol. 40, pp. 1079-1088, Sept. 1952.
- [2] G. F. Ross, "Transmission and reception system for generating and receiving baseband duration pulse signals for short base-band pulse communication system", U.S. Patent 3,728,025 dated July 31, 1973.
- [3] M. K. Simon; B. K. Levitt; R. A. Scholtz R.A.; J. K. Omura, "Spread spectrum communications handbook", Mac Graw Hill, 1994.
- [4] M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, M. A. Barnes, "Ultra-WideBandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications", *Proc. of the 47th Vehicular Technology. Conference VTC 1997.*, Phoenix, AZ, USA, pp.251-255, May 1997.
- [5] P. H. Withington and L. Fullerton, "An impulse radio communications system", in *Proc. of the International. Conference. on Ultra-Wide Band, Short Pulse Electromagnetics*, Brooklyn NY, USA, pp.113-120, Oct. 1992.
- [6] R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio", *Proc. of the IEEE Milcom Conference*, Boston, MA, USA, pp.447-450, Oct. 1993.
- [7] M. Z. Win, R.A. Scholtz, and L. W. Fullerton, "Time-Hopping SSMA Techniques for Impulse Radio with an Analog Modulated Data Subcarrier", *proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC1997*, May 1997.
- [8] ET Docket No. 98-153, 65 Fed. Reg. 37332, "Notice of Proposed Rule Making", June 14, 2000. See also, *Notice of Inquiry* in ET Docket No. 98-153, 63 Fed. Reg. 50184, September 21, 1998.
- [9] ET Docket No. 98-153, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission", Adopted February 14, 2002, Released April 22, 2002.

Chapitre II

Filtre passe bande ultra large bande (ULB)

Contenu

- **Introduction17**
- **Technologies planaires17**
- **Généralités sur les filtres22**
- **Principales topologies planaires des filtres passe-bandes.....27**
- **Filtres Ultra Large Bande30**
- **Filtres à défaut de plan de masse34**
- **Conclusion.....36**

II.1 Introduction

Depuis de nombreuses années, les filtres planaires ont subi d'important développement tant au niveau des topologies adoptées que des méthodes de conception [1].

Les filtres passe-bande accomplissent une des fonctions de l'électronique essentielles au traitement de l'information. Ils sélectionnent les signaux en faisant une discrimination sur la fréquence. De fait, ceux-ci sont transmis à travers une fenêtre appelée bande passante et atténués en dehors.

En général, une réponse micro-onde de ce type est obtenue grâce à un ou plusieurs résonateurs. Si leur fréquence de résonance correspond à la fréquence du signal, l'énergie se propage d'un élément à un autre, entre un accès d'entrée et un accès de sortie.

Ce chapitre se décompose en deux parties. La première partie est consacrée les Technologies planaires qui constituent Topologie micro-ruban et ses avantages et inconvénients .La deuxième présente généralité sur les filtres et les principales topologies de filtres passe bande planaires les plus couramment utilisées dans le domaine des microondes et proposons d'introduire la technique de DGS (defected ground structure).

II.2 Technologies planaires

Les Technologies planaires sont complémentaires des technologies volumiques. Là où ces dernières peinent à cause de leur encombrement et poids trop important, ou à cause de leur mauvaise connectivité, les technologies planaires répondent favorablement à ces critères. Elles sont par ailleurs adaptées aux productions de masse, et donc à la réduction des coûts. Ces qualités ont un prix qui se paye par des coefficients de qualité bien plus faible (de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines), et des puissances admissibles limitées au Watt.

Le principe est sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaque, métallise sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par micro-ruban.

II.2.1 Topologie microruban (en anglais microstrip)

La technologie microruban demeure la structure planaire la plus utilisée pour la réalisation des dispositifs microondes et millimétriques, ceci grâce à la souplesse technologique qu'elle offre. La ligne microruban est constituée d'un substrat diélectrique d'épaisseur h métallisé sur sa

face inférieure (plan de masse) et supportant, sur sa face supérieure, un ruban métallique de largeur w voir **Figure. II.1**.

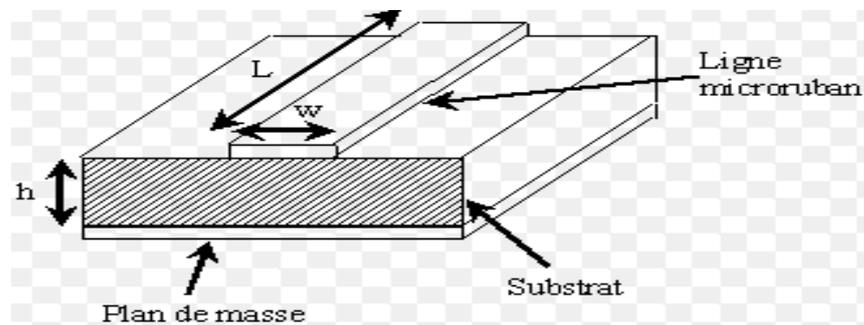


Figure. II. 1: Ligne microruban.

Comme le montre la **Figure II.2**, les lignes de champ électrique convergent vers le substrat. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure supporte un mode quasi-TEM [2] et de ce fait est dispersive. Ces lignes de transmission sont caractérisées par une impédance caractéristique et par une permittivité relative effective qui dépendent de la largeur du ruban et des caractéristiques du substrat.

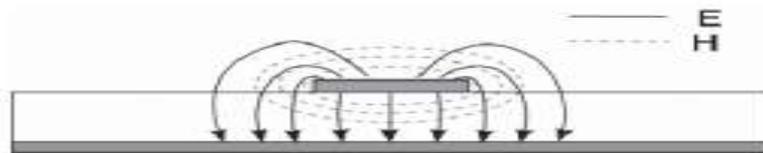


Figure. II. 2: Représentation des lignes de champ.

Nous allons maintenant présenter différentes topologies de filtres réalisables sur la base de cette technologie planaire micro- ruban.

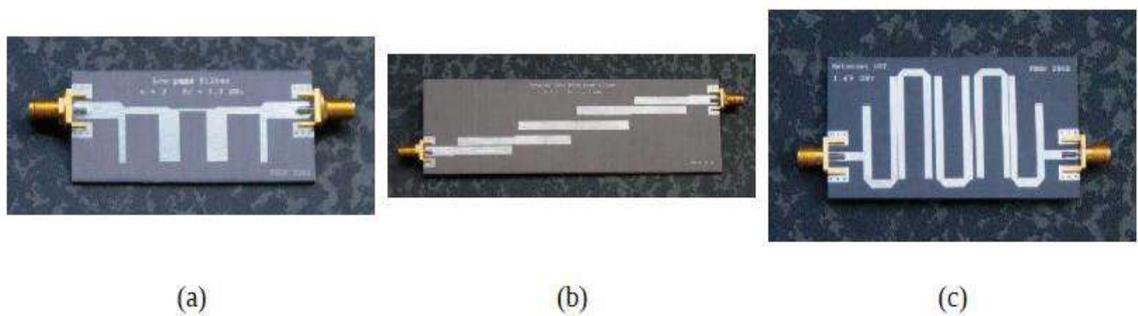


Figure. II. 3: Exemple de filtre microruban, filtre à stubs(a), filtre à lignes complées(b), filtre hairpin(c).

Un récapitulatif des topologies microruban décrites est présenté dans **Le tableau II.1.**

	Filtre à stubs	Filtre à ligne couplées	Filtre DBR
Bande passante relative	moyen à large 20 à 80%	Faible < 20%	faible à très faible Quelques % à 20%
Facteur de qualité	≈80	≈120	≈180

Tableau. II.1 : comparaison de 3 topologies micro ruban.

II.2.2 Avantages et inconvénients

a) Avantages

La technologie microruban permet une implémentation aisée des éléments en série. Le procédé technologique de réalisation des circuits est simple et bien maîtrisé. Le report des éléments actifs ne pose pas trop de problème et les bibliothèques de modèles sont relativement fournies.

b) Inconvénients

Le problème majeur rencontré avec cette technologie est l'implantation des éléments en parallèle et le report de masse (ou court-circuit). Pour réaliser des courts-circuits, il faut avoir recours aux trous métallisés (vias) qui peuvent être gênant car ils créent des effets parasites nuisibles aux performances électriques. De plus la plage d'impédances caractéristiques réalisables est restreinte une fois que les caractéristiques du substrat sont fixées.

II.2.3 Caractéristique de la ligne microruban dans l'approximation quasi-TEM

La ligne microruban est inhomogène puisqu'elle comporte deux milieux de propagation de propriété différente « l'air et le diélectrique » le mode dominant de ces structures est une mode hybride qui possède 6 composantes non nulle des champs EM, les composantes longitudinales E_z et H_z sont d'amplitude nettement plus petite que les champs transverse E_T et H_T le mode dominant de la ligne micro-ruban est donc un mode quasi-TEM [3]. 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 [4] :

a) Permittivité effective :

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

$$\varepsilon_{re} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} \right] \quad (\text{II.1})$$

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

$$\varepsilon_{re} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad (\text{II.2})$$

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

b) Impédance caractéristique :

De même il est possible de déterminer l'impédance caractéristique de la ligne microruban à partir de la permittivité effective précédente :

- pour les bandes telles que $\frac{W}{h} < 1$:

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right] \Omega \quad (\text{II.3})$$

- Pour les bandes telles que $\frac{W}{h} > 1$:

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

Le graphique suivante permet de calculer, d'après ces relations, $\sqrt{\varepsilon_{re}}$ en fonction de $\frac{W}{h}$ pour diverses valeurs de ε_r

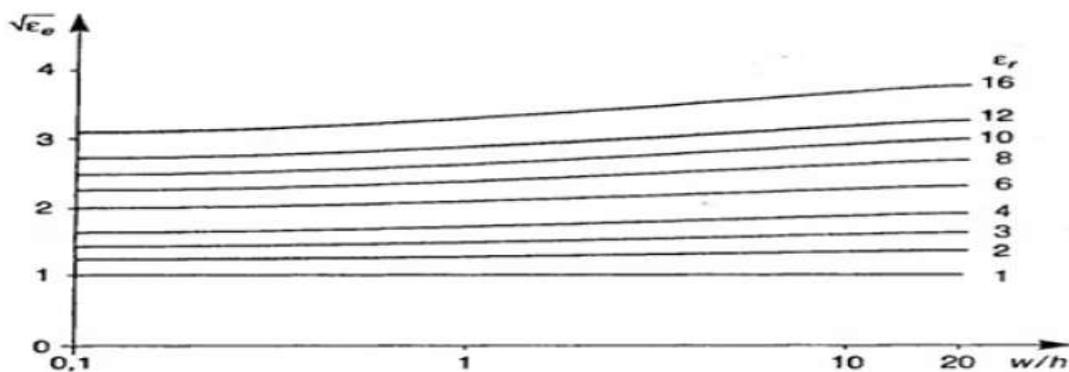


Figure. II. 4: Abaque pour le calcul de ε_{re} en fonction de $\frac{W}{h}$ pour diverses valeurs de ε_r .

c) Synthèse de $\frac{W}{h}$

Les relations dues à Wheeler et Hammerstad permettent de trouver le rapport $\frac{W}{h}$ en fonction de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne.

-Pour $\frac{W}{h} > 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{(2A)} - 2} \quad (\text{II.5})$$

Où :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right] \quad (\text{II.6})$$

-Pour $\frac{W}{h} < 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B - 1) - \lg(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (\text{II.7})$$

Où :

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.8})$$

II.2.4 Les pertes dans une ligne micro-ruban

L'atténuation des signaux au cours de leur propagation sur les circuits microrubans est principalement due à trois causes :

- Les pertes diélectriques
- Les pertes métalliques
- Les pertes par rayonnement [5].

II.2.5 Discontinuité dans les lignes micro-rubans

Les discontinuités dans les lignes microrubans sont généralement produites dans la disposition des filtres pratiques telles que celles de type coude, gap, à saut d'impédances, jonctions et lignes ouvertes. La **Figure II .5** . Illustre quelques structures typiques et leurs circuits équivalents.

D'une manière générale, les effets des discontinuités peuvent être plus exactement modélisés et pris en considération dans les conceptions de filtre avec des logiciels électromagnétiques (EM) de simulation. Néanmoins, les expressions pour des modèles de circuit équivalent de ces discontinuités sont encore utiles toutes les fois qu'elles sont appropriées.

Ces expressions sont employées dans beaucoup de programmes d'analyse de circuit. Il y a des nombreuses expressions pour des discontinuités de ligne microruban, pour la convenance quelques discontinuités typiques sont données comme suit.

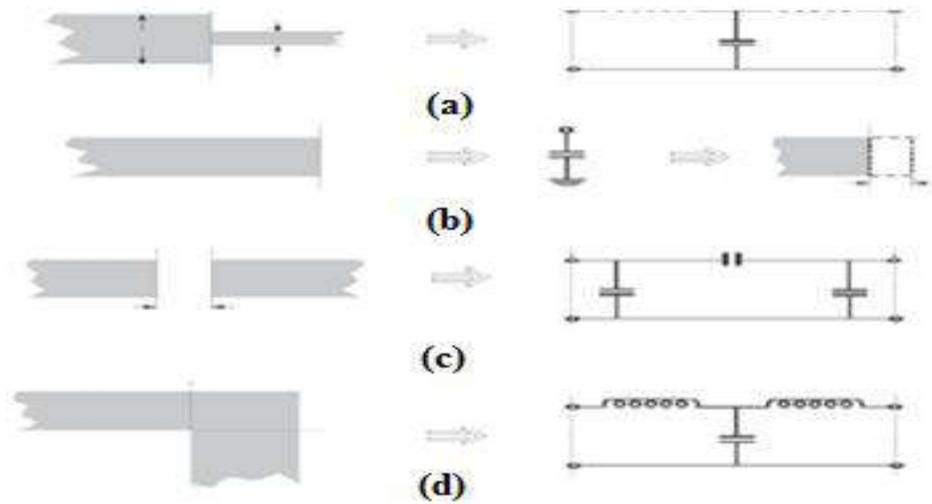


Figure. II. 5: Microrubans discontinuités: (a) steps; (b) open-end; (c) gap; (d) bend.

II.3 Généralités sur les filtres

II.3.1 Notion de filtre et de filtrage

Un filtre idéal est un système qui transmet sans déformation tout signal dont le spectre utile se trouve dans l'intervalle de pulsations (f_{c1} et f_{c2}) et élimine totalement tout signal dont le spectre est situé en dehors de l'intervalle (f_{c1} et f_{c2}).

Suivant les valeurs de f_{c1} et f_{c2} , on peut déterminer quatre catégories de filtres. La Figure. II.6 représente les variations du module $|G(dB)|$ de la transmittance du filtre idéal correspondant à chaque catégorie.

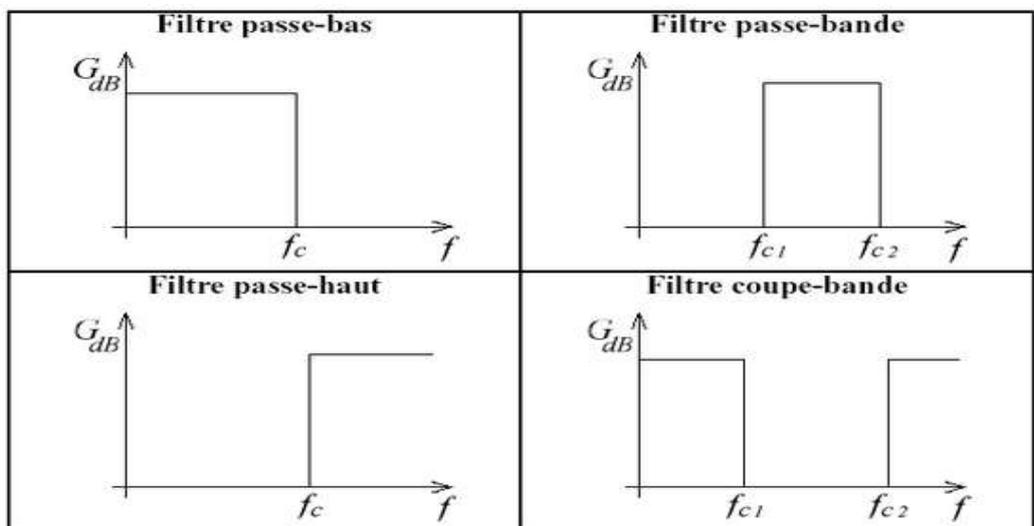


Figure. II. 6: Différents types de filtres.

II.3.2 Types de filtre

a) Filtre Passe-bas

Transmet des signaux à des fréquences inférieures à une certaine fréquence de coupure ω_l . La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée $BP = [0, f_{c1}]$.

b) Filtre passe-haut

Transmet des signaux à des fréquences supérieures à la fréquence de coupure. La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée $BP = [f_{c1}, \infty[$.

c) Filtre passe-bande

Ce filtre ne laisse passer qu'une bande de fréquences. Il possède deux fréquences de coupure la fréquence de coupure basse et la fréquence de coupure haute, La bande passante $BP = [f_{c1}, f_{c2}]$.

- **Caractéristiques des filtres passe-bande**

- ✓ **Fréquence centrale f_c** : C'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du filtre est purement réelle. On l'appelle aussi la fréquence de résonance. La fréquence centrale est la moyenne géométrique des fréquences de coupure.

$$f_c = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} \quad (\text{II.13})$$

Pour un filtre passe-bande, l'amplitude de la fonction de transfert est maximale à la fréquence centrale.

- ✓ **Largeur de bande β** : C'est la largeur de la bande passante.

- ✓ **Facteur de qualité Q** : C'est le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de bande. Le facteur de qualité est une mesure de la largeur de la bande passante, indépendamment de la fréquence centrale.

d) Filtre coupe-bande

Un filtre coupe-bande aussi appelé filtre réjecteur de bande c'est un filtre qui empêche le passage d'un intervalle de fréquences, composé d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas, La bande passante $BP = [0, f_{c1}] \cup [f_{c2}, \infty[$.

II.3.3 Caractéristiques de base d'un filtre

On présente ici certaines caractéristiques de base des filtres. Pour accomplir ceci, on se sert de la fonction de transfert du circuit, où on considère l'entrée et la sortie comme étant des tensions.

1. **Bande passante** : C'est l'étendue des fréquences entre lesquelles un signal à l'entrée passe à la sortie.
2. **Bande atténuée** : C'est l'étendue de fréquences où l'amplitude d'un signal est atténuée de sorte qu'il n'apparaît pas à la sortie.
3. **Fréquence de coupure**: les points de limite de bande passante et d'arrêt dans le filtre les caractéristiques de transmission sont définies par la fréquence de coupure. Le -3dB a coupé les fréquences choisies sont 3.1GHz et 10.6 GHz

II.3.4 Applications

- Systèmes de télécommunications (téléphone, télévision, radio, transmission de données...)
- Systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars...)
- Alimentation électrique...

II.3.5 Paramètres S

L'utilisation de la matrice de répartition, ou matrice de paramètres S permet de caractériser une ligne comme étant un élément de circuit aux caractéristiques connues représentable sous la forme d'un quadripôle.

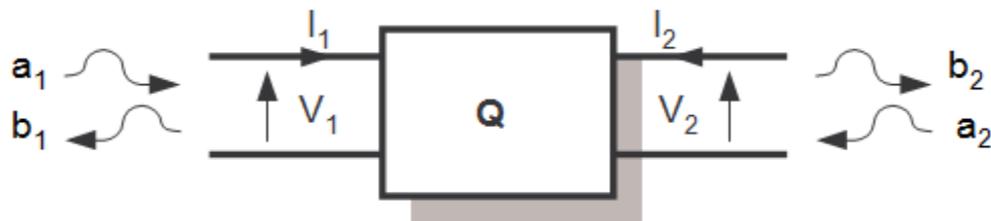


Figure. II. 7 : Un quadripôle.

On définit alors la matrice S par :

$$[b] = [S][a] \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{II.16})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{II.17})$$

Les éléments de matrice S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} sont les paramètres de diffusion ou les paramètres S.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{II.18})$$

✓ Il s'agit donc du coefficient de réflexion à l'accès 1, l'accès 2 étant adaptée à la résistance de normalisation (charge $Z_U=R_C$)

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{II.19})$$

✓ Il s'agit donc du coefficient de transmission de l'accès 1 vers l'accès 2, la sortie étant adaptée à la résistance de normalisation (charge $Z_U=R_C$).

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{II.20})$$

✓ Il s'agit donc du coefficient de réflexion à l'accès 2, l'accès 1 étant adaptée à la résistance de normalisation ($Z_G=R_C$, la présence ne changeant rien).

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{II.21})$$

✓ Il s'agit donc du coefficient de transmission de l'accès 2 vers l'accès 1, l'accès 1 étant adaptée à la résistance de normalisation ($Z_G=R_C$).

II.3.6 Notions de Gain et Fonction de Filtrage

La méthode de synthèse d'un filtre micro-onde se base sur le calcul de la fonction de filtrage. Cette fonction de filtrage correspond au gain d'insertion, souvent confondu avec le gain transductique [3]. La distinction entre ces deux notions est donnée dans les paragraphes qui suivent.

a) Gain d'insertion

Le gain d'insertion d'un quadripôle est le rapport entre la puissance fournie à la charge P_{La} et la puissance fournie à cette même charge lorsqu'elle est directement reliée au générateur P_{Lb} :

$$G_I = \frac{P_{La}}{P_{Lb}} \quad (\text{II.22})$$

Avec P_{Lb} la puissance délivrée à la charge Z_L avant l'insertion du quadripôle et P_{La} la puissance délivrée à la même charge après l'insertion du quadripôle **Figure. II.8**. Ce gain peut être exprimé en fonction de la tension ou du courant :

$$G_I = \left(\frac{V_{La}}{V_{Lb}}\right)^2 = \left(\frac{I_{La}}{I_{Lb}}\right)^2 \quad (\text{II.23})$$

Ce gain peut également s'exprimer en fonction des termes de la matrice ABCD du quadripôle par la détermination des valeurs des tensions aux bornes de la charge avant et après l'insertion du quadripôle

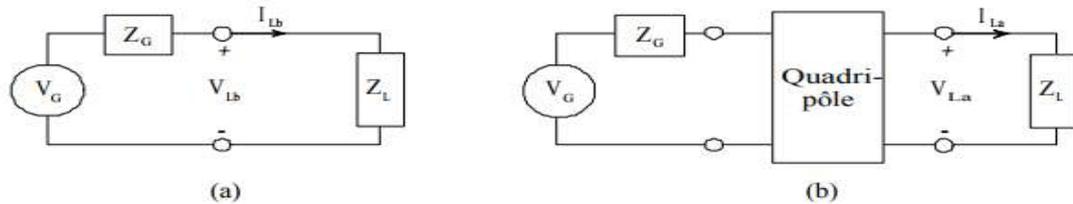


Figure. II. 8: Circuit électrique. (a) Charge connectée directement au générateur. (b) Charge avec insertion du quadripôle

Après l'insertion du quadripôle :

$$G_I = \left| \frac{Z_G + Z_L}{AZ_L + B + CZ_G Z_L + DZ_G} \right|^2 \quad (\text{II.24})$$

Dans les systèmes micro-ondes, la charge et le générateur sont souvent adaptés à une même impédance \$Z_0\$ (50 \$\Omega\$). Dans ce cas, \$Z_G = Z_L = Z_0\$, et l'expression du gain d'insertion devient :

$$G_I = \left| \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \right|^2 \quad (\text{II.25})$$

Or, en utilisant les équations de passage de la matrice ABCD aux paramètres S, on déduit que le gain d'insertion est dans ce cas égal au carré du module du coefficient \$S_{21}\$:

$$G_I = |S_{21}|^2 \quad (\text{II.26})$$

Le gain d'insertion d'un quadripôle passif peut être supérieur à 1, lorsque \$Z_L\$ n'est pas le complexe conjugué de \$Z_G\$. Par exemple, si \$Z_G=90 \Omega\$ et \$Z_L=10 \Omega\$, l'insertion d'un adaptateur d'impédance entre le générateur et la source augmente la puissance délivrée à la charge : \$P_{La} > P_{Lb}\$. Ce "trouble" peut être évité par l'introduction de la notion du gain transducique.

b) Fonction de filtrage

La représentation donnant l'atténuation et la phase du filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle du filtre. C'est la fonction de filtrage. En utilisant l'expression générale de la fréquence complexe \$p = \sigma + j\omega\$, la fonction de filtrage d'un filtre donnée par le paramètre \$S_{21}\$, se met sous la forme :

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (\text{II.27})$$

Où $N(p)$ et $D(p)$ sont des polynômes de la variable complexe de la fréquence p . Pour un système sans pertes, $\sigma = 0$ et $p = j\omega$. Souvent, la conception d'un filtre repose uniquement sur sa réponse en amplitude surtout pour les systèmes bande étroite. Les pertes de transmission sont données en dB par :

$$IL = \frac{1}{GI} = -20 \log(|S_{21}|) \quad (\text{II.28})$$

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

$$RL = -10 \log(1 - |S_{21}|^2) \quad (\text{II.29})$$

II. 4 Principales topologies planaires des filtres passe-bandes

Les filtres planaires ont pour avantages un très faible encombrement et poids, et un excellent degré d'intégration avec les dispositifs micro-ondes. En revanche, leurs points faibles restent leur limitation aux faibles puissances et surtout leurs performances électriques aux hautes fréquences pour lesquelles, les pertes métalliques, diélectriques et par rayonnement augmentent.

II. 4.1 Filtres à éléments localisés

Ce type de filtres correspond à la transcription directe d'un modèle équivalent basse fréquence micro-onde. Les éléments réactifs localisés sont réalisés en technologie CMS pour les filtres sur PCB ou intégrés pour les filtres MMIC. Par exemple, les inductances peuvent être réalisées sous formes de ligne en méandres et en spirale **Figure. II.9**, les capacités à l'aide de lignes interdigitales ou de diélectriques séparant la surface métallique **Figure II.10**. Les éléments hybrides doivent avoir des dimensions géométriques faibles devant la longueur d'onde. Sur la **Figure. II.9**, la valeur de l'inductance maximale atteinte avec une géométrie en spirale est de 10 nH.

Alors que la capacité interdigitale est plus utilisée pour des faibles valeurs de la capacité (inférieure à 1 pF), la valeur maximale atteinte par une capacité MIM est de l'ordre de 30 pF.

En plus de la compacité, ils présentent les avantages de faible coût et de facilité de conception.

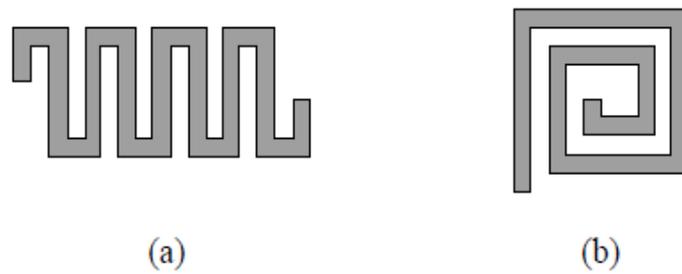


Figure. II. 9: Inductances localisées. (a) en méandres. (b) en spirale.

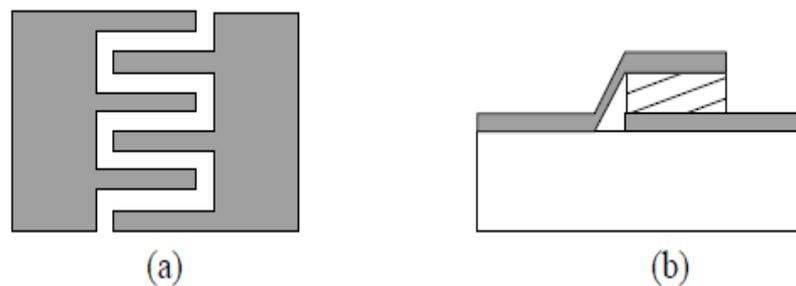


Figure. II. 10: Capacités localisées. (a) interdigitale. (b) MIM.

Cependant, leur faible facteur de qualité qui ne dépasse pas 50, entraîne des pertes importantes.

II.4.2 Filtres à saut d'impédance

Le filtre à saut d'impédance est un filtre passe-bas qui consiste en une cascade alternant des lignes de transmission de faible et de haute impédance caractéristique. Ces lignes, plus courtes que la longueur d'onde, agissent comme des éléments semi-localisés. En effet, une ligne de haute impédance est équivalente à une inductance série alors qu'une ligne de faible impédance remplace une capacité en parallèle. Le schéma de principe d'un filtre d'ordre 5 est donné sur la **Figure .II.11**.

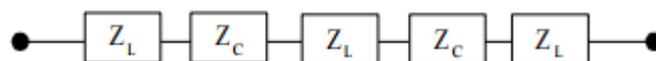


Figure. II. 11: Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5.

II.4.3 Filtres à stubs

Dans le filtre à saut d'impédance, la capacité en parallèle est réalisée par une ligne de faible impédance caractéristique. Quand l'impédance est très faible, la structure physique ressemble plus à des stubs perpendiculaires à la ligne principale. Les filtres à stubs peuvent ainsi être

utilisés pour concevoir des filtres passe-bas comme le montre la **Figure. II.12**. Un stub à circuit ouvert d'impédance Z_s et de longueur est équivalent à la fréquence ω à une susceptance :

$$C\omega = \frac{1}{Z_s} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda}L\right) \text{ pour } l < l_0/4 \tag{II.30}$$



Figure. II. 12: Structure d'un filtre à stub en microruban.

Par contre, la réponse d'un passe bas à stubs n'est pas identique à celle d'un filtre à saut d'impédance. Par exemple, un stub de longueur électrique égale à 30° à la fréquence de coupure entraîne un zéro de transmission au triple de la fréquence de coupure. La présence de ces zéros de transmission est responsable de la modification de la réponse en dehors de la bande passante du filtre à stubs par rapport au filtre à saut d'impédance. Similaire au filtre passe-bas à saut d'impédance, ce type de filtres a des applications limitées à cause des lobes secondaires et de la faible sélectivité.

II.4.4 Filtres à base de résonateurs

Les filtres à base de résonateurs couplés sont bien adaptés pour les faibles bandes passantes, inférieures à 20 %.

a) Résonateurs demi-onde

Ces résonateurs présentent une longueur égale à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance f_0 . Des résonances peuvent également apparaître aux fréquences $(2k + 1) f_0$, avec $k = 1, 2, 3, \dots$. Les topologies de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série, en parallèle et à couplage croisé sont présentées dans les paragraphes suivants.

1) Résonateurs demi-onde couplés en série

La **Figure. II.13** présente la topologie de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série. Le couplage qui se fait au niveau des gaps entre deux résonateurs voisins est de nature capacitive.



Figure. II. 13: Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en série.

2) Résonateurs demi-onde couplés en parallèle

Ces filtres sont constitués de résonateurs demi-onde couplés en parallèle sur la moitié de leur longueur avec les résonateurs adjacents. Cette disposition assure un plus fort couplage entre les résonateurs **Figure. II.14**, et permet de concevoir des filtres possédant une bande passante plus large que celle de la topologie à lignes couplées en série.

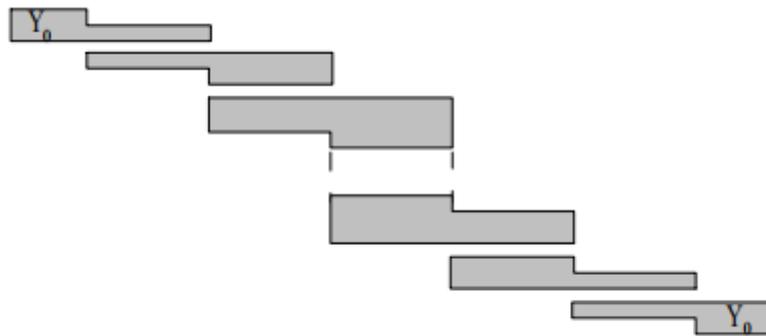


Figure. II. 14: Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle.

b) Résonateurs quart-d'onde

Ces résonateurs distribués présentent une longueur égale au quart de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance f_0 . Deux types de résonateurs seront décrits : les résonateurs en peigne et les résonateurs interdigités.

II.5 Filtres Ultra Large Bande

L'Ultra Large Bande a été fortement mise en lumière ces dernières années (en particulier depuis 2002) et plusieurs domaines d'application de ce type de systèmes de communications sont actuellement envisagés.

II.5.1 Définition

Au cours de sa brève histoire, l'Ultra Large Bande a d'abord eu une première définition donnée par Taylor. Selon lui, le terme ultra large bande désigne les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative est supérieure ou égale à 25%.

La Commission Fédérale de Communications (FCC) a ensuite défini le signal Ultra Large bande comme un signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz et 20 % de sa fréquence centrale. La bande principale prévue pour l'ULB se situe entre 3,1 GHz et 10,6 GHz. Cette bande d'environ 7 GHz de large pourrait donc éventuellement être décomposée en 14 sous "canaux" de 500 MHz. Un système de communication utilisant la

totalité de la bande, ou un ensemble des sous canaux de 500 MHz ou même un seul canal de 500 MHz sera donc considéré comme un système ULB, à condition qu'il respecte les contraintes réglementaires de mise en service.

II.5.2 Filtres passe bande ultra large bande à résonateur à saut d'impédance

Pour les applications où la réduction de taille est critique, des filtres plus compacts doivent être développés. Cependant, une miniaturisation des filtres entraîne généralement des pertes d'insertion croissantes et des performances réduites. La miniaturisation des filtres planaires peut être obtenue grâce à l'utilisation de substrats à constante diélectrique élevée ou l'insertion d'éléments localisés, mais une modification de la géométrie est souvent nécessaire. De nombreuses configurations de filtres ont été proposées dans la littérature. Ce paragraphe présente les concepts principaux de filtres miniaturisés :

- ✓ Lignes à onde lente.
- ✓ Résonateurs à saut d'impédance.
- ✓ Ligne capacitivement chargée

II.5.3 Structures à onde lente

En général, la taille des filtres micro-ondes est proportionnelle à la longueur d'onde définie à la fréquence de travail. Comme la longueur d'onde est proportionnelle à la vitesse de propagation v_p , la réduction de v_p obtenue par des lignes à onde lente aboutit à des filtres plus compacts. L'introduction des lignes à onde lente permet non seulement de miniaturiser le filtre mais également parfois de rejeter les lobes secondaires vers les hautes fréquences. Les structures à onde lente les plus répandues sont les résonateurs à saut d'impédance (SIR) et les lignes chargées capacitivement.

II.5.4 Résonateur à saut d'impédance

La structure d'un résonateur SIR conventionnel est donnée sur la **Figure. II.15 (a)**. Le circuit électrique équivalent se compose d'une ligne de transmission chargée par des capacités en ses extrémités **Figure. II.15 (b)**. Alors qu'une ligne non chargée résonne à la fréquence pour laquelle sa longueur fait $\lambda/2$, le circuit de la **Figure. II.15(b)** résonne pour des fréquences plus faibles. L'étude de cette structure montre que la fréquence de résonance et la vitesse de propagation diminuent lorsque la capacité de charge augmente. Le résonateur SIR est ainsi plus compact que le résonateur à impédance caractéristique constante.

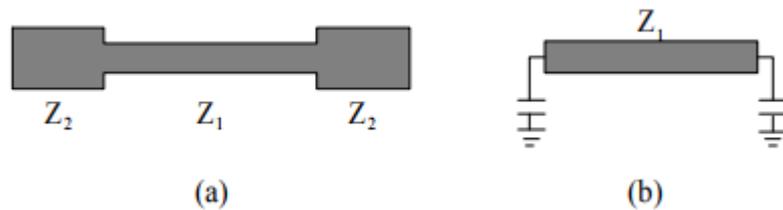


Figure. II. 15: Résonateur à saut d'impédance (a) Lay-out (b) Circuit électrique équivalent.

De plus, l'introduction des stubs à saut d'impédance produit des zéros de transmissions supplémentaires et augmente la sélectivité, comme démontré dans ce qui contribue à élargir la bande de réjection des filtres. En effet, le rapport de la fréquence de la deuxième résonance et de la fréquence du fondamental est plus élevé dans le cas d'une ligne chargée. Les lobes secondaires sont rejetés vers les hautes fréquences. Les caractéristiques de facteur de qualité élevé, de meilleures performances électriques et de compacité des résonateurs SIR de longueur $\lambda/4$, $\lambda/2$ et λ sont étudiées dans . Citons les filtres à résonateurs couplés en série en parallèle et à couplage croisé.



Figure. II. 16: présentation de filtres à résonateurs à saut d'impédance couplés.

II.5.5 Ligne capacitivement chargée

Sur le même principe que les résonateurs SIR, les extrémités basse impédance du résonateur SIR peuvent être remplacées par une capacité discrète dans le but de réduire la taille des filtres planaires et d'améliorer leur réponse large bande. Une ligne chargée par une capacité est également une ligne à onde lente. Cette capacité peut être une capacité CMS, une capacité interdigitée ou une capacité patch. En basse fréquence, les capacités CMS sont plus compactes que les éléments répartis. Ces capacités ont été utilisées pour réduire la taille d'un résonateur en U et de 67 % celle du résonateur à mode double en anneau. Idéalement, les

éléments localisés ne possèdent pas de remontées parasites mais souffrent de pertes d'insertion plus élevées.

II.5.6 Applications d' Filtres à ULB

- ✓ Les caractéristiques à bande ultra-large sont bien adaptées aux courtes distances applications, telles que les périphériques PC.
- ✓ Les systèmes ULB ont tendance à être des applications intérieures à courte portée.
- ✓ Il est plus facile de concevoir des débits de données élevés; le débit de données peut être échangé pour la gamme en agrégeant l'énergie d'impulsion par bit de données.
- ✓ ULB est utilisé pour les systèmes de localisation en temps réel
- ✓ ULB à haut débit de données peut permettre aux moniteurs sans fil, l'efficacité transfert de données à partir de caméscopes numériques, impression sans fil de images d'un appareil photo sans avoir besoin d'un personnel transferts d'ordinateurs et de fichiers entre combinés téléphoniques des appareils portatifs tels que des lecteurs multimédias portables.
- ✓ la technologie d'imagerie radar, la localisation précise et le suivi mesures de distance entre les radios) et la précision du temps d'arrivée approches de localisation.
- ✓ Dans le domaine des systèmes de communication à courte portée, tels que utilisé pour éviter les collisions.

II.5.7 Avantages et inconvénients des filtres microrubans

La technologie de ces filtres microrubans est issue de celle des circuits imprimés ce qui leur confère certains avantages, tels que : le faible poids, leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des filtres.

Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type de filtre est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des filtres microrubans dans les applications de la communication mobile.

D'une façon générale, les avantages des filtres microruban résident dans le fait qu'elles soient :

- Simples,
- Robustes,
- Non encombrantes,
- Adaptées aux surfaces planes et non planes,

- À faible coût.

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- Faible efficacité,
- Faible gain,

II.6 Filtres à défaut de plan de masse

Les applications des défauts dans le plan de masse trouvent de nombreux avantages en terme 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. La relation entre la position des zéros et la forme du défaut a été étudiée dans [6].

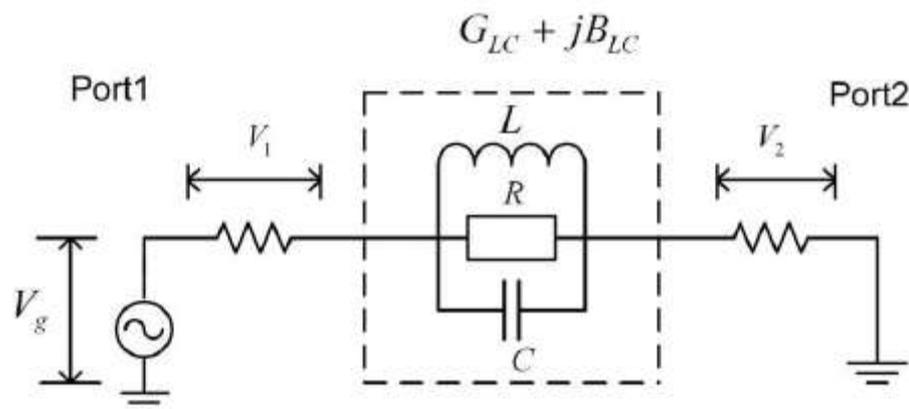


Figure II. 17: Circuit équivalent RLC pour l'unité DGS.

$$\left\{ \begin{array}{l} C = \frac{\omega_c}{2Z_0(\omega_0^2 - \omega_c^2)} \\ L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \cdot C} \\ R(\omega) = 2Z_0 / \sqrt{\frac{1}{|S_{11}|^2} - \left(2Z_0 \left(\omega_c - \frac{1}{\omega_L}\right)\right)^2 - 1} \end{array} \right. \quad (\text{II.29})$$

Différentes géométries de défaut sont proposées. Citons les trous circulaires [7,8,9] **Figure. II.18, carrés** [10,11, 12] et des fentes rectangulaires [13, 14, 15]. Insérées dans un filtre passe-bas à stubs, les fentes rectangulaires augmentent la bande de réjection du passe-bas [16].

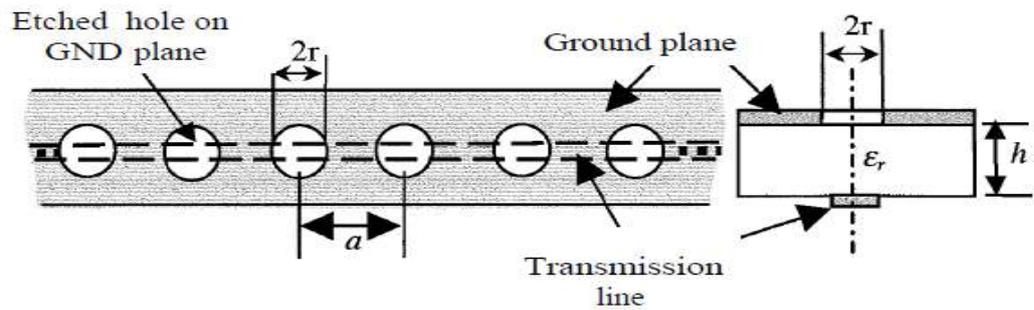


Figure. II. 18: Schéma de la structure étudiée.

D'autres structures ont été étudiées [17, 18–19] **Figure. II.19**. 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 [22, 23] et boucle à onde lente [24] ont été conçus. D'autres défauts plus complexes en 2D gravés dans le plan de masse ont également été proposés dans [25, 26, 27].

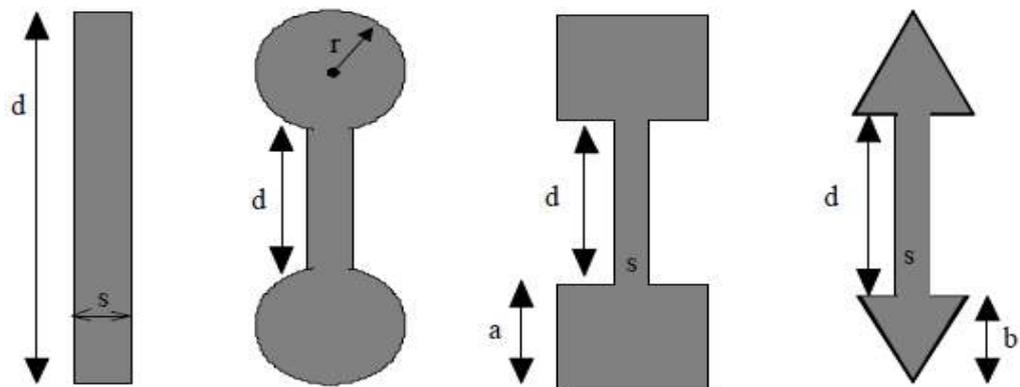


Figure. II. 19: Formes géométriques des défauts étudiés.

Ces défauts ont été reportés sur de nombreux filtres en technologie microruban et quelques filtres en technologie CPW.

II.6.1 Caractéristiques DGS

- Perturbations des champs de blindage sur le plan de masse.
- Augmente la permittivité effective.
- Augmente la capacitance effective et l'inductance de la ligne de transmission.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une manière générale différents types de technologies planaires pour la conception des filtres. Par rapport aux autres technologies les structures planaires sont plus avantageuses en termes de taille, de coût, d'intégration et de flexibilité. Nous avons également décrit une grande variété de topologies planaires de filtres passe-bande ultra large bande (ULB) à base de résonateur à saut d'impédance, et filtres à défaut de plan de masse DGS.

L'objectif du troisième chapitre dans lequel nous allons simuler, discuter et améliorer la structure initiale.

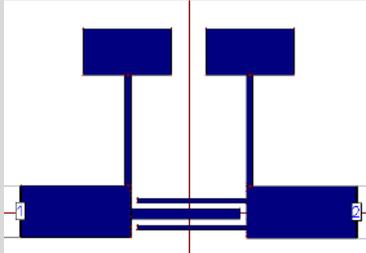
Les références

- [1] Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage microonde. D. BOURSE. PhD thesis, Université de Limoges, 1997.
- [2] Micro-ondes, lignes, guide et cavités. P.F. Combes, 1995.
- [3] Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications. Melle SEGHIER SALIMA. PhD thesis, université abou bekr belkaidtlemcen, 2013.
- [4] Emmanuel Rampnoux. "Analyse, conception et réalisation de filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale". PhD thesis, L'UNIVERSITE DE LIMOGES, 2003.
- [5] Jia-Sheng Hong. "microstrip filters for RF/microwave applications", second edition, 2011.
- [6] K. Kim, S. Kim, H. Han, I.Park, and H.Lim, "Compact microstrip lowpass filter using shunt open stubs and coupled slots on ground plane," *IEE Electronic Letters*, vol. 40, no. 5, pp. 313–314, March 2004.
- [7] L. Zhu, « Guided-wave characteristics of periodic coplanar waveguides with inductive loading-unit-length transmission parameters », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 10, pp. 2133–2138, October 2003.
- [8] G. Matthaei, L.Young, and E. M. T. Jones, « Microwave Filters Impedance-Matching Network and Coupling Structures ». New York: McGraw-Hill, 1964.
- [9] J.-S. Hong and M. Lancaster, « End coupled microstrip slow wave resonator filter», S. Huang and Y. Lee, "Compact U-shaped dual planar EBG microstrip low-pass filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 12, pp.3799–3805, December 2005.
- [10] J. S. Hong and M. Lancaster, "Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators," *IEE Electronic letters*, vol. 31, no. 11, May 1995.
- [11] J.-S. Hong and S.-Z. Li, "Theory and experiment of dual-mode microstrip triangular patch resonators and filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1237–1243, April 2004.
- [12] W. Hu, Z. Ma, D. Xu, Y. Kobayashi, T. Anada, and G. Hagiwara, "Microstrip bandpass filters using degenerate dual modes of slotted equilateral triangular patch resonators," in *Asia Pacific Microwave Conference*, 2005.
- [13] R.-B. Wu and S. Amari, "New triangular microstrip loop resonators for bandpass dual-mode filter application," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 941–944, 2005.

- [14] R.-J. Mao and X.-H. Tang, “Novel dual-mode bandpass filters using hexagonal loop resonators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 9, September 2006.
- [15] A. Gorur, “A reduced-size dual-mode bandpass filter with capacitively loaded openloop arms,” *IEEE Microwave and Wireless components letters*, vol. 14, no. 3, pp. 118–120, March 2004.
- [16] Gorur, “A novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator,” *IEEE Microwave and Wireless components letters*, vol. 12, no. 10, pp. 386–388, October 2002.
- [17] A. Gorur, C. Karpuz, and M. Akpınar, “A reduced-size dual-mode bandpass filter with capacitively loaded open-loop arms,” *IEEE Microwave and Wireless components letters*, vol. 13, no. 9, pp. 385–387, September 2003.
- [18] S.-W. Fokand, P. Cheong, K.-W. Tam, and R. P. Martins, “A novel microstrip square-loop dual-mode bandpass filter with simultaneous size reduction and spurious response suppression,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 2175–2178, May 2006.
- [19] A. Abdel-Rahman, A. Verma, A. Boytedjar, and A. Omar, “Control of bandstop response of hi-lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 1008–1013, March 2004.
- [20] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, “Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 2, pp. 69–71, February 1998.
- [21] A. D’Orazio, M. D. Sario, V. Petruzelli, F. Prudenzano, and F. Renna, “Compact tapered photonic bandgap microstrip low pass filter,” *Electronics Letters*, vol. 38, no. 19, pp. 1107–1109, September 2002.
- [22] A. Griol, A. Mira, A. Martinez, J. MArti, and J. Corral, “Microstrip multistage coupled ring bandpass filters using photonic bandgap structures for harmonic supression,” *Electronics Letters*, vol. 39, no. 1, pp. 68–70, January 2003.
- [23] F. Falcone, T. Lopetegi, J. Baena, R. Marqués, F. Martin, and M. Sorolla, “Effective negative stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators,” *Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 280–282, June 2004.
- [24] X. Ying and A. Alphones, “Propagation characteristics of complementary split ring resonator (CSRR) based EBG structure,” *Microwave And Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 5, pp. 409–412, December 2005.
- [25] J. Li, J. Chen, Q. Xue, J. Wang, W. Shao, and L. Xue, “Compact microstrip lowpass filter based on defected ground structure and compensated microstrip line,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 12-17 June 2005.

- [26] 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.
- [27] F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A uniplanar compact photonic band gap (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.

Résultats et discussions

	Contenu	<ul style="list-style-type: none">➤ Introduction.....41➤ Procédure de conception.....41➤ Résultats de la simulation.....42➤ Etudes paramétrique.....44➤ Conclusion.....62
--	----------------	--

III.1 Introduction

L'Ultra Large Bande a été fortement mise en lumière ces dernières années (en particulier depuis 2002) et plusieurs domaines d'application de ce type de systèmes de communications sont actuellement envisagés.

Nous nous proposons d'introduire la technique de gravure sur le plan de masse connue par DGS (defected ground structure) et de développer de nouvelles structures capables de fournir de très large bande passantes, faible coût, bonne rejection et faible perte d'insertion

Dans ce chapitre nous allons étudier des cas pratiques de filtre ULB dans la bande des fréquences 3.1 à 10.6 GHz, tous nos travaux ont été effectués avec le simulateur IE3D de Zeland. De plus, le circuit équivalent de la structure sera réalisé par le logiciel "Advanced Design System" ADS.

IE3D de Zeland est un simulateur full-wave basé sur la méthode des moments (MOM), il peut calculer les paramètres S_{11} et S_{21} et la distribution du courant sur des structures 3D et multicouches. L'IE3D est devenu l'outil de simulation électromagnétique le plus polyvalent. Il est facile à utiliser, efficace et précis ; Il est très largement utilisé pour la conception de MMIC, RFIC, circuits LTCC, circuits hyperfréquences/millimétriques, interconnexion et packaging de CI, circuits HTS.

III.2 Procédure de conception

La conception d'un UWB-BPF suit différentes étapes, qui sont très importantes pour la réalisation et la simulation de ce dernier, aussi pour obtenir la bonne conception et les meilleurs résultats [1]:

- a) **Sélection du filtre** : Le filtre choisi doit satisfaire à toutes les exigences requises dans ce travail (taille compacte, faible perte de transmission, rejection élevé ...) [1].
- b) **Préparation du substrat et calcul des dimensions des ports** : La première étape après l'ouverture du fichier logiciel consiste à entrer les paramètres du substrat, et de " LineGauge " du " IE3D " logiciel, les dimensions des ports peuvent être extraites pour assurer la ligne microbande de 50Ω pour l'adaptation.
- c) **Maillage** : Après la conception du filtre, le maillage est l'opération de division de la disposition du filtre en plusieurs parties, chaque partie représente une matrice. Cette opération facilite les calculs de simulation.
- d) **Simulation** : Qui nécessite la sélection de fréquence (fréquences de début et de fin), et de pas fréquence. Pour a

e) assurer la précision des résultats des paramètres S, par cela nous choisissons un pas de fréquence. Ainsi, une gamme de fréquence de 0 à 20 GHz est sélectionnée et 201 points de fréquence sont pris.

f) **Perte de réflexion et perte de transmission** : Elles sont extraites de courbes simulées, où les pertes de transmission doivent être minimales, et les pertes de réflexion doivent être maximales à l'intérieur de la bande passante. La bande passante peut être mesurée par les perte de transmission ou (S_{21}) : courbe à -3 dB.

g) **La distribution de courant 3D** : Elle donne la distribution des champs EM, et comment est la vague de propagation à travers la structure.

III.3 Résultats de la simulation

III.3.1 Structure initiale

Nous avons commencé le travail en se basant sur la structure initiale illustrée dans la **Figure. III. 1**. Cette structure a été proposée par une étude faite à l'université de Science et Technologie Kochi, Inde en 2016 [2]. Celle-ci est formée de trois lignes couplées interdigitales. Les 2 lignes ont la même largeur W_{sa} et une ligne médiane plus épaisse W_{ca} . Elles sont connectées aux deux <Stubs> d'entrée/sortie (voir **Figure. III. 1**). En plus, g représente un espace constant entre les différentes lignes. Le filtre utilise stubs ouvertes à saut d'impédance sur des lignes couplées interdigitales asymétriques pour obtenir la réponse ULB souhaitée. La structure est très simple à fabriquer et a une superficie de 17mm x 19mm. Les paramètres S simulés de la structure sont représentée sur la **Figure. III. 2**.

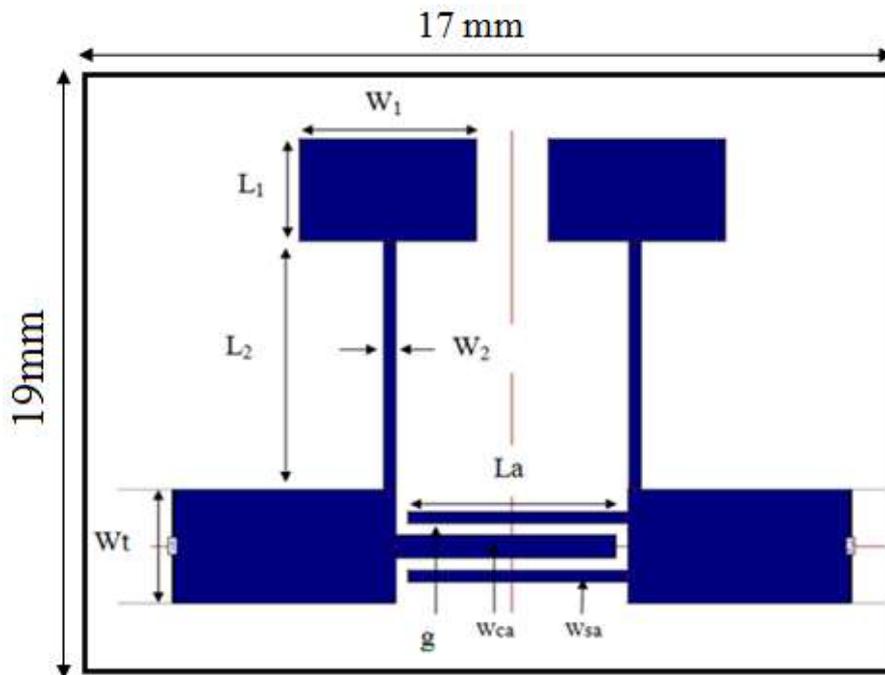


Figure. III. 1: Géométrie de la Structure initiale.

La disposition du filtre qui est présentée dans la Figure. III. 1, et les dimensions de ce filtre sont données dans le Tableau.III.1 ci-dessous:

Paramètre	Dimensions
W_t	3
W_1	4.44
W_2	0.31
L_1	2.6
L_2	6.64
L_a	5.22
W_{sa}	0.3
W_{ca}	0.61
g	0.3

Tableau. III. 1: Dimensions en (mm) de la structure initiale.

De plus, les dimensions des ports sont calculées à partir de “ LineGauge “ du logiciel ‘IE3D‘ Pour obtenir la ligne micro- ruban de 50Ω . nous allons prendre avec un substrat de: $\epsilon_r = 4.4$ et $h=1.6mm$.

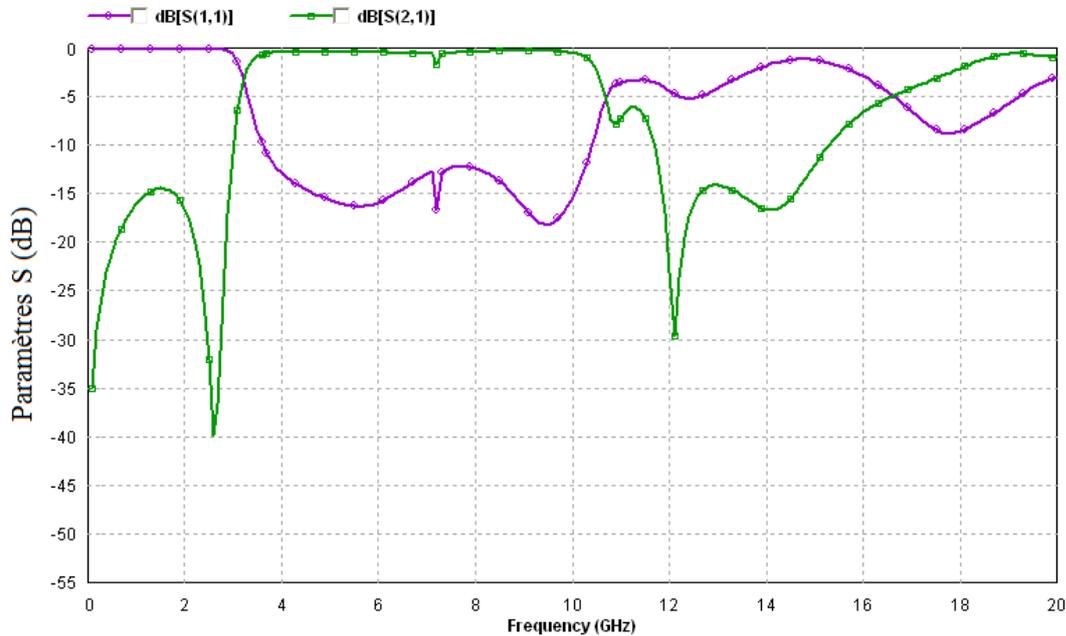


Figure. III. 2 : Réponse de la structure initiale.

La simulation des paramètres de la structure initiale sont illustrés dans la **Figure III.2**. Une bande passante située entre 3,2 GHz à 10,58 GHz, une perte de transmission 1,58 dB et une perte de réflexion 12.08 dB sont obtenues.

L'analyse de ces résultats de simulation à partir de la **Figure. III.2** montre que le filtre occupe approximativement une bande de fréquence égale à 7,32 GHz (qui est inférieure au signal FBP-ULB conventionnel). Nous allons proposer une nouvelle structure (la Structure optimisée).

III.4 Etudes paramétriques

Pour étudier les effets paramétriques sur la performance, quelques dimensions du filtre ont été changées. En changeant $W_r=W_1/W_2$, L_a , L_{stub} et g , L_1 et L_2 respectivement, en fixant d'autres valeurs données dans les Tableaux.

A. Influence rapport de largeur $W_r = W_1/W_2$

Le rapport de largeur $W_r = (W_1 / W_2)$ de stub ouvert à saut d'impédance contrôle la fréquence de coupure inférieure F_1 (GHz). Un plus grand rapport correspond à une fréquence de coupure inférieure moindre comme peut être observé sur la **Figure. III.3**. Alors que la fréquence de coupure supérieure F_2 (GHz) reste presque non affectée.

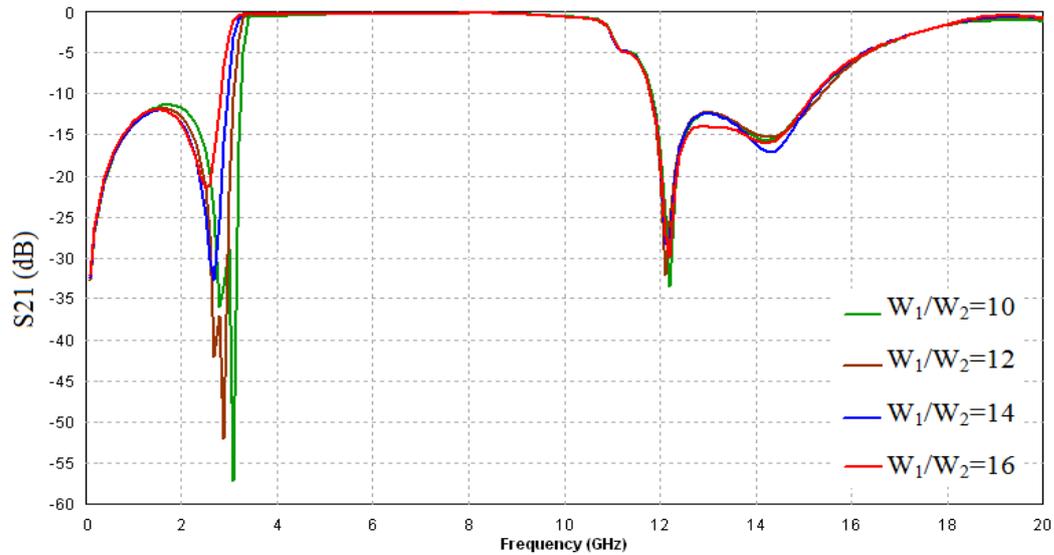


Figure. III. 3: Variation de S_{21} avec le rapport de largeur « W_r ».

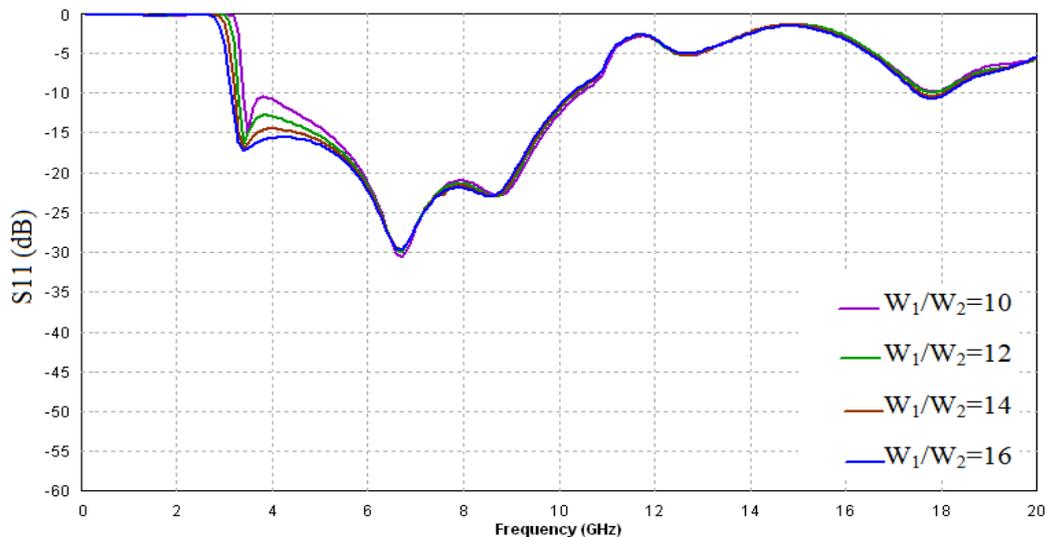


Figure. III.4 : Variation de S_{11} avec le rapport de Largeur « W_r ».

D'après la **Figure. III.3** et la **Figure. III.4**, nous pouvons extraire les caractéristiques suivantes de ce filtre en utilisant rapport de largeur W_r . Les résultats sont résumés dans le **tableau. III.2**.

$W_r=W_1/W_2$ (mm)	Perte de transmission	Perte de réflexion	Rejection à- 15 (dB)	F_1 (GHz)	F_2 (GHz)
10	<0.71	10.51	[3.19-11.95]	3.3	11.01
12	<0.49	12.85	[4.05-13.04]	3.2	10.99
14	<0.34	14.53	[2.9-11.89]	3.1	10.98
16	<0.37	15.61	[2.7-11.95]	2.9	11

Tableau.III. 2: Variation des fréquences de coupure avec le rapport de largeur W_r des stubs.

W_2 peut être fixé pour des raisons de commodité de fabrication et W_1 calculé à partir de W_r [2].

$$W_r = 46.12 - 6.36f_1 - 1.67\epsilon_r - 2.87h \tag{III.1}$$

Où ϵ_r est la permittivité relative et h est l'épaisseur (mm) du substrat choisi.

Le meilleur filtre passe-bande, doit atteindre une très faible perte de transmission (plus proche de zéro), en plus d'atteindre les plus hauts niveaux de perte de réflexion (plus de 10 dB). De même, pour atteindre la meilleure sélectivité en fréquence, un bon FPB doit obtenir un rejection nette.

A partir du **Tableau. III.2**, le meilleur filtre qui atteint la bande passante, et les caractéristiques nécessaires est celui qui a $W_r=14$ mm.

B. Influence de la longueur L_a

L'étude de l'effet des paramètres de filtre sur ses performances, est réalisée à travers l'introduction de certains changements dans ses dimensions. La **Figure. III. 5** présente perte de transmission (S_{21}) lorsque L_a varie de 5.22-6.72 mm avec un pas de 0.5 tandis que les autres paramètres de la structure sont maintenus constants. Les caractéristiques du filtre sont résumées dans le **Tableau. III.3**.

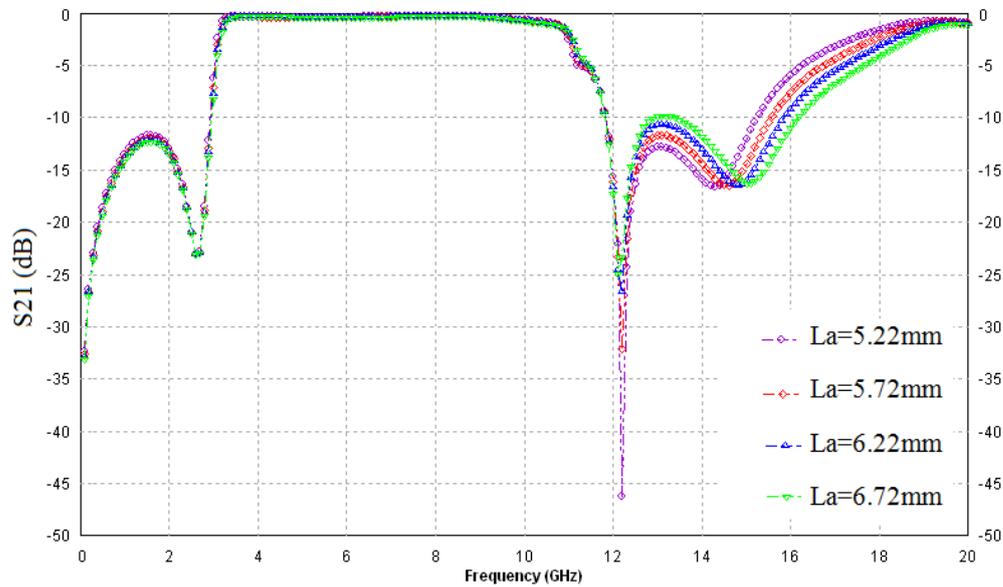


Figure. III. 5 : Variation de la fréquence de coupure supérieure avec la longueur de ligne couplée L_a .

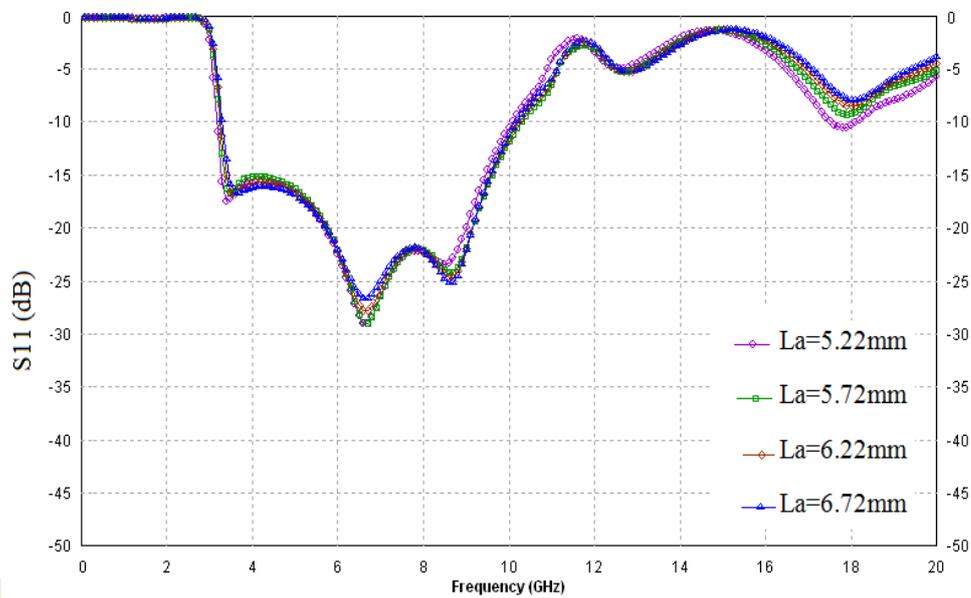


Figure. III.6 : Variations du coefficient de réflexion S_{11} avec la longueur de ligne couplée L_a

la fréquence de coupure supérieure reste presque non affectée. La fréquence de coupure supérieure F_2 (GHz) peut être variée en faisant varier la longueur de la ligne couplée interdigitales et

il peut être vu que la fréquence de coupure inférieure F_1 (GHz) reste inchangée, comme c'est évident dans la **Figure. III. 5**.

La caractéristique du filtre représentée à la **Figure. III.5** et la **Figure. III.6** résumée dans le **Tableau. III. 3**. Dans le cas de $L_a = 5.22$ mm, le filtre donne de bonnes performances.

L_a (mm)	Perte de transmission	Perte de réflexion	Rejection à -15 (dB)	F_1 (GHz)	F_2 (GHz)
5.22	<0.3	15.7	[2.84-11.98]	3.1	11
5.72	<0.38	15.1	[3.87-11.98]	4.12	11.07
6.22	<0.38	15.6	[3.87-11.95]	3.15	11.1
6.72	<0.39	16.2	[3.87-11.95]	3.15	11.12

Tableau.III. 3: Variation des fréquences de coupure avec la longueur de ligne couplée L_a .

C. Influence les longueurs de tronçon L_1 et L_2

Les longueurs de résonateur à saut d'impédance (L_1 et L_2) sont faites un quart d'onde à la fréquence centrale (6,85 GHz). Par conséquent, un changement considérable dans les longueurs peut entraîner des variations de la fréquence centrale qui à son tour provoque un décalage dans toute la bande. La variation de $L_{stub} = (L_1 + L_2)$ provoque un décalage de la bande passante comme sur la **Figure. III.7**.

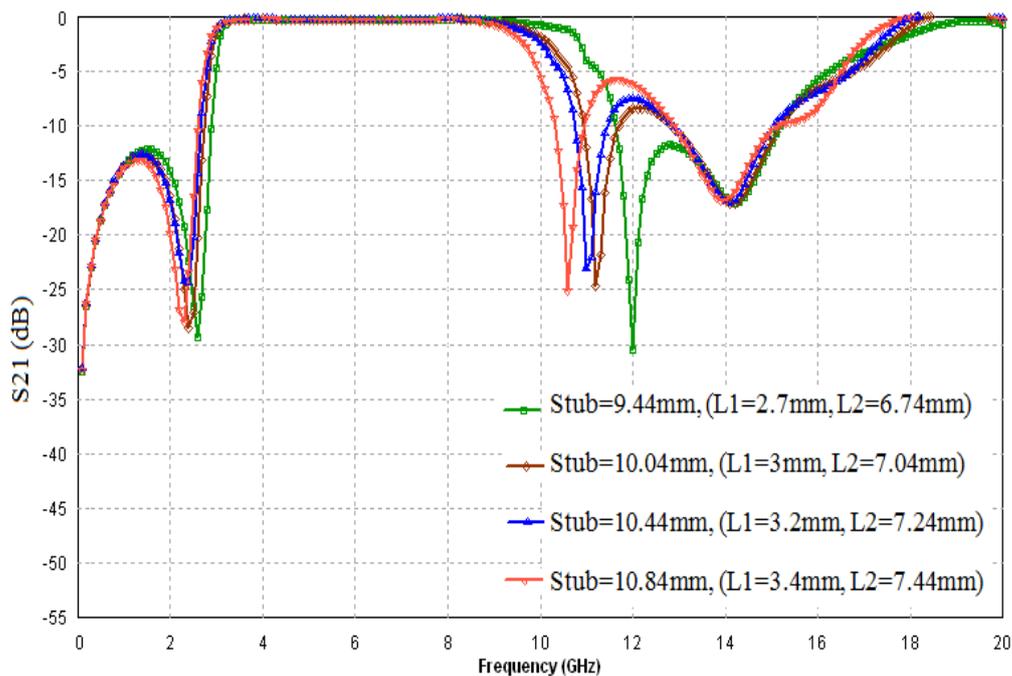


Figure. III. 7 : Décalage de la bande passante avec les variations de L_{stub} .

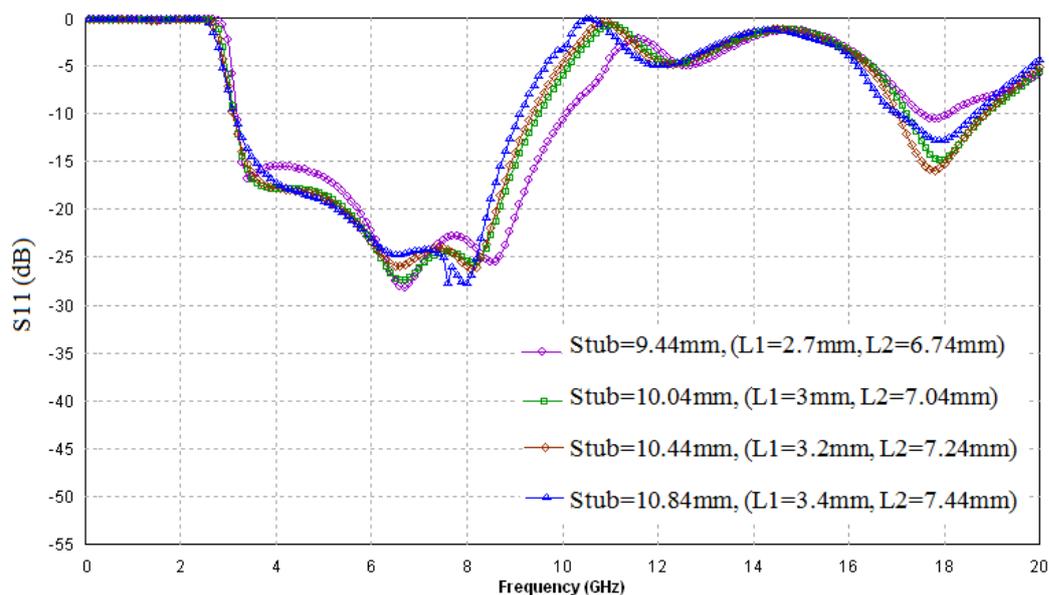


Figure. III.8 : Variations du coefficient de réflexion S_{11} avec L_{stub}

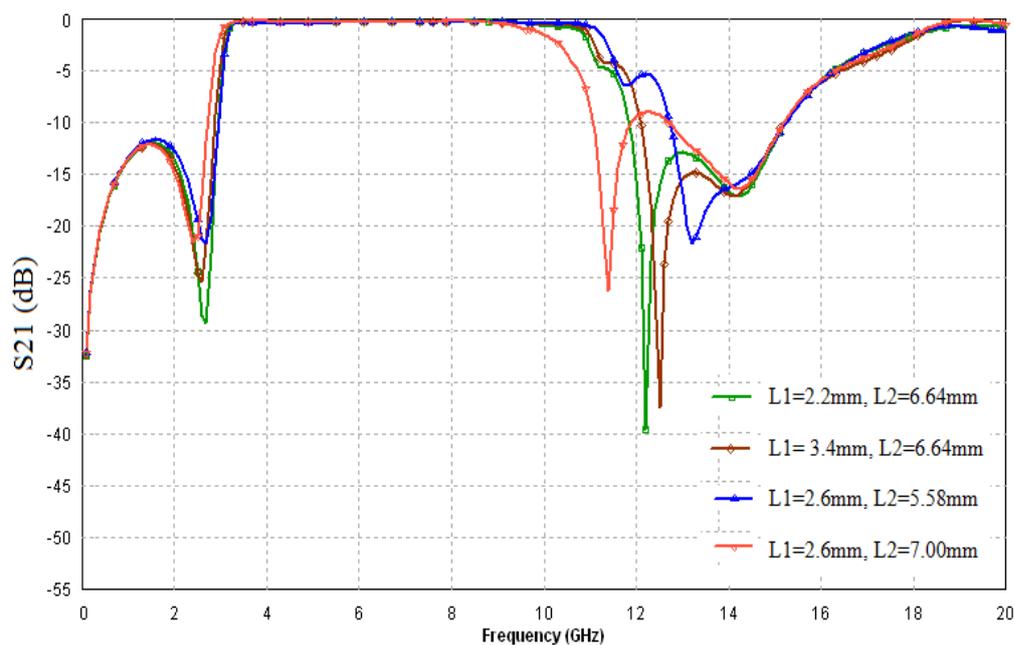


Figure. III. 9 : Décalage de la band passante avec les variations des L_1 et L_2

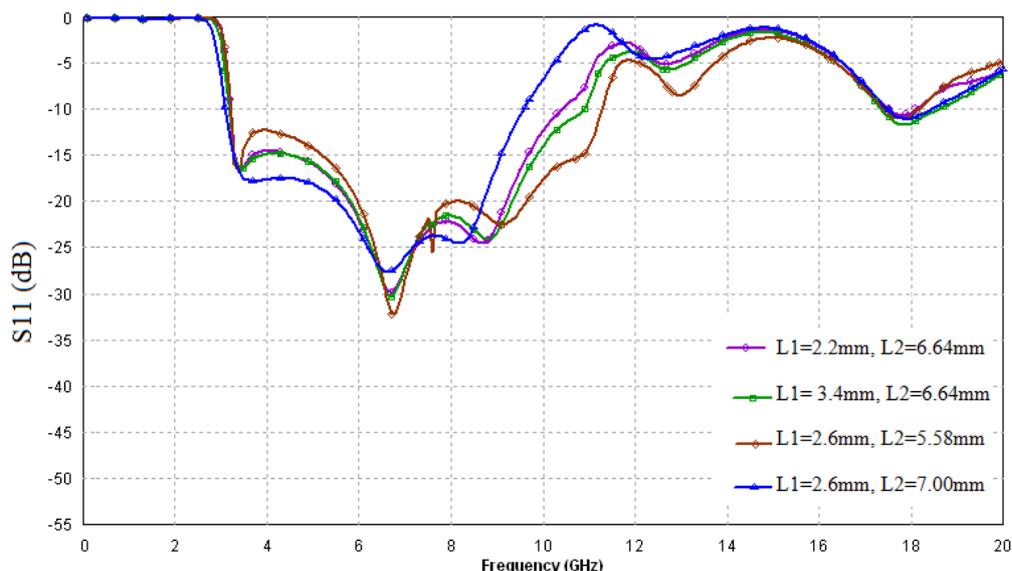


Figure. III. 10: Variations du coefficient de réflexion S_{11} avec L_1 et L_2

Les variations individuelles des longueurs L_1 et L_2 donnent relation inverse entre la longueur et F_2 comme on le voit dans les deux premières sections du **Tableau.III. 4**. Mais lorsque L_1 et L_2 sont tous deux modifiés, la relation inverse est valable pour les variations de L_2 comme observé dans la section 3 du **Tableau. III. 4**. Il est déduit de l'analyse de régression ci-dessus que :

L_1 (mm)	L_2 (mm)	IL	RL	Rejection à - 15 (dB)	F_1 (GHz)	F_2 (GHz)	Remarques
2.2	6.64	<0.4	11.87	[2.7-11.75]	3.1	11.17	L_1, F_2 inversement liés
3.4	6.64	<0.3	16.83	[3.05-12.21]	2.9	10.87	
2.6	5.8	<0.6	12.36	[2.5-12.90]	3.1	11.40	L_2, F_2 inversement liés
2.6	7.0	<0.3	17.56	[2.6-11.20]	2.9	10.86	
2.7	6.74	<0.3	15.7	[2.84-11.60]	3.07	10.9	L_1, F_2 inversement apparenté; L_2, F_2 inversement apparenté; L_{stub} constante
3	7.04	<0.3	15.1	[2.67-10.48]	2.95	10.3	
3.2	7.24	<0.3	15.6	[3.58-10.89]	2.87	10.1	
3.4	7.44	<0.3	16.1	[3.87-11.95]	2.82	9.75	

Tableau.III. 4 : Variation des fréquences de coupure avec les longueurs de tronçon L_1 et L_2

F_2 dépend à la fois de la longueur de ligne couplée L_a et de la longueur du tronçon à haute impédance (L_2). L'influence de L_1 est négligeable. En conséquence, l'équation de conception est formulée comme [2] :

$$L_a = 20.39 - 0.72f_2 - 0.42L_2 - 1.13\epsilon_r + 0.17h \tag{III.2}$$

D. L'influence de la largeur d'espace entre les lignes g

La largeur d'espace entre les lignes g est fixée consécutivement à 0,1 mm, 0,15 mm, 0,3 mm et 0,45 mm tandis que les autres paramètres sont maintenus constants ($W_t = 3$ mm, $W_1 = 4.44$ mm, $W_2 = 0.31$ mm, $L_1 = 2,6$ mm, $L_2 = 6.64$ mm, $L_a=5.22$ mm, $W_{sa}=0.3$ mm, $W_{ca}=0.61$ mm). Les paramètres S simulés sont représentés sur la **Figure.III.11**. On peut voir sur cette figure qu'en augmentant l'espace entre les lignes g.

$g = 0.1$ mm, 0,15 mm la bande passante du filtre augmente. $g = 0,3$ mm, $g = 0,45$ mm la bande passante diminue. Lorsque g est égal à 0,15 mm, le filtre présente une bande passante ultra-large de 3,04 à 10,89 GHz et une perte de transmission inférieure à 0,37 dB et Perte de réflexion 15.7dB. Le **Tableau. III.5** montre les variations des : perte de transmission (S_{21}), la bande passante (BP) et la Rejection à -15 (dB) avec la variation de l'espace entre les lignes g.

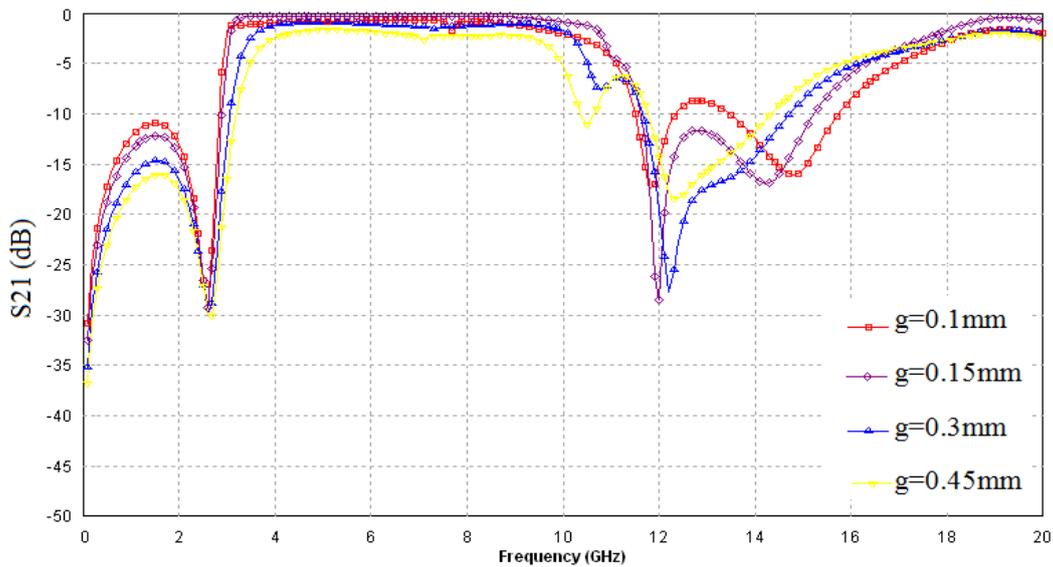


Figure. III.11: Variation de S_{21} avec la largeur d'espace entre les lignes g.

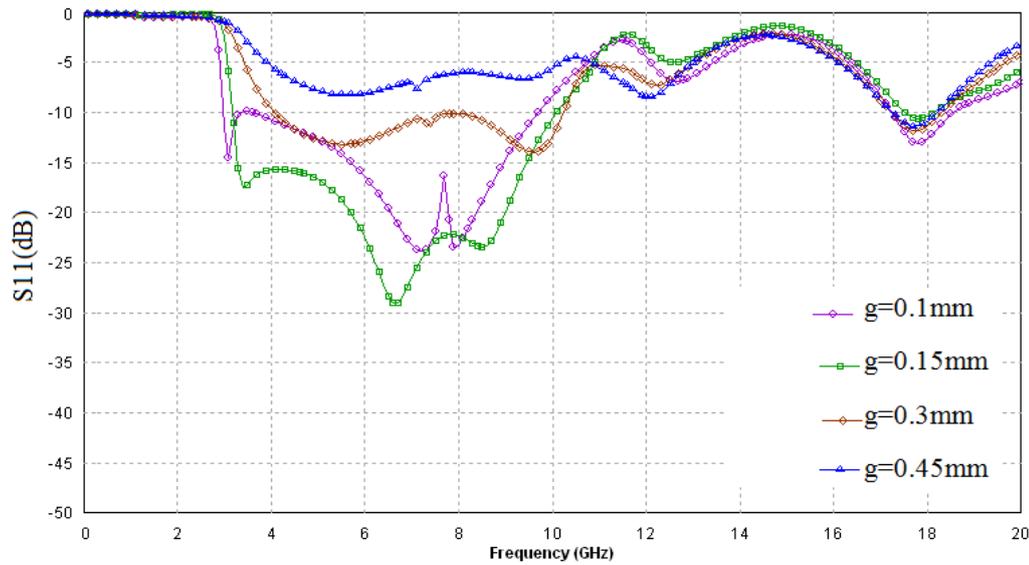


Figure. III. 12: Variation de S_{11} avec l'espace entre les lignes g.

Le **Tableau III.5** présente les variations de la perte de transmission (S_{21}), la Perte de réflexion (S_{11}) et de la bande passante (BP), Rejection à 15 (dB) avec la variation de l'espace entre les lignes g.

g (mm)	Perte de transmission	Perte de réflexion	Rejection à -15 (dB)	F ₁ (GHz)	F ₂ (GHz)
0.1	<1.68	9.83	[2.7-11.69]	2.95	10.89
0.15	<0.37	15.7	[4.05-13.04]	3.04	10.89
0.3	<1.58	12.08	[2.93-11.83]	3.2	10.54
0.45	<2.6	6.05	[3.04-12.04]	3.7	9.65

Tableau III.5: Résultats de simulation de FPB-ULB pour différentes valeurs de g.

III.4.1 Distribution du courant de filtre

Afin d'obtenir des performances plus précises du filtre et pour comprendre le comportement du signal les simulations EM donnent la distribution du courant a la fréquence centrale (F= 6.96 GHz) et a sa bande de rejection (F = 0,1 GHz et 11,9 GHz) Le diagramme de distribution des champs est donné à la **Figure. III.13**.

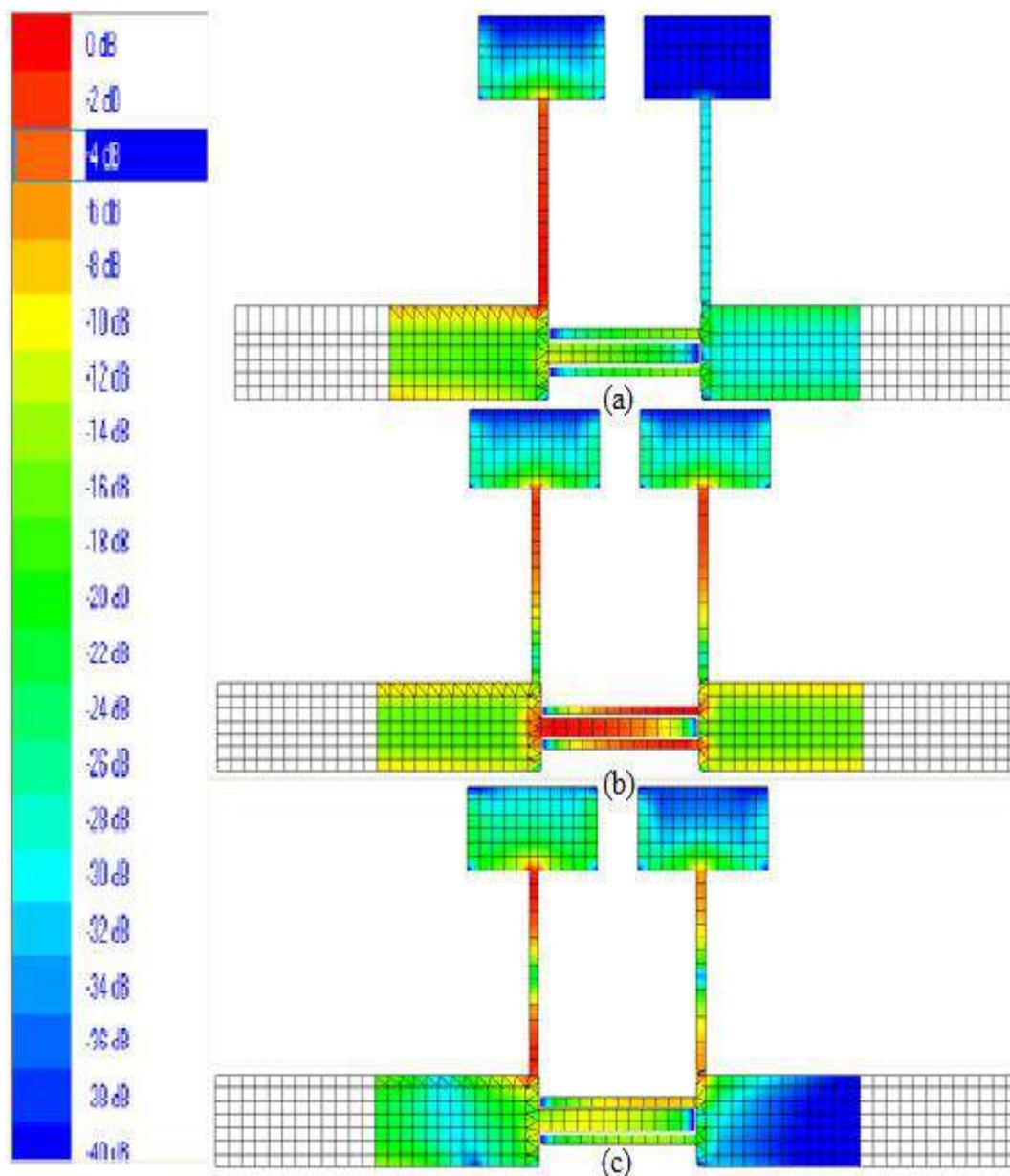


Figure.III.13: Distribution du courant (a) à 0.1 GHz, (b) à 6.96 GHz et (c) à 11,9 GHz.

La distribution du courant donne une idée générale de la sélectivité du filtre, s'il s'agit réellement d'un FPB et définit les parties efficaces du filtre. La **Figure. III.13** montre que la puissance maximale est située dans les lignes couples interdigitales, où elle peut être modifiée pour obtenir meilleures performances du filtre. La couleur bleue de (a) et (c) dans les bandes du filtre présente qu'aucune énergie ne traverse la structure, et la couleur verte à la couleur rouge indique que le signal passe dans cette fréquence.

III.4.2 Structure optimisée

La **Figure. III.14** montre la disposition de la structure optimisée. Tous les paramètres de cette structure produisent la bande Passant souhaités pour les applications ULB. Nous avons amélioré la structure avec des changements quelques dimensions comme $g=0.15\text{mm}$.

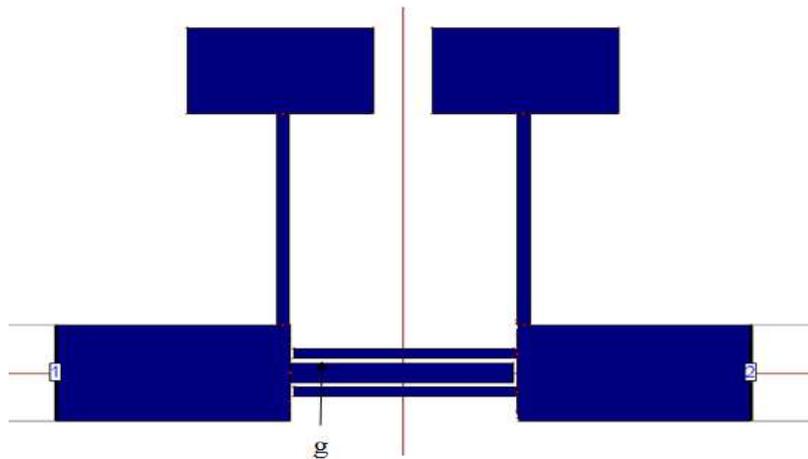


Figure.III.14: Disposition de la structure optimisée.

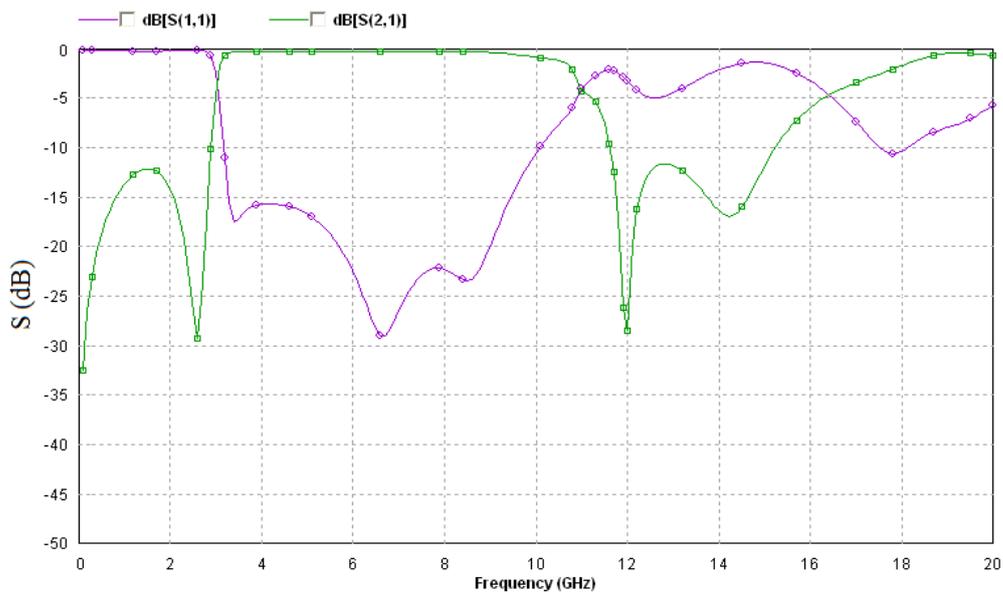
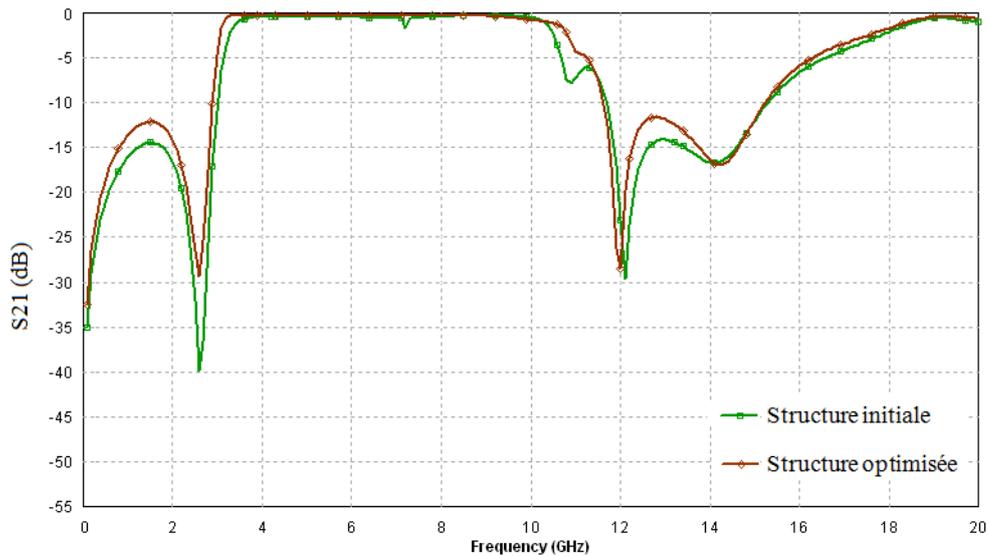


Figure.III.15: Les résultats des simulations S_{21} et S_{11} de la structure optimisée.

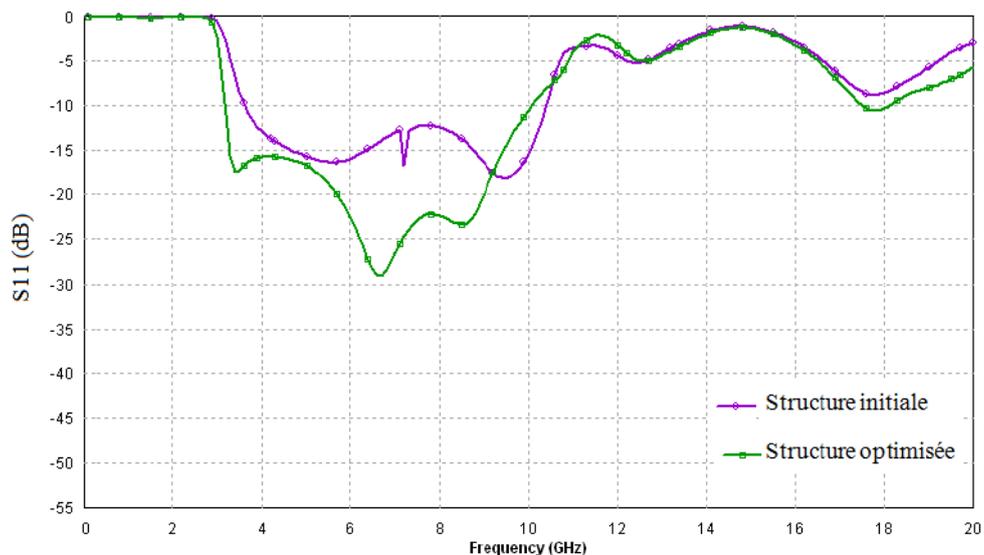
Simulation de la structure optimisée représentée à la **Figure.III.15** cette simulation donne une bande passante de 3,04GHz-10,89 GHz et une bande de rejection 4,05 GHz à 13,04 GHz avec perte de transmission supérieure à 0.37dB et perte de réflexion 15.7dB.

III.4.3 Comparaison entre la structure initiale et la structure optimisée

La **Figure. III.16** montre une comparaison entre S_{11} , S_{21} de la structure initiale et simulation S_{11} , S_{21} de la structure optimisée.



(a)



(b)

Figure.III.16: Comparaison entre la structure initiale et la structure optimisée : (a) S_{21} , (b) S_{11} .

A partir des figures **Figure. III.16**, les résultats obtenus sont résumés dans le **Tableau. III.6**.

Structure	Perte de transmission	Perte de réflexion	Rejection à -15 (dB)	F ₁ (GHz)	F ₂ (GHz)
Structure initiale	<1.58	12.08	[2.93-11.86]	3.2	10.54
Structure optimisée	<0.37	15.7	[2.83-11.75]	3.04	10.89

Tableau. III.6: Comparaison des résultats de simulation de structure initiale et de la structure optimisée.

D'après le **Tableau. III.6**, on peut observer que la structure optimisée présente de bonnes performances en termes, une perte de transmission inférieure de 0,37 dB et une perte de réflexion plus haute de 15.7 dB.

III.5 Circuit Équivalent de la structure initiale

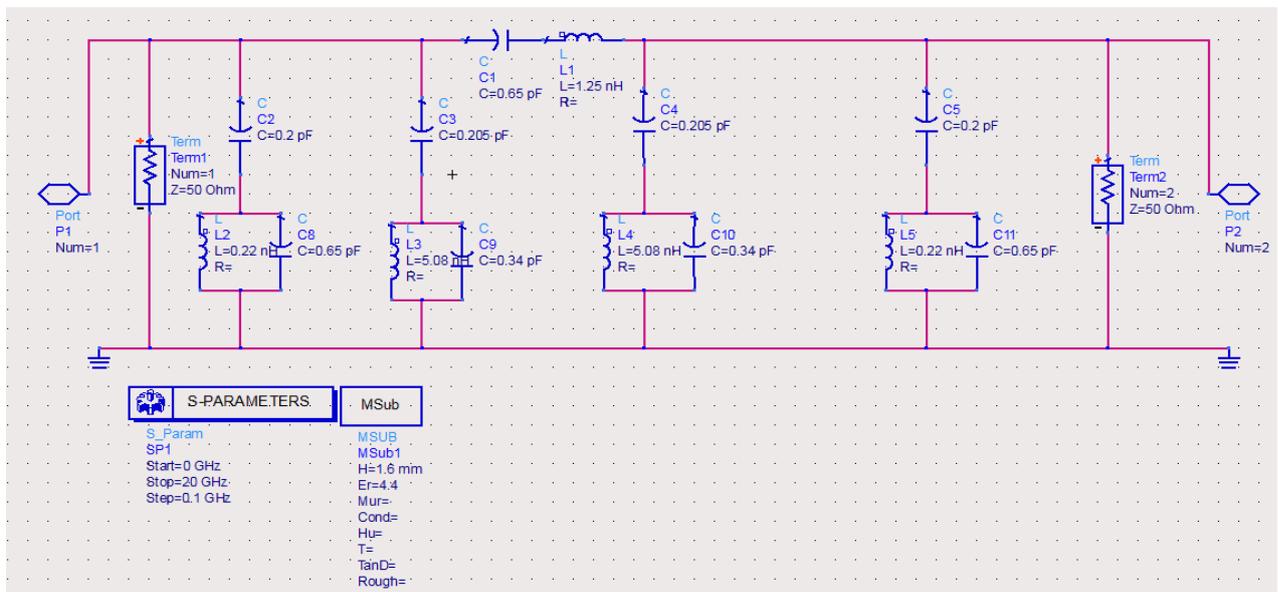


Figure. III.17: Modèle de circuit équivalent de la structure initiale.

Le modèle de circuit équivalent pour le filtre initial est déduit par le calcul des valeurs des composants microruban en fonction de la théorie des lignes de transmission. Les inductances et les capacités des composants microruban sont calculées à partir de leurs dimensions physiques.

Ce fait est considéré dans la modélisation du circuit. L_s et C_s représentent l'inductance et la capacité équivalente du SIR. C_{int} et L_{pi} représentent la ligne couplée interdigital.

Z_1 de 40Ω et Z_2 de 130Ω sont les valeurs d'impédance étagée correspondant à W_1 et W_2 . La valeur de la capacité C_s correspondant à la longueur L_1 est calculée en utilisant la relation, $L_1 = f_c \lambda g_1 Z_1 C_s$ [3], comme $0,34\text{pF}$. L'inductance L_s pour la longueur L_2 est évaluée en utilisant l'expression $L_2 = f_c \lambda g_2 L_s / Z_2$, comme 5.08nH . C_{int} et L_{pi} représentent la capacité et l'inductance parasite de la ligne couplée interdigitale ($La = 5,22 \text{ mm}$). C_{int} de la ligne couplée interdigitale est évaluée en utilisant équation. III.3 [4]. Les largeurs de doigts inégales sont prises en compte en prenant la moyenne des capacités de deux largeurs de doigts différentes Wca et Wsa [3].

$$C_{int} = \frac{\epsilon_{re} 10^{-3} K(k)}{18\pi K'(k)} (N - 1) La (pf) \quad (III.3)$$

Où La est la longueur du doigt en microns, N le nombre de doigts, soit le constant diélectrique effectif de la ligne microruban de largeur $W = Wca$ ou Wsa .

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 + \sqrt{k'}} \right]}; K' = \sqrt{1 - k^2}$$

$$K = \tan^2 \frac{a\pi}{4b}; a = \frac{W}{2}; b = \frac{W + g}{2}$$

L'inductance parasite et la capacité L_{pi} et C_{pi} représentent une inductance série conventionnelle et une capacité de shunt dans la ligne de transmission microruban. Les valeurs de L_{pi} et C_{pi} sont évaluées comme dans Equation. III,4 et III.5 [3].

$$L_{pi} = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{re}}}{c} La \quad (III.4)$$

$$C_{pi} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{Z_0 c} La \quad (III.5)$$

Où ϵ_{re} est la permittivité relative effective de la ligne de transmission microruban dont la largeur de bande est Wa (marquée sur la **Figure. III.1**), Z_0 est l'impédance caractéristique d'un microruban ligne de transmission avec largeur de bande Wa et C est la vitesse de la lumière dans l'espace libre. La capacité de shunt distribuée Csh tient également compte de la capacité de shunt parasite C_{pi} de la ligne interdigitale. La propriété inhérente du tronçon ouvert à demi-longueur d'onde produisant une seconde résonance est prise en compte en introduisant un autre circuit LC parallèle ($Ls2$ et $Cs2$) résonnant à $3f_c/2$. En utilisant les équations, on obtient [3]: $C_{int} = 0,65 \text{ pF}$; $L_{pi} = 1,25 \text{ nH}$; $Csh = 0.205\text{pF}$; $Ls2 = 0.22\text{nH}$; $Cs2 = 0.65\text{pF}$.

Le modèle est simulé à l'aide d'ADS et une comparaison entre les Perte de transmission des EM et MCE. La simulation est représentée dans la **Figure.III.18**.

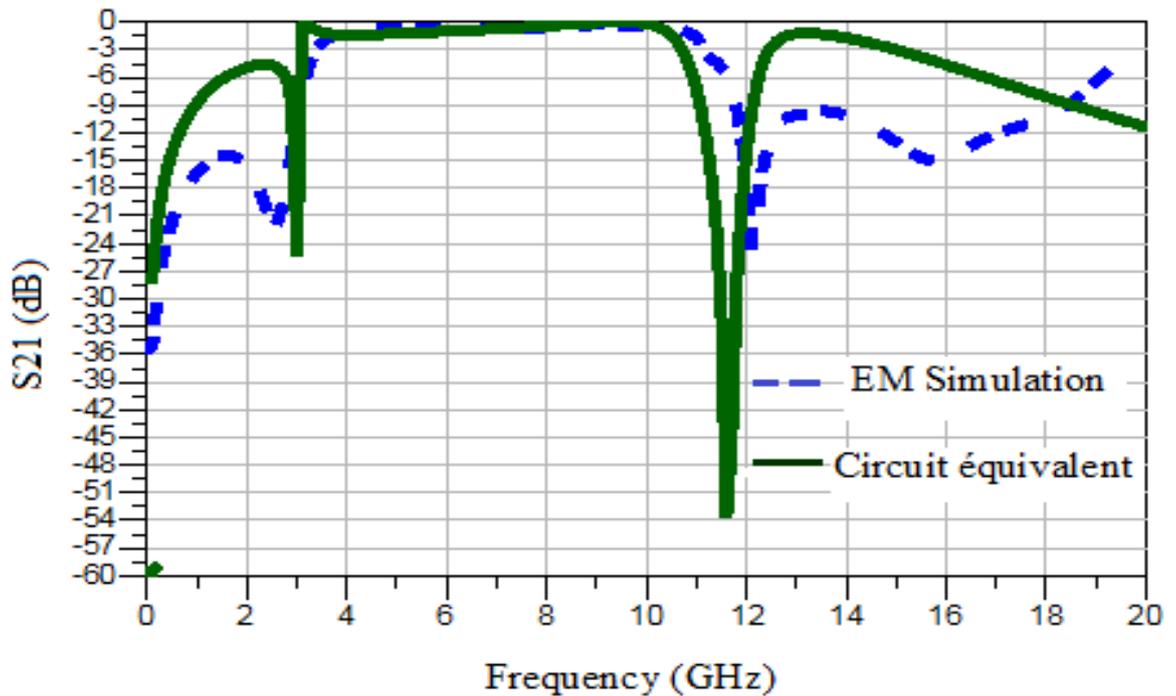


Figure.III.18 : Comparaison des paramètres perte de transmission.

Paramètres	EM simulation	Circuit équivalent modèle
Fréquence centrale (GHz)	6.89	6.88
Bande passante (GHz)	7.38	7.64
perte de transmission = S_{21} (dB)	<1.58	< 1.39
Rejection à -15 (dB)	2.83 GHz - 11.75 GHz	3.04 GHz - 11.25GHz

Tableau.III.7 : Comparaison des principaux paramètres de la structure initiale par EM Simulation de circuit équivalent.

Il peut être remarqué que le circuit équivalent a donné favori résultats que l’EM simulation à la recherche de paramètres S, et une perte de transmission inférieure à 1.39 dB. En comparant avec les autres paramètres, EM simulations sont plus sélectifs avec une bande rejection à -15 dB de 2.83

GHz à la limite supérieure fréquence de 11.75 GHz et de 7.38GHz, de 3,1 à 10,6 GHz, similaire à celle de une bande passante ULB.

III.6 FPB -ULB avec encoche

Il existe des cas où il serait intéressant de réaliser un FPB mais avec une petite bande de fréquence à exclure à l'intérieur de la bande permise. En pratique ce sont des bandes de fréquences déjà attribuées là où on veut éviter une interférence entre systèmes, ce type de filtre est dit notch-band filter ou filtre avec encoches.

Le but principal de la conception du filtre est d'avoir une structure qui nous permet de rejeter une fréquence indésirable. Dans ce cadre, nous avons ajouté à la structure initiale (structure à base de trois lignes couplées interdigitales) deux doigts de plus. Nous obtenons alors un total de cinq lignes, placées en parallèle. La mise en œuvre de la structure de défaut de plan de masse (DGS) dans le microruban peut être utilisée non seulement comme éléments d'accord, mais aussi pour réduire la taille des circuits passifs classiques et pour diminuer la puissance de perte de transmission.

Dans le cas de cette conception de filtre PB ULB, il est composé d'une forme DGS rectangulaire. La **Figure. III.19** montre une structure de ce filtre.

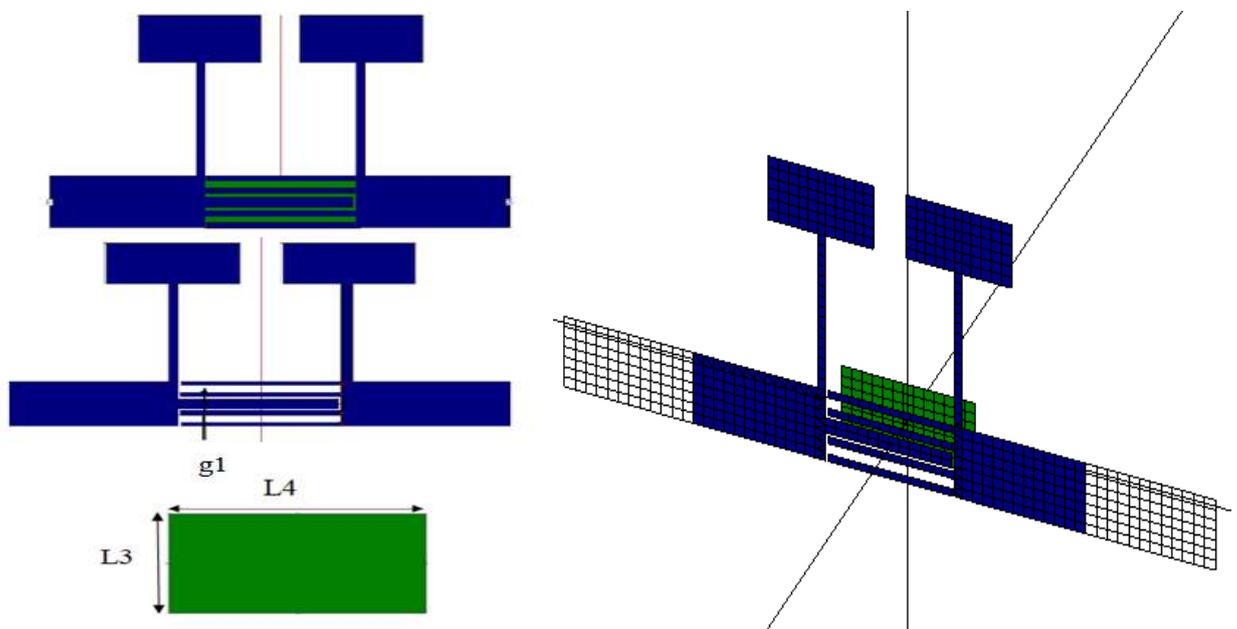


Figure. III. 19: Nouvelle structure FPB-ULB avec DGS.

Paramètre	Dimensions
g_1	0.45
L_3	3
L_4	5.22

Tableau. III.9: Dimensions en (mm) de nouvelle structure.

III.6.1 Nouvelle structure de cinq lignes interdigitées en variant le paramètre L_a avec DGS

Nous avons fait varier la longueur entre 5.63 mm et 5.03mm par un pas de 0.2 mm, le choix de valeur maximal 5.63 mm est dû aux contraintes technologiques de réalisation.

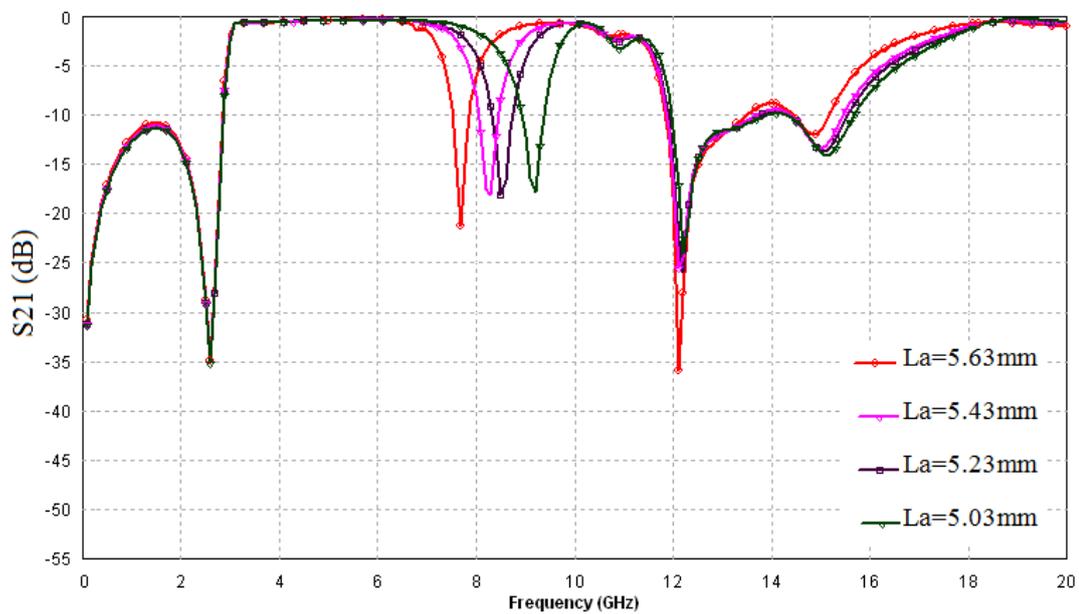


Figure .III.20 : Résultats de simulation des paramètres S_{21} des différentes longueurs L_a

L_a (mm)	Fréquence de rejection(GHz)	Rejection max (dB)
5.63	7.7	-21.08
5.43	8.2	-18.01
5.23	8.5	-18.02
5.03	9.1	-17.01

Tableau.III.8 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées en variant L_a

Nous remarquons que la fréquence de résonance du filtre à cinq lignes couplées ,elle augmente avec la diminution de la longueur L_a **Figure .III.20**.La réponse obtenue montre clairement montrent un comportement coupe bande autour des quatre fréquences 7.7 , 8.3GHz et 8.5GHz ,9.1GHz avec une transmission très atténuée (S_{21}) de l'ordre de -17 dB. L'avantage du FPB proposé est que la fréquence de la bande rejection peut être ajustée facilement dans une large bande de fréquences contenues dans la bande X (8GHz-12GHz) utilisée pour la communication par satellite.

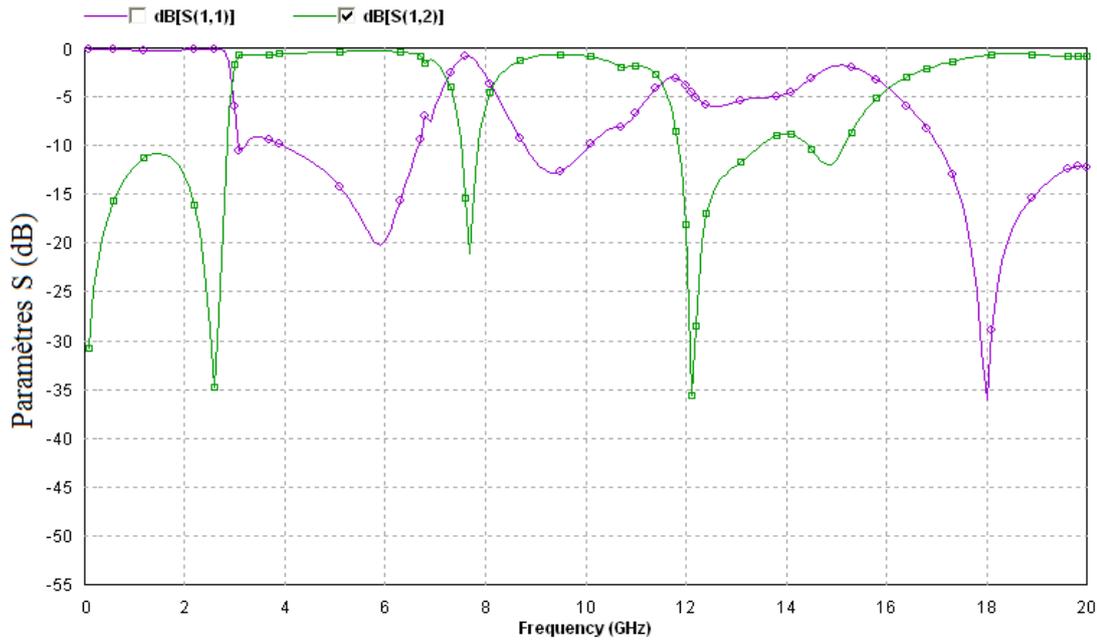


Figure .III.21 : Résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} de la nouvelle structure avec DGS

Les résultats de simulation des paramètres S sont reportés sur la **Figure .III.21** . La réponse obtenue montre clairement un comportement coupe bande autour de la fréquence 7.7 GHz : (7,25-7,745 GHz) pour la liaison descendante (downlink) attribuée à la bande Application militaire utilisée pour la communication par satellite.

Une réflexion (S_{11}) tend vers 0dB avec une transmission (S_{21}) très atténuée de l'ordre de -21.08 dB.

L_3 (mm)	L_4 (mm)	g_1 (mm)	L_{a1} (mm)	Fréquence de rejection(GHz)	Rejection max (dB)
3	5.22	0.45	5.63	7.7	-21.08

Tableau.III.9 : Réponse S_{21} de la structure amélioré (encoche à 7.7 GHz).

Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté l'analyse et la conception d'un filtre passe-bande ultra large bande (ULB) compact utilisant des tronçons de ligne microruban, a seulement 17×19 mm de taille et peut être facilement conçu et fabriqué.

La fréquence centrale du filtre est de 6.96 GHz, la largeur de la bande est comprise entre 3.04 et 10.89 GHz. Les pertes de transmission s'élèvent à environ 0.37 dB et celles de réflexion sont à 15.7 dB. De plus, un modèle de circuit équivalent (MCE) est introduit et ses paramètres associés sont également extraits à l'aide des relations paramétriques. En introduisant deux doigts et la structure défaut de plan de masse (DGS), une encoche est obtenue à des fréquences de 7,7 GHz. Pour éviter l'interférence avec la bande utilisée pour la communication par satellite.

Les références

- [1] H. Louazene, " Design, Development and Optimization Ultra-Wideband - Pass Filters bands for Wireless Communication Systems ", Magister thesis, Department of Electronics and Communications, UKMO, Algeria, 08 June 2014, 94p.
- [2] BINDU C J, S MRIDULA ,”Design, Analysis and Equivalent Circuit Modelling of a Microstrip UWB Filter”, l’université de Science et Technologie Kochi, Inde en 2016
- [3] Mahdi Ali et al., “Novel method for planar microstrip antenna matching impedance,” Journal of Telecommunications, vol. 2, pp. 131-138, 2010.
- [4] Lung Hwa and Kai Chang, “Compact elliptic function flowpass filters using microstrip stepped impedance hairpin resonators,” IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, pp. 193-199, Jan. 2003.
- [5] Inder Bahl, Lumped Elements for RF and Microwave Circuits, Artech House, Norwood, USA, 2003.
- [6] Lei Zhu and Wolfgang Menzel, “Compact microstrip bandpass filter with two transmission zeros using a stup-tapped half wavelength line resonator”, IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 13, pp. 16-18, Jan.2003.
- [7] Jia Sheng Hong and Hussain Shaman, “An optimum ultra wide band microstrip filter,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 47, pp.230-233, Nov. 2005.
- [8] Yu Kang Kuo, Chi-Shueh Wang and Chun Hsiung Chen, “Novel reduced size coplanar waveguide bandpass filters,” IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 11, pp. 65-67, Feb. 2001.
- [9] Konpop U Yen et al.,”A bandpass filter design using half wavelength stepped impedance resonators with internal couplings,” IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.16, pp. 443-445, Aug. 2006.
- [10] Lewis Beck M, Bryman, Herve Abdi and Futing T, “Partial regression coefficients,” Encyclopedia of Social Sciences and Research Methods, Thousand Oaks, 2003.
- [11] Heikki Hytynieimi, “Multivariate regression techniques and tools,” Helsinki University of Technology Control Engineering Laboratory, Report 125, ISBN 951-22-5587-1.

Conclusion Générale

La technique de l'Ultra Large Bande, utilisée dans le domaine des communications radio est très populaire de nos jours et les circuits électroniques relatifs à ces applications ont été réalisés grâce à de nombreuses recherches sur le sujet. Récemment, les règles d'utilisations du spectre de fréquence dans la bande passante établies par la FCC (Commission Fédéral des communications) se situent entre 3.1 et 10.6 GHz, ce qui rend cette technologie particulièrement intéressante : Possédant une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande conventionnels, cette technologie nouvelle a le mérite de mieux performer en environnement bruyant.

Les travaux de recherche académique et industrielle sur les technologies ultra large bande a connu un essor notoire ces dernières années. Cette technologie de radiocommunication est perçue comme étant l'avenir des communications sans fil à très haut débit pour les applications grand public ; ce mémoire a été consacré à la conception, la simulation et la réalisation d'une filtre (FPB) ultra large bande.

Dans un premier temps, nous avons donné des généralités sur la technologie ULB avec les avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande; les applications de l'Ultra Large Bande.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les technologies planaires en s'intéressant essentiellement à la topologie microruban et en passant par quelques notions de filtres et de fonction de filtrage. Nous avons également décrit une grande variété de topologies planaires de filtres passe-bande et plus particulièrement les filtres (FPB) ULB réalisés à base de résonateurs à saut d'impédances.

Enfin dans le dernier chapitre, nous avons présenté les résultats de conception et de simulation de filtres (FPB) ULB compact utilisant des tronçons de ligne microruban, a seulement 17×19 mm de taille trouvant leurs applications dans le domaine des télécommunications faibles puissances.

Ces structures de filtres de formes très complexes sont devenues faciles à concevoir, et analyser par l'utilisation des logiciels tels que : CST, IE3D,

La conception de notre filtre microruban proposé a été générée en utilisant "ADS", et les résultats des paramètres S ont été comparés avec ceux de la simulation EM. Les résultats de la simulation sont en accord satisfaisant avec les règlements de la FCC.

Et nous avons conçu une nouvelle structure FPB-ULB avec encoches est obtenue à de fréquence de 7,7 GHz.

ANNEXES Simulateur ADS

LE LOGICIEL ADS

❖ Initialisation au Logiciel ADS :

ADS est un logiciel développé par la société Agilent Technologie, destiné à aider au développement des systèmes électroniques mixtes analogiques hyperfréquences et numériques.

Dans une interface puissante et facile à utiliser. ADS pionniers des technologies les plus innovantes et performantes dans le commerce, tels que X-paramètres et simulateurs 3D EM. Utilisées par des sociétés leaders dans la communication sans fil et de réseaux et de l'aérospatiale et de la défense des industries.

Pour WiMAX TM, LTE, multi-gigabit par seconde liaisons de données, radar, et les applications satellite, ADS fournit plein, conception et la vérification basée sur les normes des bibliothèques sans fil et circuit-système-EM co-simulation dans une plate-forme intégrée.

❖ Principaux avantages d'ADS

- ✓ Design Guides spécifiques à l'application encapsulent ans d'expertise dans une interface facile à utiliser.
- ✓ L'ensemble complet et intégré de système rapide, précis et facile à utiliser, circuits et EM simulateurs permettent la réussite de la conception de premier passage dans un flux de bureau complet.

ADS utilise des projets d'extension prj pour organiser automatiquement des données issues de la création de la simulation ou de l'analyse d'un nouveau désigne.

Un projet inclue le circuit le layout la simulation et les résultats d'un design créé à partir de la fenêtre principale main qui apparait lors de l'ouverture d'ADS.