

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunication

Spécialité : Réseaux et Télécommunication

Par : KAMELI Zahira et KEBIRI Kawthar

Sujet

Conception des filtres micro-ondes par différentes technologies

Soutenue publiquement, le 11 / 06 / 2024, devant le jury composé de :

Mme DJELTI. H	MCA	Univ. Tlemcen	Présidente
Mme OTMANI. A	MAB	Univ. Tlemcen	Encadreuse
Mme BOUCHENAK KHELLADI. Y	MAB	Univ. Tlemcen	Co-Encadreuse
Mme SEDJELMACI. A	MCB	Univ. Tlemcen	Examinatrice

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2023 / 2024

Les progrès technologiques dans le domaine des télécommunications se dirigent depuis un certain temps vers la réduction de la taille des circuits, la diminution des coûts, des masses et des pertes dans ces équipements.

Le guide d'ondes est parmi les lignes de transmission les plus utilisées dans les fréquences micro-ondes, sa grande taille et son coût de fabrication élevé ont conduit les scientifiques à adopter une nouvelle technologie le guide d'onde remplie de substrat.

D'autre part la ligne micro ruban est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques.

L'objectif de notre travail consiste à faire la conception et la simulation électromagnétique de filtres micro-ondes en différents technologies, tout en améliorant et modifiant les performances électriques de ces filtres pour voir l'effet sur le fonctionnement du filtre à l'aide du logiciel HFSS (High Frequency Simulation Software).

Mots clés : filtre micro-onde, technologie volumique, technologie planaire, guide d'onde, guide d'onde remplie de substrat, ligne micro-ruban, HFSS.

Technological advancements in the field of telecommunications have been aimed at reducing the size of circuits, decreasing costs, mass, and losses in these devices for some time now.

Waveguide is among the most commonly used transmission lines in microwave frequencies; its large size and high manufacturing cost have led scientists to adopt a new technology, substrate-filled waveguide.

On the other hand, micro-strip line is the most utilized among all planar transmission lines in conventional frequency bands.

The objective of our work is to design and electromagnetically simulate microwave filters using various technologies, while improving and modifying the electrical performances of these filters to observe the effect on filter operation using HFSS (High Frequency Simulation Software).

Keywords: microwave filter, volumetric technology, planar technology, waveguide, substrate-filled waveguide, micro-strip line, HFSS.

تتجه التقنيات التكنولوجية في مجال الاتصالات منذ مدة معينة نحو تقليل حجم الدوائر وتقليل التكاليف والأوزان والخسائر في هذه المعدات.

يعتبر دليل الأمواج من بين خطوط النقل الأكثر استخدامًا في ترددات الميكروويف، حيث أدى حجمه الكبير وتكلفة تصنيعه العالية إلى دفع العلماء إلى اعتماد تقنية جديدة وهي دليل الأمواج المملوء بالمادة الأساسية.

من ناحية أخرى، تعتبر خط الميكرو ربان الأكثر استخدامًا بين جميع خطوط النقل الشعاعية في الفترات الترددية التقليدية.

يتمثل هدف عملنا في تصميم ومحاكاة الكهرومغناطيسية لمرشحات الميكروويف بتقنيات مختلفة، مع تحسين وتعديل الأداء HFSS الكهرومغناطيسية لهذه المرشحات لرؤية التأثير على عمل المرشح بمساعدة برنامج

الكلمات الرئيسية: فلتر الميكروويف، تقنية حجمية، تقنية مسطحة، موجة الموجة، موجة الموجة المملوء بالمادة الأساسية، HFSS، خط مايكروستريب،

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à remercier ALLAH le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Mme Otmani Amina pour son encadrement inestimable tout au long de ce projet. Son expertise, ses conseils avisés et son soutien constant ont été essentiels à la réussite de ce travail.

Mme BOUCHENAK KHELLADI YASSAMINA, pour son aide et pour le temps qu'elle nous a accordée

Nous adressons aussi nos remerciements les plus distingués au Madame DJELTI HAMIDA, Maître de conférences à l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail en présidant le jury, ainsi que Madame SADJELMACI AMINA NADJET Maître de conférences à l'Université de Tlemcen vous nous avez honorés d'accepter de siéger parmi notre jury de mémoire.

Dédicac

Je dédie ce modeste travail à :

L'être qui m'est le plus cher au monde, à celle qui m'a tout donné pour que je sois ce que je suis, **ma mère**.

A l'homme de ma vie, mon exemple éternel, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, à toi mon **cher papa**.

A mes sœurs **Aicha** et **Hayat** , je vous remercie pour être toujours là pour moi

A mes chère frères **Youssef** et **Zaki** qui sont toujours a mes cotés

A mon chère cousin **Bachir**

A mes chers neveux **Mohammed, Abdelkarim Alaeddine** et mon petit **Ilyes**

A tout la famille **Kameli** et **Boukhari**

A ma binôme **Kebiri Kawthar** pour ton soutien moral, sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet.

A tout ceux que je n'ai pas cité leurs noms mais je n'oublie jamais leurs aides .

Zahira

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

À mes chers parents ma mère **Benziani Kheira** et mon père **Kebiri Omar**, que nulle dédicace ne puisse exprimer mes sincères sentiments

Pour leur patience illimitée, leur encouragement continu, leur aide, en témoignage de mon profond amour et respect pour leurs grands sacrifices.

À mes chères sœurs « **Sameh, Nihel, Ikhlas, Nada et Sihem** ».

À mes chères nièces « **Lina et Serine** »

À mes beaux frères « **Abdelkader et Abdelhamid** »

À mes amies et collègues, et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce travail soit possible, je vous dis merci, à mon encadreur **Otmani Amina** et à Co-encadreur **Bouchenak Khelladi Yassamina**. A ma chère binôme **Kamli Zahira** et sa famille.

Kawthar



Résumé	i
Remerciements.....	iii
Dedicas.....	iv
Table des matières.....	vi
Acronymes	viii
Liste des figures	x
Liste des tableaux.....	xiv
Introduction Générale.....	2

Chapitre I : Les lignes de transmissions en hyperfréquences

I.1	INTRODUCTION.....	5
I.2	La technologie volumique	5
I.2.1	Les équations de Maxwell	6
I.2.2	Différentes formes d'un guide d'onde.....	7
I.2.2.1	Guides d'ondes rectangulaire	7
I.2.2.1.1	Propagation guidée d'ondes électromagnétiques	8
I.2.2.1.2	Fréquence de coupure dans un guide d'ondes rectangulaire	12
I.2.2.2	Guide d'onde circulaire.....	13
I.2.2.3	Guide d'ondes elliptique	14
I.3	technologie planaire	15
I.3.1	Guide d'onde rempli de substrat.....	15
I.3.2	La ligne microruban	16
I.3.2.1	L'analyse	17
I.3.2.2	La synthèse	19
I.3.2.3	Effet de l'épaisseur de la bande	19

I.4	Conclusion.....	20
-----	-----------------	----

Chapitre II : Généralisation sur les filtres

II.1	INTRODUCTION.....	22
II.2	Généralité sur les filtres.....	22
II.2.1	Les types des filtres	23
I.2.1.1	Filtre passe bas :	23
I.2.1.2	Filtre passe-haut.....	24
I.2.1.3	Filtre passe-bande :.....	25
I.2.1.4	Filtre coupe-bande	26
II.2.2	Fonction de transfert :.....	27
II.2.3	Le prototype des filtres passe-bas.....	27
II.2.4	Les fonctions d'approximation :.....	29
I.2.4.1	Approximation en amplitude de Tchebyshev	30
I.2.4.2	Approximation en amplitude de Butterworth :.....	33
I.2.4.3	Approximation d'Elliptique :	33
II.3	Méthode du choix du modèle	34
II.4	Transformations de fréquence et d'éléments	36
II.4.1	Transformation Passe-Bas	37
II.4.2	Transformation passe-haut :	38
II.4.3	Transformation passe-bande.....	39
II.4.4	Transformation de coupe de bande.....	41
II.5	CONCLUSION	42

Chapitre III : Les filtres micro-ondes

III.1	INTRODUCTION.....	44
III.2	Filtres à base des guides d'ondes.....	44
III.2.1	Guide d'onde a iris symétrique.....	45
III.2.2	Guide d'onde a iris asymétrique.....	47
III.2.3	Guide d'onde a poste inductif.....	48
III.3	Filtre a base de guide d'onde rempli de substrats.....	50
III.4	Les filtres en technologie microruban	50
III.4.1	Les inductances et les condensateurs en technologie microruban.....	51
III.4.2	Discontinuité dans les lignes micro rubans	53
I.4.2.1	Discontinuité du type circuit ouvert	54
I.4.2.2	Discontinuité du type «step »	55
I.4.2.3	Discontinuité Gap	55
I.4.2.4	Discontinuité type coude	57
III.4.3	Lignes microruban couplées.....	58
III.5	CONCLUSION	60

Chapitre IV : Simulation et Résultats des filtres

IV.1	INTRODUCTION.....	62
IV.2	Les logiciels utilisés	62
IV.2.1	Le logiciel HFSS	62
IV.2.2	Le logiciel ORIGIN.....	63
IV.3	Filtre passe-bas dans la bande [0.5-5.5] GHz.....	64
IV.4	Filtre coupe bande dans la bande [0.1-4] GHz	67
IV.5	Filtre passe bande dans la bande [0,6-1,25] GHz.....	70
IV.5.1	Filtre à base d'un guide d'onde	74
IV.5.2	Filtre à base d'un guide d'onde remplie de substrat	75
IV.5.3	Filtre basé sur des lignes microruban	76
IV.5.4	Discussion	80
IV.6	conclusion.....	81
	Conclusion Générale et Perspectives	83
	Références Bibliographiques.....	86

	B	
BW		Band Width
BaTiO ₃		Titanate de Baryum
	C	
C		La vitesse de la lumière.
	D	
dB		DéciBel
	E	
E		Champ Electrique
	F	
FBW		Frequency Relative Band Width
FR-4		Flam Retardant 4
	G	
GHz		Giga Hertz
	K	
Ka		Bande de fréquence [26,5-40] GHz
	H	
H		Champ magnétique
HFSS		High Frequency Structure Simulator
	L	
L, C		Inductance, Capacité
	T	
TE		Transverse Electrique
TM		Transverse Magnétique
	R	
RF		RadioFéquence
RLC		Resistance, Inductance, Capacité
Rogers RT/duroid 6006		Substrat de $\epsilon_r=6.15$ et $\tan(\delta) = 0.0019$
	Z	
Z _c		Impedance caracteristique

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I.1. Différentes formes d'un guide d'onde	7
Figure I.2. Guide d'onde rectangulaire	8
Figure I.3. Lignes de champs dans un guide d'onde rectangulaire	8
Figure I.4. Vu en coupe du champ électrique dans un guide d'ondes Mode TE ₁₀	13
Figure I.5. Guide d'onde circulaire	13
Figure I.6. Guide d'onde elliptique	14
Figure I.7. Guide d'onde rempli de substrat	15
Figure I.8. Structure générale des ligne (a) microruban (b) a fente (c) coplanaire	16
Figure I.9. Les lignes de champs dans un ligne microruban	17

Chapitre II

Figure II.1. Gabarit d'un filtre passe-bas	23
Figure II.2. Gabarit d'un filtre passe-haut.	24
Figure II.3. Gabarit d'un filtre passe-bande	25
Figure II.4. Gabarit d'un filtre coupe-bande	26
Figure II.5. Circuits prototype du filtre passe bas (a) commençant par une self série (b) commençant par une capacité parallèle	28
Figure II.6. Etapes de conception des filtres.	29
Figure II.7. Diagramme de Bode des gains normalizes (a) d'un filtre de Butterworth, (b) d'un filtre de Tchebychev de type 1, (c) d'un filtre de Tchebychev de type 2 et (d) d'un filtre elliptique.	30
Figure II.8. Réponse en transmission d'une fonction	31
Figure II.9. Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n	33
Figure II.10. Réponse de type Elliptique d'un filtre	34
Figure II.11. Méthode de détermination du filtre convenable.	35
Figure II.12. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe bas	38
Figure II.13. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe-haut	39
Figure II.14. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe bande	40
Figure II.15. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre coupe bande	41

Chapitre III

Figure III.1. Guide d'onde a iris symétrique.....	45
Figure III.2. Différentes dimensions d'un guide d'onde a iris symétrique d'ordre n	46
Figure III.3. Guide d'onde a iris asymétrique	47
Figure III.4. Différentes dimensions d'un guide d'onde a iris asymétrique (a) n pair (b) n impair	48
Figure III.5. Guide d'onde a post inductif	49
Figure III.6. Différentes dimensions d'un guide d'onde a post inductif	49
Figure III.7. Des exemples des circuits électroniques et leurs équivalents en ligne micro ruban	51
Figure III.8. La création d'une inductance série dans une ligne micro ruban	52
Figure III.9. La création d'une inductance parallèle en ligne micro ruban	52
Figure III.10. La création d'une capacité série en ligne micro ruban	52
Figure III.11. La création d'une capacité parallèle en ligne micro ruban.....	53
Figure III.12. Principales discontinuités	54
Figure III.13. Discontinuité type circuit ouvert et son schéma électrique équivalent	54
Figure III.14. Discontinuité du type « Step» et son schéma électrique équivalent	55
Figure III.15. Discontinuité type gap et son circuit électrique équivalent.	56
Figure III.16. Discontinuité type coude et son schéma électrique équivalent.....	57
Figure III.17. Des exemples sur des lignes microruban couplées.....	59

Chapitre IV

Figure IV.1. Logo HFSS	62
Figure IV.2. Logo ORIGIN	63
Figure IV.3. Linge microruban dans la bande [0.5-5.5] GHz	65
Figure IV.4. La réponse de la linge microruban dans la bande [0.5-5.5] GHz	65
Figure IV.5. Filtre passe-bas dans la bande [0.5-5.5] GHz	66
Figure IV.6. La réponse fréquentielle de filtre passe-bas (HFSS) dans la bande [0.5, 5.5] GHz	67
Figure IV.7. Linge microruban dans la bande [0.1-4] GHz	68
Figure IV.8. La réponse fréquentielle de la linge microruban dans la bande [0.1-4] GHz	68
Figure IV.9. Filtre coupe-bande dans la bande [0.1-4] GHz	69
Figure IV.10. La réponse fréquentielle de filtre coupe-bande (HFSS) dans la bande	70
Figure IV.11. Guide d'onde dans la bande [0.6-1.1] GHz	71
Figure IV.12. La réponse fréquentielle de guide d'onde dans la bande [0.6-1.1] GHz	71
Figure IV.13. Guide d'onde rempli de substrats dans la bande [0.6-1.1] GHz	72
Figure IV.14. La réponse fréquentielle de guide d'onde équivalent dans la bande [0.6-1.1] GHz	72
Figure IV.15. Linge microruban dans la bande [0.6-1.1] GHz	73
Figure IV.16. La réponse fréquentielle de la linge microruban dans la bande [0.6-1.1] GHz	73
Figure IV.17. Filtre guide d'onde à iris symétrique d'ordre 2	74
Figure IV.18. La réponse fréquentielle d'un filtre passe bande à base d'un guide d'onde a iris symétriques	75
Figure IV.19. Filtre guide d'onde équivalent à iris symétrique d'ordre 2	75
Figure IV.20. La réponse fréquentielle d'un filtre passe bande à base d'un guide d'onde équivalent a iris symétriques	76
Figure IV.21. Ligne micro ruban + deux résonateurs en forme C	77
Figure IV.22. La réponse fréquentielle d'un de filtre Ligne micro ruban+deux résonateurs en forme C.....	78
Figure IV.23. Ligne micro ruban + trois résonateurs en forme C	78
Figure IV.24. La réponse fréquentielle d'un de filtre Ligne micro ruban + deux résonateurs en forme C....	79

Chapitre IV

Tableau IV.1. Les différentes dimensions du filtre passe-bas dans la bande [0.5-5.5] GHz (en millimètres)	66
Tableau IV.2. Les différentes dimensions du filtre passe-bas dans la bande [0.1-4] GHz (en millimètres)	69
Tableau IV.3. Les dimensions de filtre guide d'onde à iris symétrique d'ordre 2	74
Tableau IV.4. Les dimensions de filtre guide d'onde équivalent à iris symétrique d'ordre 2.....	76
Tableau IV.5. Les dimensions de filtre Ligne micro ruban + deux résonateurs en forme C	77
Tableau IV.6. Les dimensions de filtre Ligne micro ruban + trois résonateurs en forme C.....	79
Tableau IV.7. Comparaison des dimensions de chaque structure	80



Introduction Générale

Introduction Générale

En raison du développement qui a touché tous les domaines, on observe une offre sans précédent de services de plus en plus diversifiés dans de nombreux systèmes de communication (Internet, téléphonie mobile, etc.) L'évolution s'accompagne notamment d'une conception de composants à haute fréquence qui permettent d'obtenir une précision de fabrication élevée et de répondre à des performances électriques de plus en plus ambitieuses. On intègre également les critères d'encombrement et de coûts dans les étapes de conception des circuits proposés [1].

Dans un contexte technologique en constante évolution, la conception de filtres efficaces et adaptés aux besoins spécifiques de diverses applications est devenue une tâche cruciale et complexe. Ces derniers jouent un rôle essentiel dans la production des divers appareils [2], tels que les communications, l'électronique, les systèmes de traitement du signal et les réseaux de télécommunications. Cependant, chaque technologie impose ses propres exigences en termes de performance, de coût, de taille et de robustesse.

Les défis émergents concernent principalement sur l'impact du choix des technologies et des stratégies de conception de ces composants sur la miniaturisation des dispositifs, l'augmentation des fréquences de fonctionnement et l'intégration de filtres dans des systèmes de plus en plus complexes.

Ces problématiques soulèvent des questions sur les compromis à faire entre les différentes caractéristiques des filtres, telles que la sélectivité, la bande passante, l'atténuation, la perte d'insertion, et la stabilité. Elle invite également à explorer les nouvelles tendances en matière de matériaux, de techniques de fabrication et de modélisation, ainsi que l'impact de ces innovations sur la conception et la performance des filtres.

Notre objectif dans ce travail est de résoudre une partie de ce problème afin de pouvoir travailler sur les lignes de transmission à haute fréquence. Comme par exemple les guides d'ondes, qu'est une forme spécifique d'une ligne de transmission employée dans les applications micro-ondes [3]. Il s'agit d'un tube en métal rempli d'air, car l'air agit comme un isolant électrique qui lui permet de dissiper très peu d'électricité [4].

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous donnerons les définitions sur les lignes de transmission micro-ondes représentées par deux technologies majeures : volumétrique et planaire, tout d'abord en technologie volumétrique nous décrirons les guides d'ondes ainsi leurs théories et méthodes de conception par la suite on suivra les mêmes procédures pour les technologies planaires qui étaient représentées par les guides d'ondes rempli de substrats et de lignes micro-rubans

Le deuxième chapitre présente les théories générales sur les filtres, leurs différents types disponibles, leurs avantages et leurs fonctions de transfert (Butterworth ou Chebyshev, elliptique), Nous décrivons ensuite les procédures pour passer d'un filtre prototype passe-bas aux différents types de filtres (passe-bas, passe haut, passe bande et coupe bande).

Nous montrons dans le troisième chapitre comment ajouter une fonction de filtrage aux différentes technologies mentionnées dans le premier chapitre, commençant par les guides d'ondes, des études sur l'influence de l'ajout des iris symétriques et asymétriques et des posts inductifs sur sa réponse fréquentielle, Pour les lignes micro-ondes, le filtrage se fait en modifiant la forme de la ligne métallique au-dessus, et cela sera prouvé par les règles et lois.

Dans le chapitre 4, qui est le dernier, nous incluons des exemples de différents types de filtres dans diverses bandes de fréquences. Chaque simulation sera précédée de discussions et d'analyses. Ces filtres seront simulés à l'aide du simulateur électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator), étudiés et expliqués pour permettre une comparaison des résultats et l'élaboration de conclusions finales.

À la fin de ce projet de fin d'études, une conclusion ainsi que des perspectives pour de futures recherches sont présentées.

Chapitre I

Les lignes de transmissions en hyperfréquences

I.1 INTRODUCTION

Les lignes de transmission sont des éléments essentiels dans les domaines de la communication haute fréquence, de l'électronique et de la technologie des micro-ondes. Parmi les différentes architectures de lignes de transmission, les guides d'onde et les lignes microruban, ils jouent des rôles cruciaux, offrant des solutions spécifiques adaptées à diverses applications. Les guides d'onde, avec leur capacité à confiner efficacement les ondes électromagnétiques dans une structure creuse ou diélectrique, ils sont utilisés dans des systèmes nécessitant un confinement précis des champs électriques et magnétiques, tels que les systèmes de radar, les réseaux sans fil et les dispositifs de mesure.

En revanche, les lignes micro-rubans, constituées d'une bande conductrice disposée sur un substrat diélectrique, offrent une alternative pratique et flexible, particulièrement adaptée aux applications nécessitant une intégration facile, une miniaturisation et une large bande passante, comme les circuits intégrés, les antennes et les filtres RF. Cette introduction explore les caractéristiques, les avantages et les applications spécifiques des guides d'onde et des lignes micro-rubans dans le contexte de la transmission efficace des signaux haute fréquence.

Ce chapitre explore diverses études portant sur différentes méthodes de calcul des dimensions et les conceptions associées à ces techniques.

I.2 LA TECHNOLOGIE VOLUMIQUE

Les guides d'ondes sont des dispositifs physiques élaborés dans le but de guider et de gérer le flux d'ondes électromagnétiques. On les retrouve dans de nombreux secteurs, tels que les télécommunications, l'électronique, l'ingénierie des micro-ondes et l'optique. Grâce à ces guides, il est possible de transmettre de manière efficace des signaux à travers diverses longueurs d'onde, en les gardant à l'intérieur et en les protégeant des perturbations internes.

Différentes formes peuvent être utilisées pour les guides d'ondes, allant des câbles coaxiaux et des fibres optiques aux structures métalliques creuses et aux architectures diélectriques.

Plusieurs éléments influencent leur conception, comme la fréquence de fonctionnement, la polarisation des ondes et les contraintes d'encombrement. De plus, il est possible d'utiliser les

guides d'ondes pour des applications particulières comme les antennes directionnelles, les filtres de fréquence et d'autres.

Généralement, les guides d'ondes rectangulaires ou cylindriques sont employés pour transmettre l'énergie électromagnétique en mode TE (Electrical Transverse) ou TM (Magnetic Transverse), à des fréquences de l'ordre et supérieures à la dizaine de GHz (hyperfréquences). Ils sont principalement employés dans des applications radar ou de télécommunication spatiale.

[5]

I.2.1 Les équations de Maxwell

Lorsque les ondes électromagnétiques se propagent dans un milieu diélectrique uniforme, isotrope et non conducteur, la constante diélectrique est ϵ , la perméabilité magnétique est μ et il n'y a pas de charges libres ($\rho=0$), donc il n'y a pas de courant de conduction ($|\vec{j}|=0$), le comportement du champ électrique \vec{E} et du champ magnétique \vec{H} et leur interaction en chaque point sont définis par les quatre équations de Maxwell suivantes [6]

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} = 0 \quad \text{I.1}$$

$$\operatorname{div} \vec{H} = 0 \quad \text{I.2}$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\mu \frac{\delta \vec{H}}{\delta t} \quad \text{I.3}$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j} + \epsilon \frac{\delta \vec{E}}{\delta t} = \epsilon \frac{\delta \vec{E}}{\delta t} \quad \text{I.4}$$

- L'équation de Maxwell-Gauss (I-1) décrit le comportement du champ \vec{E} en fonction des charges libres (ici nulles).
- Il est démontré par l'équation de Maxwell-Flux (I.2) qu'il n'y a pas de charge magnétique et que les lignes de champ magnétique doivent donc être fermées.
- Selon l'équation de Maxwell-Faraday (I.3), il est possible de générer un champ magnétique \vec{E} en effectuant une variation du champ magnétique \vec{H} au fil du temps.
- Enfin, la dernière expression de Maxwell-Ampère (I.4) montre que le champ magnétique peut être généré soit par une variation du champ électrique, soit par un courant électrique [7].

Ces expressions nous permettent de saisir que la propagation d'ondes électromagnétiques est facilitée par le phénomène d'auto génération du champ électrique grâce à la variation du champ électrique, magnétique, et inversement.

I.2.2 Différentes formes d'un guide d'onde

Il existe plusieurs types de guides d'ondes, chacun conçu pour propager des ondes électromagnétiques dans des conditions spécifiques. Parmi les plus courants, on trouve les guides d'ondes rectangulaires, qui sont largement utilisés dans les applications de micro-ondes et de télécommunications. Les guides d'ondes circulaires sont souvent préférés pour leur capacité à minimiser les pertes de signal dans les applications à haute fréquence. En outre Les guides d'ondes elliptiques, bien que moins courants, sont utilisés dans des applications spécifiques nécessitant des propriétés de propagation uniques.



Figure I.1. Différentes formes d'un guide d'onde

I.2.2.1 Guides d'ondes rectangulaire

Les guides d'ondes rectangulaires sont les guides d'ondes les plus couramment employés.

L'explication de cette décision réside dans leur largeur de bande d'opération pour un mode de propagation spécifique, leur faible atténuation et leur stabilité du mode de propagation fondamental. En général, les dimensions de ce type de guides sont de largeur égale au double de la hauteur [8].

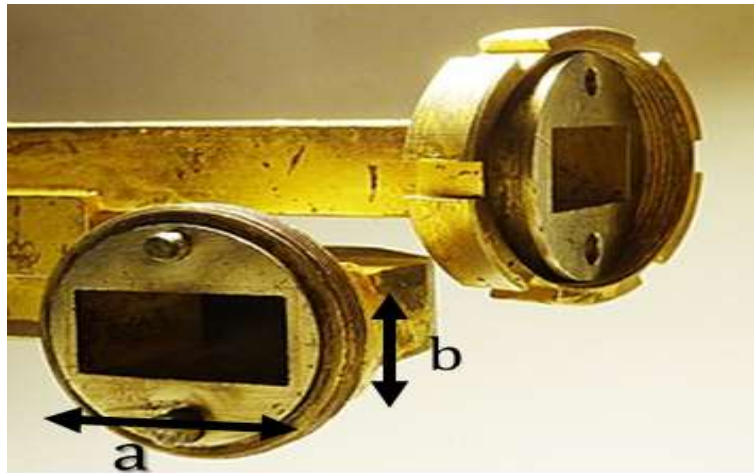


Figure I.2. Guide d'onde rectangulaire

Un guide d'ondes rectangulaire est une structure de guidage monoconducteur en forme de tube rectangulaire.

Si le champ électrique de l'onde incidente est parallèle aux faces sur lesquelles cette onde va se réfléchir successivement, il sera possible de propager une onde électromagnétique selon Oz dans un guide d'onde rectangulaire, comme illustré dans la Figure I.3.

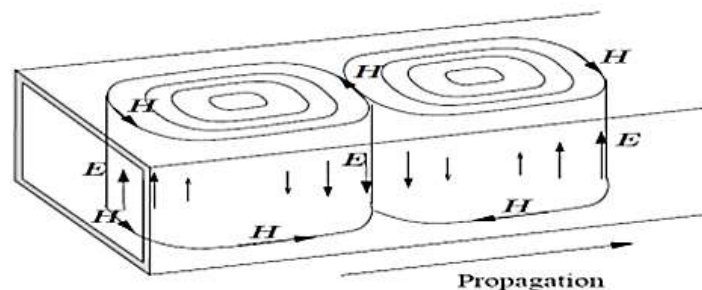


Figure I.3. Lignes de champs dans un guide d'onde rectangulaire

I.2.2.1.1 Propagation guidée d'ondes électromagnétiques

Comme son nom l'indique, le guide d'ondes est un appareil qui sert à « diriger » une onde.

D'un point à un autre, ici de l'émetteur à l'antenne, par voie électromagnétique. Dans la réalité, cela peut être un câble, une piste métallique sur un circuit imprimé ou même un véritable câble « tuyau » en métal.

L'objectif principal de l'étude des guides d'ondes est d'identifier les caractéristiques de la propagation à l'intérieur du guide, notamment l'impédance spécifique et la vitesse de

propagation. D'après ces informations, il est possible de comprendre les phénomènes de réflexion (qui se produiront si la charge placée à l'extrémité du guide, ici l'antenne, ne correspond pas à l'impédance spécifique de celui-ci) et les phénomènes de dispersion (qui peuvent causer la distorsion des signaux transmis). A priori, il s'agit d'un problème de propagation classique qu'on résoudra plutôt en régime harmonique pour prévoir les phénomènes de dispersion potentiels. Dans la réalité, afin de déterminer les caractéristiques de la propagation, il est connu que l'on peut supposer un guide régulier et infini (par exemple, une corde vibrante), donc la modélisation de l'excitation et de la charge ne se pose pas à ce stade [9].

- **Mode TE (Transverse Electric)**

Le mode TE (Transverse Electric) est l'un des modes de propagation des ondes électromagnétiques dans un guide d'onde. Dans ce mode, le champ électrique est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde et ne comporte aucune composante dans cette direction. Cependant, le champ magnétique associé peut avoir des composantes dans la direction de propagation.

Dans un guide d'onde rectangulaire, par exemple, les modes TE sont caractérisés par l'absence de champ électrique le long de la direction de propagation (axe longitudinal du guide), tandis que le champ magnétique peut varier dans cette direction. Ces modes TE sont souvent utilisés dans les applications où une isolation électrique est nécessaire entre le guide d'onde et les éléments environnants.

On a donc pour ce mode : $E_z = 0$, $H_z \neq 0$.

L'équation d'onde pour une onde de variation temporelle est la suivante :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{H} = \epsilon\mu_0 \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = -\epsilon\mu_0 \omega^2 \vec{H} \quad \text{I.5}$$

λ_c est la longueur d'onde de coupure :

$$\lambda_c = \frac{2}{\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2\right]^{1/2}} \quad \text{I.6}$$

Selon la formule I.6, il est facile de constater que le mode dominant est un mode TE.

Dans cette situation, cela se produit lorsque l'indice relatif à la plus petite dimension n est nul.

Donc $\lambda_{c10} = 2a$

ω_c est la pulsation de coupure correspond à $k_z=0$, soit :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu_0}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad \text{I.7}$$

Le vecteur d'onde k_z de propagation est déduit de la relation de dispersion :

$$k_z = \sqrt{\varepsilon\mu_0(\omega^2 - \omega_c^2)} \quad \text{I.8}$$

Pour $\omega < \omega_c$, k_z est imaginaire pure. Le mode est rédim (pas de propagation).

Dans ce cas, l'onde est évanescence.

Pour $\omega > \omega_c$, k_z est strictement réel, ce qui signifie que le mode se propage.

Dans la pratique, on utilise des fréquences situées entre les fréquences de coupure des deux premiers modes afin de ne voir qu'un seul mode de propagation dans le guide [10].

Le mode TE_{01} pour lequel $\lambda_{c01} = 2b$ et le mode TE_{20} pour $\lambda_{c20} = a$ sont susceptibles de se propager après le TE_{10} .

- Si $b > a/2$ nous disposons $\omega_{c01} < \omega_{c20}$.
- Si $b < a/2$ nous disposons $\omega_{c01} > \omega_{c20}$.

Dans le cas spécifique d'un guide carré, le mode TE_{10} a la même fréquence de coupure que le mode TE_{01} , tandis que les modes TE_{11} et TM_{11} auront la même fréquence de coupure que le mode TE_{20} .

Lorsqu' une onde se propage dans un guide, il est nécessaire de retrouver la même phase pour toutes les longueurs d'onde guidées λ_g . En d'autres termes, $k_z \times \lambda_g = 2\pi$ et donc

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{k_z} = \frac{2\pi}{w\sqrt{\epsilon\mu_0}} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{wc^2}{\omega^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2}}} \quad \text{I.9}$$

La relation de dispersion est :

$$\omega^2 \epsilon \mu_0 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + k_z^2 \quad \text{I.10}$$

La vitesse de propagation est :

$$v = \frac{\partial \omega}{\partial k_z} = \left(\frac{\delta k_z}{\delta \omega}\right)^{-1} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu_0}} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{w_c^2}{w^2}}} = v_0 \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{w_c^2}{w^2}}} \quad \text{I.11}$$

v_0 est la vitesse de propagation dans un milieu illimité.

L'impédance du mode TE est :

$$z_{\text{TE}} = z_0 \left(1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2}\right)^{-1/2} \quad \text{I.12}$$

$$z_{\text{TE}} = z_0 \left(1 - \frac{1}{\epsilon\mu_0 w^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2\right)^{-1/2} > z_0 \quad \text{I.13}$$

z_0 est l'impédance dans un milieu illimité.

- **Mode TM (Transverse Magnetic)**

Dans le mode TM, le champ magnétique est perpendiculaire à la direction de propagation, tandis que le champ électrique a une composante dans la direction de propagation. Ce mode est parfois appelé mode E car il n'y a qu'un champ électrique dans la direction de propagation

Dans un guide d'onde rectangulaire, le mode TM (Transverse Magnetic) est caractérisé par un champ magnétique de composante longitudinale (dans la direction de propagation), tandis que le champ électrique est transverse (Pour $m=0$ ou $n=0$, $E_z = 0$ ce qui exclut ce mode).

Pour les modes TM, la relation de dispersion, la pulsation de coupure et la longueur d'onde guidée et la vitesse de propagation sont identiques que celles des modes TE [10].

Z_{TM} est l'impédance caractéristique de l'onde TM est :

$$Z_{TM} = Z_0 \sqrt{1 - \frac{W_c^2}{W^2}} \quad \text{I.14}$$

$$Z_{TM} = Z_0 \left(1 - \frac{1}{\epsilon \mu_0 W^2} \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \right)^{1/2} < Z_0$$

I.2.2.1.2 Fréquence de coupure dans un guide d'ondes rectangulaire

La fréquence de coupure dans un guide d'ondes rectangulaire est un paramètre crucial qui détermine la fréquence en dessous de laquelle certaines ondes ne peuvent pas se propager efficacement dans le guide. Cette fréquence de coupure dépend des dimensions du guide [11].

$$f_{cmn} = \frac{kc}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad \text{I.15}$$

Ou $k = W\sqrt{\mu\epsilon} \quad \text{I.16}$

Dans un guide d'ondes, plusieurs modes de propagation des ondes électromagnétiques peuvent exister, chacun associé à une fréquence de coupure déterminée par les dimensions du guide. Lorsque la fréquence du signal dépasse la fréquence de coupure pour un mode donné, l'énergie du signal se propage à travers le guide avec une atténuation minimale. En revanche, si la fréquence du signal est inférieure à la fréquence de coupure, le signal est fortement atténué et disparaît après un court trajet dans le guide.

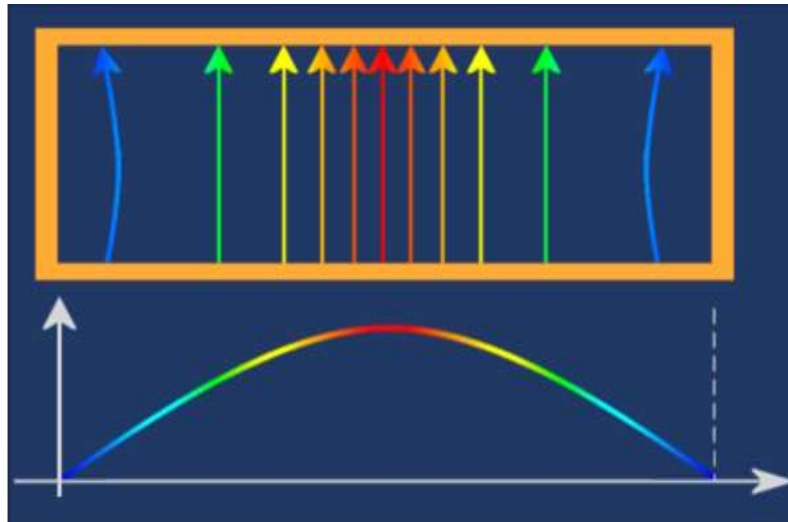


Figure I.4. Vu en coupe du champ électrique dans un guide d'ondes Mode TE_{10}

Le mode dominant dans un guide d'onde est en effet celui qui a la fréquence de coupure la plus basse. Pour un guide rectangulaire, il s'agit du mode TE_{10} . C'est le mode fondamental qui présente la plus faible fréquence de coupure parmi tous les modes possibles dans un guide d'onde rectangulaire.

Donc pour une transmission monomodale, il faut que la fréquence de travail soit comprise entre $[1.25f_{c_{10}} - 1.9f_{c_{10}}]$, Pour plus d'informations sur ces équations, veuillez consulter la référence [1,11,12].

I.2.2.2 Guide d'onde circulaire

Le guide d'onde circulaire est un type de guide d'onde utilisé pour propager des ondes électromagnétiques. Contrairement aux guides d'ondes rectangulaires qui ont une section transversale rectangulaire, les guides d'ondes circulaires ont une section transversale circulaire.



Figure I.5. Guide d'onde circulaire

Cette forme circulaire permet une propagation d'ondes électromagnétiques avec une symétrie radiale. Les guides d'ondes circulaires sont souvent utilisés dans les systèmes radar, les antennes paraboliques et d'autres applications où une symétrie circulaire est préférée ou nécessaire.

La fréquence de coupure d'un guide d'ondes circulaire pour un mode donné.

$$f_c = \frac{c}{2\pi a} \quad \text{I.17}$$

a est le rayon du guide d'ondes circulaire (en mètres).

I.2.2.3 Guide d'ondes elliptique

Ce type de guide d'ondes présente une section transversale elliptique. Les guides d'ondes elliptiques permettent le transport de très grandes longueurs de manière compacte.

Il est utilisé dans certaines applications où une forme elliptique est préférable pour des raisons de conception ou de performance.



Figure I.6. Guide d'onde elliptique

La fréquence de coupure d'un guide d'ondes circulaire pour un mode donné.

$$f_c \approx \frac{c}{2\pi a} \quad \text{I.18}$$

Telle que a est le demi-grand axe de l'ellipse.

Il existe d'autres types et formes de guides d'ondes mais dans nos travaux nous nous intéressons aux guidages rectangulaires métalliques rectangulaires

I.3 TECHNOLOGIE PLANAIRE

Les structures planaires à travers lesquelles les ondes électromagnétiques se propagent jouent un rôle crucial dans la conception des appareils électroniques d'aujourd'hui.

Les chercheurs ont donc considéré plusieurs types de structures qui restent les plus avantageuses car permettant une meilleure intégration des composants, Dans cette section, différentes techniques utilisées dans le domaine de la transmission planaire seront étudiées.[14]

I.3.1 Guide d'onde rempli de substrat

Dans cette configuration, l'air à l'intérieur du guide d'onde est substitué par un substrat d'épaisseur h_{sub} et de permittivité ϵ_r [13].

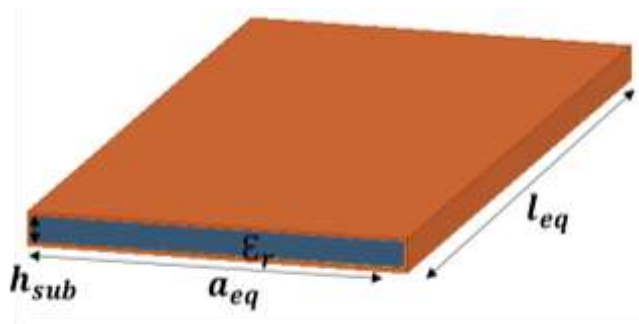


Figure I.7. Guide d'onde rempli de substrat

Les équations I.19 et I.20 sont employées pour calculer les nouvelles dimensions.

$$a_{eq} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{I.19}$$

$$l_{eq} = \frac{l}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{I.20}$$

Ils remplissent les mêmes fonctions que les guides d'ondes conventionnels creux, mais avec l'avantage d'être plus compacts et intégrés au substrat.

Il est clair que lorsque la permittivité augmente, la taille de la structure diminue, surtout compte tenu de la réduction significative de l'épaisseur du guide d'onde. Cependant, les parois latérales posent un défi pour l'intégration d'autres composants dans le même substrat [15].

I.3.2 La ligne microruban

La ligne microruban est une structure de transmission planaire couramment utilisée dans les circuits hyperfréquences et les antennes.

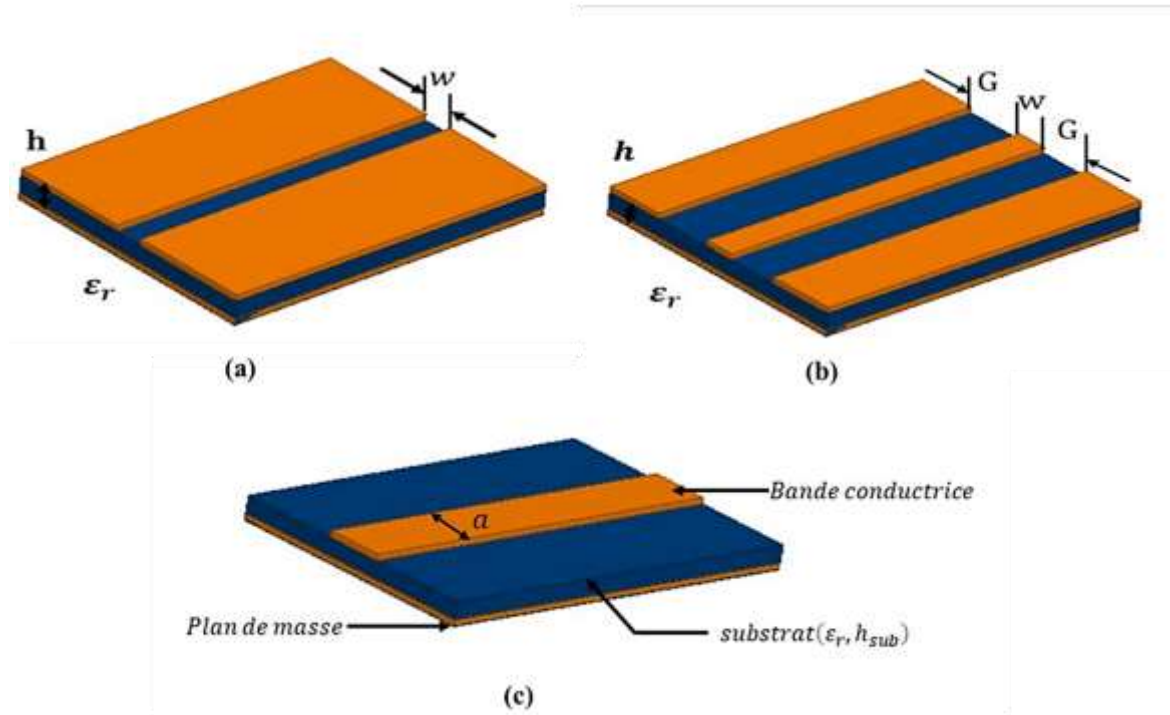


Figure I.8. Structure générale des ligne (a) microruban (b) a fente (c) coplanaire

La configuration globale d'une microbande est présentée dans la figure I.8(c), Elle est composée d'une bande conductrice (le ruban) de largeur a , séparé d'un plan de masse par un substrat diélectrique de constante diélectrique relative ϵ_r et une épaisseur h_{sub} [17].

La structure de la microbande est inégale car les champs s'étendent à l'intérieur de deux milieux : l'air au-dessus et le diélectrique en dessous. En raison de son caractère inégal, la microbande ne peut pas être utilisée pour une onde TEM pure. Effectivement, une onde TEM pure ne contient que des éléments transversaux et sa vitesse de propagation ne dépend que des caractéristiques du matériau, telles que la permittivité ϵ_r (choisie souvent élevée pour concentrer le champ électromagnétique et donc réduire les pertes par rayonnement) et la perméabilité μ lui-même [7,17].

La ligne microruban est constituée de deux milieux distincts, l'air et le substrat, ce qui engendre un milieu de propagation non homogène. Dans cette configuration, le mode de propagation prédominant est hybride, avec six composantes non nulles du champ électromagnétique. Cependant, en raison de l'amplitude relativement faible des composantes longitudinales, elles peuvent être négligées à certaines fréquences, car leurs valeurs sont nettement inférieures à celles des champs transverses. Dans de telles conditions, un mode Quasi-TEM prend le relais en remplacement du mode hybride dominant [16].

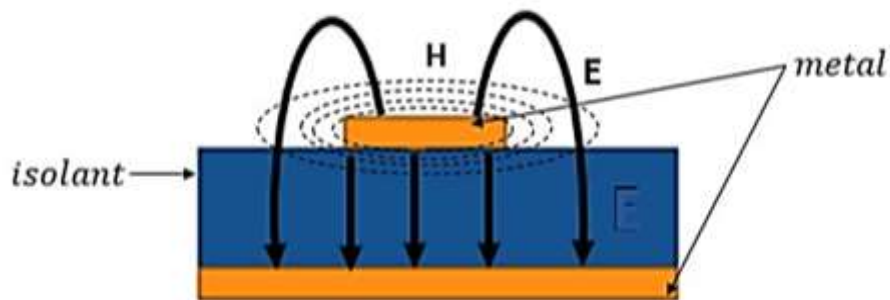


Figure I.9. Les lignes de champs dans un ligne microruban.

Le calcul des caractéristiques d'une ligne microruban implique souvent la détermination de paramètres tels que l'impédance caractéristique, la largeur de la piste, l'épaisseur du substrat, la constante diélectrique du substrat.

Il existe deux façons pour concevoir une ligne microruban : l'analyse et la synthèse.

I.3.2.1 L'analyse

L'analyse consiste à prendre en compte une ligne de dimensions (w_{lig} , h_{sub} et ϵ_{re}), et à déterminer ses paramètres caractéristiques (ϵ_{re} , Z_c). L'impédance caractéristique d'une ligne microruban dépend de ses dimensions géométriques et des propriétés du substrat diélectrique utilisé.

Pour les conducteurs très minces, c'est-à-dire lorsque l'épaisseur tend vers 0 ($t \rightarrow 0$).

Supposons le constant $U = \frac{w_{lig}}{h_{sub}}$ I.21

Pour $U \leq 1$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} [(1 + 12U)^{-0.5} + 0.04(1 + U)^2] \quad \text{I.22}$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln(8U + 0.25U) \quad \text{I.23}$$

Avec $\eta = 120 \pi \Omega$ I.24

Pour $U \geq 1$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 12U)^{-0.5} \quad \text{I.25}$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} [U + 1.393 + 0.677 \ln(U + 1.444)]^{-1} \quad \text{I.26}$$

Hammerstad et Jensen [19] rapportent des expressions plus précises pour le constant diélectrique effectif et l'impédance caractéristique :

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{U}\right)^{-ab} \quad \text{I.27}$$

Avec

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{U^4 + \left(\frac{U}{52}\right)^2}{U^4 + 0,432} \right) + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{U}{18,1}\right)^3 \right] \quad \text{I.28}$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad \text{I.29}$$

La précision de ce modèle est meilleure que 0,2% pour $\varepsilon_r \leq 128$ et $0.01 \leq U \leq 100$ L'expression la plus précise de l'impédance caractéristique est

$$z_c = \frac{n}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left[\frac{F}{U} \sqrt{1 + \left(\frac{2}{U}\right)^2} \right] \quad \text{I.30}$$

Avec $F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30,666}{U} \right)^{0.7528} \right]$ I.31

I.3.2.2 La synthèse

Expressions approximatives pour U en termes de Z_c et ϵ_r , dérivé par Wheeler et Hammerstad, sont disponibles [18].

pour $U < 2$

$$U = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad \text{I.32}$$

$$A = \frac{Z_c}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad \text{I.33}$$

pour $U \geq 2$

$$U = \frac{2}{\pi} \left[(B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad \text{I.34}$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{I.35}$$

$$w_{\text{lig}} = U \times h_{\text{sub}} \quad \text{I.36}$$

Ces expressions fournissent également une précision supérieure à 1%. Si une précision plus élevée est requise, un processus itératif ou des techniques d'optimisation basées sur les modèles d'analyse plus précis peuvent être employés.

I.3.2.3 Effet de l'épaisseur de la bande

L'influence de l'épaisseur de bande conductrice t n'a pas été étudiée jusqu'à présent (Figure I.8(c)). En général, l'épaisseur t est très faible lorsque la ligne de microbande est effectuée en utilisant des couches minces, ce qui entraîne souvent une négligence de son effet. Cependant, il est possible d'inclure son impact sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective [12].

$$\text{Pour } \frac{W}{h} \leq 1$$

$$Z_{C(t)} = \frac{n}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{\frac{w_e(t)}{h}} + 0.25 \frac{w_e(t)}{h} \right\} \quad \text{I.37}$$

Pour $W/h \geq 1$

$$Z_{C(t)} = \frac{n}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{w_e(t)}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_e(t)}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad \text{I.38}$$

ou

$$\frac{w_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1,25 t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right) & \frac{w}{h} \leq 0,5\pi \\ \frac{w}{h} + \frac{1,25 t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & \frac{w}{h} \geq 0,5\pi \end{cases} \quad \text{I.39}$$

$$\frac{w}{h} \geq 0,5\pi \quad \text{I.40}$$

$$\epsilon_{re}(t) = \epsilon_{re} - \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad \text{I.41}$$

Il est possible de constater que l'impact de l'épaisseur de la bande sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective est minime pour de faibles valeurs de t/h . Toutefois, la variation de l'épaisseur de la bande a un impact important sur la diminution du conducteur de la ligne de microbande.

I.4 CONCLUSION

En conclusion, les lignes de transmission telles que les guides d'onde et les lignes microruban sont des éléments essentiels de la technologie des micro-ondes et des RF. Chacune de ces structures présente des avantages et des limitations, et leur choix dépend des exigences spécifiques de l'application.

Ces lignes de transmission sont utilisées dans la conception de nombreux composants de circuit tels que les coupleurs, les diviseurs de puissances, les circulateurs et les duplexeurs. Dans ce travail on s'intéresse aux filtres.

Chapitre II

Généralisation sur les filtres

II.1 INTRODUCTION

Les filtres sont des circuits électroniques qui effectuent le traitement du signal, En d'autres termes, il atténue certaines composantes du signal tout en laissant passer d'autres [20]

Ils sont utilisés dans tous les domaines de télécommunications tels que les satellites de communications, les télévisions, les téléphone mobile ... [21]

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à l'introduction de la fonction de filtrage dans les technologies de transmission en domaine des télécommunications, qui ont été mentionnées et étudiées dans le chapitre précédent.

II.2 GENERALITE SUR LES FILTRES

Les filtres fréquentiels sont essentiels pour traiter les signaux électriques dans de nombreuses applications, en permettant la séparation de différentes fréquences de manière sélective, ce qui est crucial pour la transmission, la réception et le traitement efficaces des signaux dans les systèmes électroniques et de communication.

Un filtre est caractérisé par : [22-24]

- Bande passante : c'est la plage de fréquences dans laquelle le filtre permet la transmission des signaux sans atténuation importante.
- Bande d'atténuation : c'est la zone de fréquence où le signal est bloqué.
- La bande de transition d'un filtre : est la région de fréquences entre la bande passante et la zone d'atténuation.
- Gain : L'amplitude du signal de sortie par rapport au signal d'entrée.
- f_c : Fréquence de coupure, C'est la fréquence à laquelle le filtre commence à atténuer le signal de manière significative.

II.2.1 Les types des filtres

Dans le domaine des télécommunications, les filtres jouent un rôle fondamental en garantissant la qualité et la fiabilité des signaux transmis. Il existe plusieurs types de filtres, chacun ayant des fonctions spécifiques adaptées aux besoins des systèmes de communication. Les filtres peuvent être classés en quatre catégories en fonction de leur réponse en fréquence [25,27] :

I.2.1.1 Filtre passe bas :

Les filtres passe-bas permettent aux basses fréquences de passer tout en atténuant les hautes fréquences. Ils sont essentiels pour éliminer les interférences indésirables et améliorer la clarté des signaux audio et de données. En filtrant les hautes fréquences, ces filtres réduisent le bruit

Et les perturbation (figureII.1) [26,27].

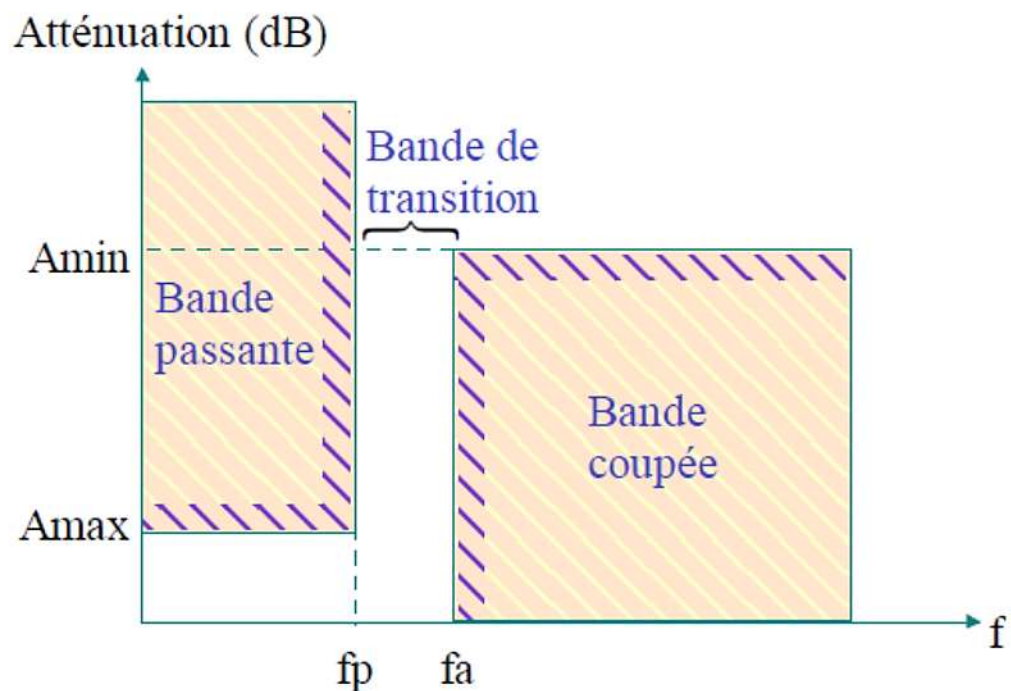


Figure II.1. Gabarit d'un filtre passe-bas

Le filtre passe-bas est un circuit électronique qui présente une réponse en fréquence caractérisée par un gain constant aux basses fréquences et une atténuation progressive des

hautes fréquences au-delà d'une fréquence de coupure spécifique. Ses principales propriétés sont : [28]

- Ne laisse passer que les basses fréquences du signal d'entrée.
- Les hautes fréquences sont ainsi filtrées.
- La limite entre les basses et les hautes fréquences est appelée fréquence de coupure f_c
- La bande passante est la plage de fréquences non filtrée : $BW = [0, f_c]$
- La spécification peut être effectuée avec gain $G(f)$ ou atténuation $A(f) = 1/G(f)$

I.2.1.2 Filtre passe-haut

À l'inverse des filtres passe-bas, les filtres passe-haut laissent passer les hautes fréquences et atténuent les basses fréquences. Ils sont particulièrement utiles pour isoler les signaux de fréquence plus élevée dans les réseaux de télécommunications

Cela permet de réduire les interférences basses fréquences et d'améliorer la qualité des signaux transmis sur les lignes téléphoniques et dans les systèmes de communication sans fil. [26,27]

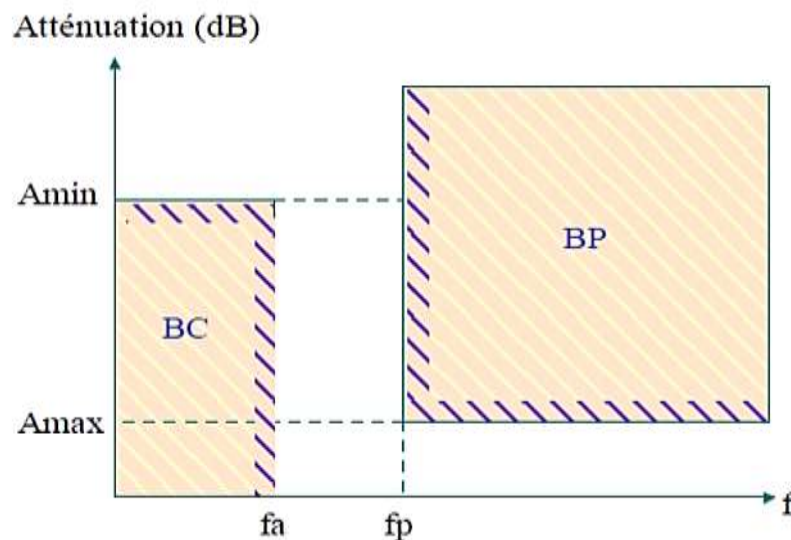


Figure II.2. Gabarit d'un filtre passe-haut.

Les caractéristiques de ce filtre sont [28] :

- Seules les hautes fréquences du signal d'entrée sont transmises.

- Les basses fréquences sont ainsi filtrées.
- La bande passante représente la plage de fréquences non filtrées : $BW = [f_c, +\infty]$

I.2.1.3 Filtre passe-bande :

Un filtre passe-bande peut être appliqué de manière analogique en utilisant des éléments électroniques. Permettant de transmettre uniquement les fréquences situées dans une plage spécifique tout en atténuant celles situées en dehors de cette plage (figure II.3). [27].

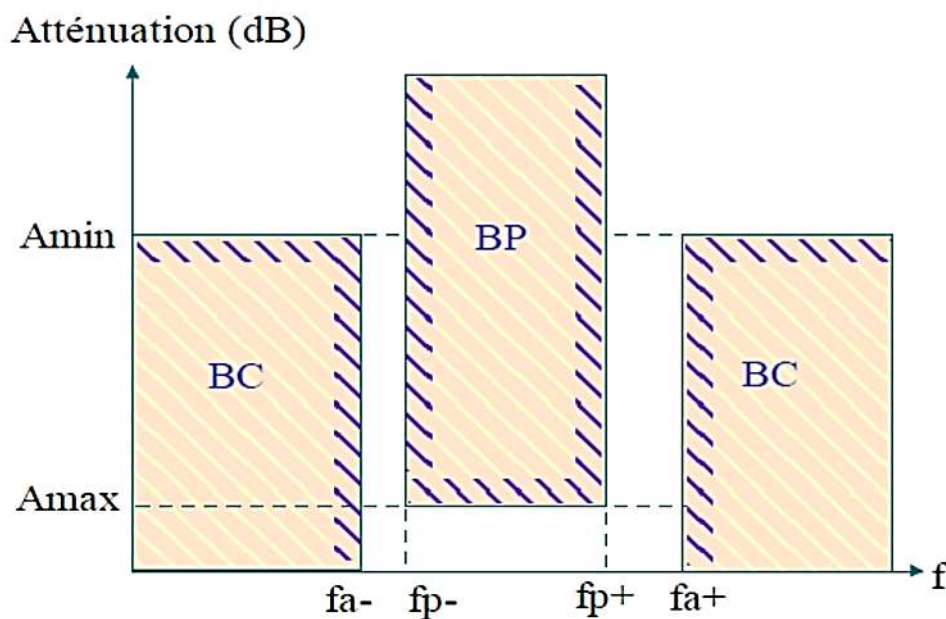


Figure II.3. Gabarit d'un filtre passe-bande

Les filtres passe-bande présentent des caractéristiques supplémentaires par rapport aux filtres passe-bas et passe haut [28] :

- Transmet uniquement une bande de fréquences.
- Comprend deux fréquences de coupure : la fréquence de coupure basse et la fréquence de coupure haute.
- La bande passante correspond à la plage de fréquences non filtrées : $BW = [f_{c1}, f_{c2}]$.
- Présente une fréquence centrale f_0 .
- La largeur de bande relative à -3 dB est définie par $FBW = [(f_{c2} - f_{c1})/f_0]$.

I.2.1.4 Filtre coupe-bande

Un filtre coupe aussi appelé filtre de rejeteur de bande est un filtre bloque passage d'un intervalle de fréquence (figure II.4).

Il est composé d'un filtre passe-haut et filtre passe-bas dont les fréquences de coupure sont souvent proches mais différentes, la fréquence de coupure de filtre passe-bas est systématiquement inférieure a la fréquence de coupure de filtre passe-haut [26,27].

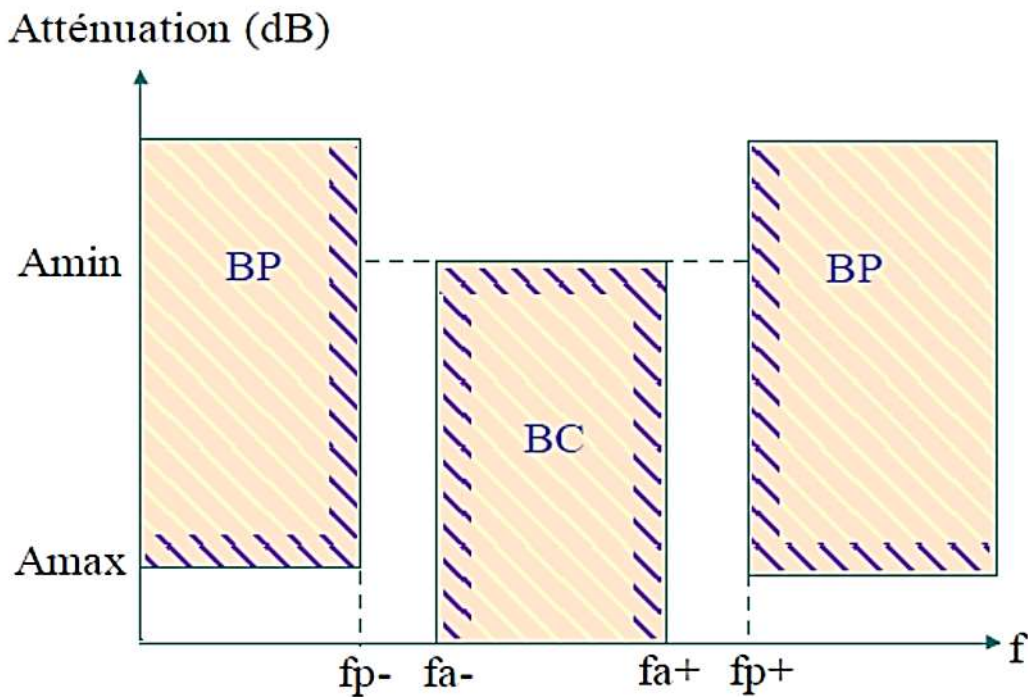


Figure II.4. Gabarit d'un filtre coupe-bande.

Le filtre coupe-bande présente les caractéristiques suivantes [28]:

- Transmet toutes les fréquences à l'exception d'une bande délimitée par les fréquences de coupure f_{c1} et f_{c2} .
- Dispose de deux fréquences de coupure distinctes : une basse et une haute.
- La bande passante correspond à l'ensemble des fréquences non filtrées $BW = [0, f_{c1}] \cup [f_{c2}, \infty]$.

II.2.2 Fonction de transfert :

La fonction de transfert ou fonction de filtrage d'un filtre s'écrit généralement sous la forme pour un prototype passe-bas sans perte [29].

$$|H(p)^2| = \frac{|H(p)|^2}{|H(p)^2 + T(p)^2|} = \frac{1}{1 + |D(p)|^2} \quad \text{II.1}$$

Avec $|D(p)| = \frac{|T(p)|}{|H(p)|} \quad \text{II.2}$

$D(p)$ C'est la fonction discriminante d'un filtre

$T(p)$: c'est la fonction de réflexion

$H(p)$: c'est la fonction de transfert

$T(p)$ et $H(p)$ ont le même dénominateur, on écrit alors $Q(p)$, et ceci quel que soit l'ordre du filtre. Nous noterons respectivement les numérateurs des fonctions $P(p)$ et $R(p)$

$$|H(p)| = \frac{P(p)}{Q(p)} \quad \text{II.3}$$

et $|T(p)| = \frac{|R(p)|}{|Q(p)|} \quad \text{II.4}$

Dans ce cas, $D(p)$ peut généralement s'écrire sous la forme :

$$|D(p)| = \frac{|R(p)|}{|P(p)|} \quad \text{II.5}$$

La relation de conservation implique ensuite :

$$|Q(p)|^2 = |P(p)|^2 + |R(p)|^2 \quad \text{II.6}$$

II.2.3 Le prototype des filtres passe-bas

Un prototype de filtre passe bas, composé d'éléments localisés capacitifs et inductifs est défini. La conception de tous les types de filtres (passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe-bande) est basée sur ce prototype passe-bas, et plusieurs transformations nécessaires

(transformations d'impédance et de fréquence) sont effectuées. Deux schémas possibles pour des prototypes de filtres passe-bas sont présentés dans la figure. Ils sont constitués alternativement d'une capacité parallèle et d'une inductance série.

L'ordre du filtre (pair ou impair n) détermine le nombre de composants (capacité et inductance) dans le prototype. En général, les éléments (g_k) du circuit de filtrage prototype sont normalisés par rapport à l'impédance de la source ($g_0 = 1$) et à l'impulsion limite ($\omega_c=1$) dans la plupart des cas, l'impédance de charge est supposée égale à l'impédance de la source (c'est le cas ici) donc $g_{n+1} = g_0 = 1$ [30,31].

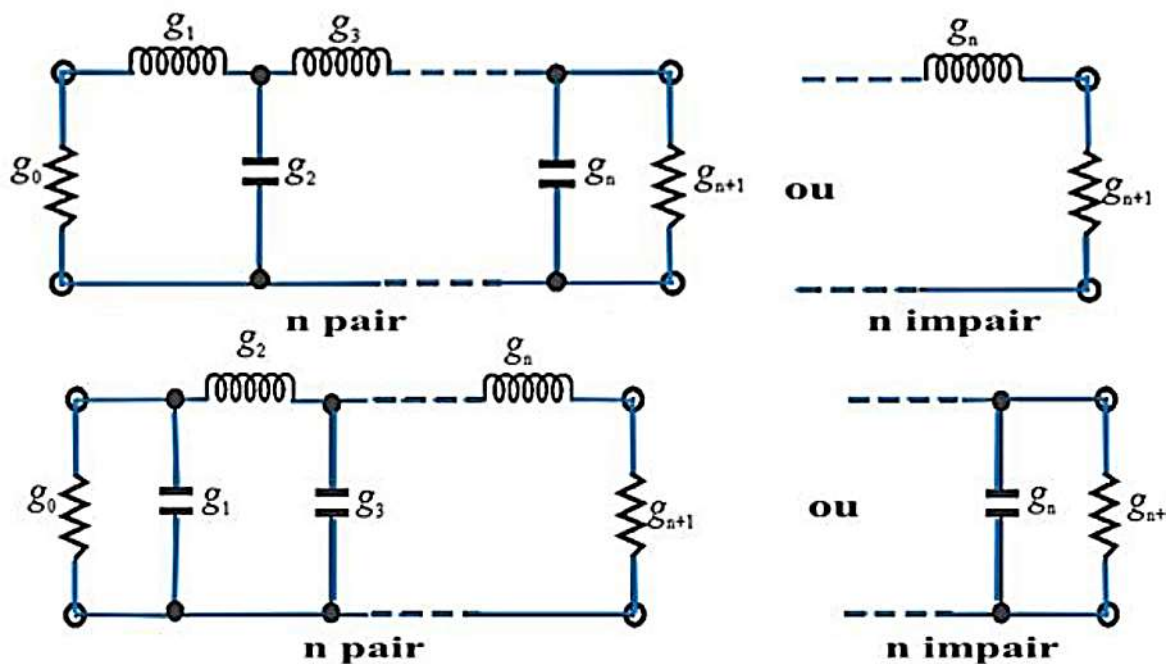


Figure II.5. Circuits prototype du filtre passe bas (a) commençant par une self série (b) commençant par une capacité parallèle

Les étapes de conception des filtres représentées dans la figure II.6 [14].

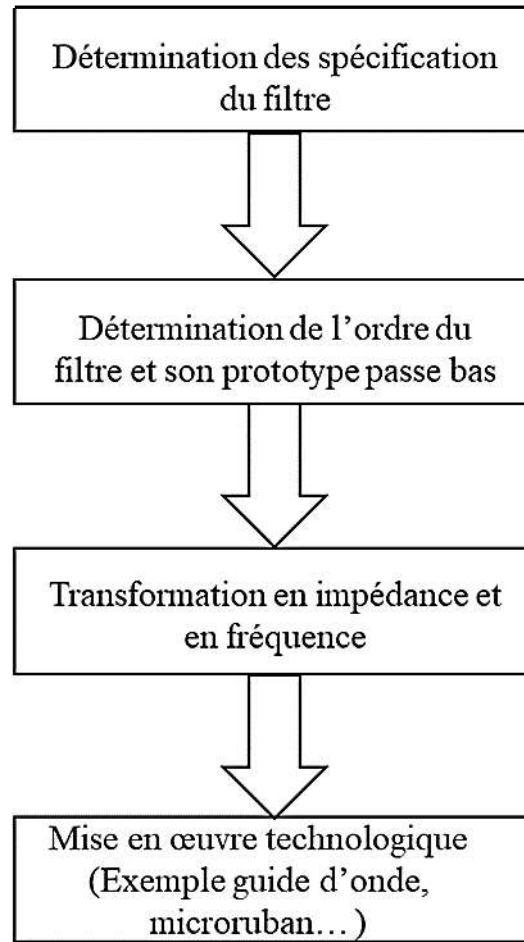


Figure II.6. Etapes de conception des filtres.

II.2.4 Les fonctions d'approximation :

Cependant, un filtre passe-bas idéal est physiquement impossible à réaliser car d'une part il est impossible d'obtenir une atténuation discontinue et d'autre part l'amplitude et la phase ne sont pas liées par la relation de Bayard-Bode. La première étape consiste donc à trouver la fonction de transfert la plus proche des caractéristiques imposées par le gabarit du filtre passe-bas normalisé de référence. Les solutions les plus courantes sont des fonctions approximatives de types Tchebyshev, Butterworth et elliptiques. Dans cette étude nous avons basé sur le filtre Tchebyshev [32].

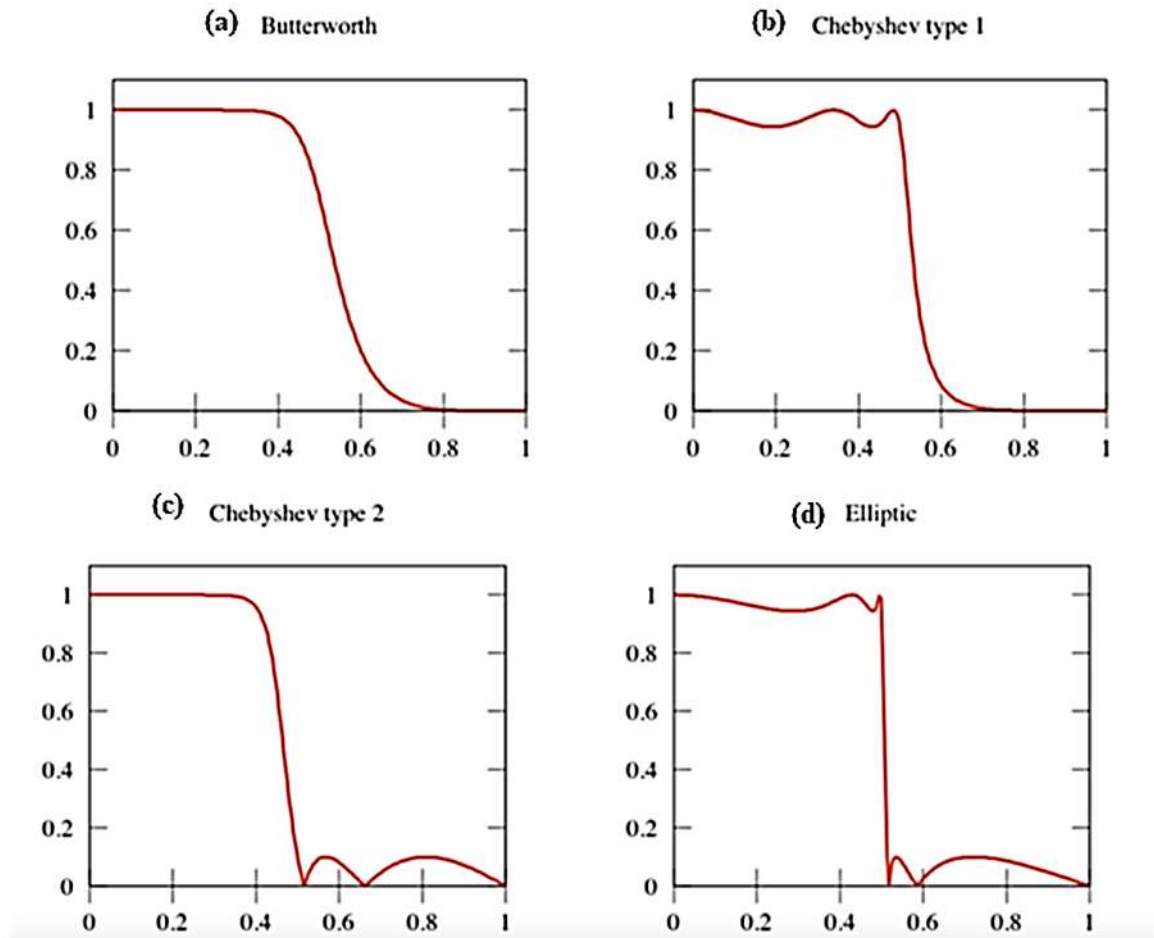


Figure II.7. Diagramme de Bode des gains normalisés (a) d'un filtre de Butterworth, (b) d'un filtre de Tchebychev de type 1, (c) d'un filtre de Tchebychev de type 2 et (d) d'un filtre elliptique.

I.2.4.1 Approximation en amplitude de Tchebyshev

Les filtres Tchebychev sont capables de supporter une légère ondulation dans la bande, mais leur réjection est supérieure à celle du filtre Butterworth. La fonction d'atténuation suivante est utilisée pour définir l'approximation de Tchebyshev (en dB) [33] :

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + \zeta^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad \text{II.7}$$

La réponse en amplitude du coefficient de transmission correspond à :

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \left[1 + \zeta^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad \text{II.8}$$

Avec T_n est le polynôme de Tchebychev défini par :

$$T_n(x) \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(x)) & , |x| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(x)) & , |x| \geq 1 \end{cases} \quad \text{II.9}$$

Et ξ est déterminé en sélectionnant le niveau d'ondulation (A_m) par :

$$\xi = \sqrt{10^{\frac{A_m}{10}}} \quad \text{II.10}$$

La réponse en transmission de la fonction de Tchebychev pour différentes valeurs de n est illustrée dans la figure présente également une variation d'amplitude dans la bande passante de sa réponse.

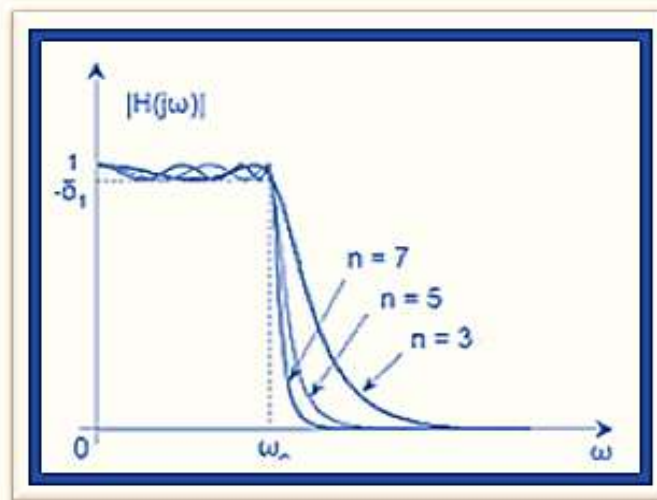


Figure II.8. Réponse en transmission d'une fonction

Il est possible d'atteindre des niveaux de réjection considérables dans la bande atténuée sans nécessairement modifier l'ordre du filtre.

Les filtres de Tchebychev se distinguent par leur capacité à accepter une ondulation, que ce soit en bande passante ou en bande atténuée. Dans la première situation, on évoque des filtres de Tchebychev de type 1 ou directs, tandis que dans la seconde situation, on parle de filtres de Tchebychev de type 2 ou inverse.

Avant d'utiliser les équations suivantes pour déterminer les paramètres k, g , il est nécessaire de trouver l'ordre n nécessaire à partir des spécifications fournies.

$$g_1 = \frac{2}{\eta} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad \text{II.11}$$

$$\eta = \sinh \left[\frac{1}{n} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{\xi} \right) \right] \quad \text{II.12}$$

$$g_k g_{k+1} = \frac{4 \sin \left(\left[\frac{2k-1}{2n} \pi \right] \right) \sin \left[\frac{2k-1}{2n} \pi \right]}{\eta^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right)} \quad k=2, \dots, n \quad \text{II.13}$$

Un exemple de détermination de n est le suivant :

Est-ce que l'ondulation (A_m) est définie ! il est donc possible de calculer les valeurs de ξ et

A_1 . Étant donné que $\omega_1 = \omega_c$ nous avons donc selon (II.13) [28] :

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + \zeta^2 T_n^2 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \right] \quad \text{II.14}$$

$$T_n \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}}}}{\xi} \quad \text{II.15}$$

Et puisque $\omega_2 > \omega_1 = \omega_c$, par la définition de T_n (II.15)

$$T_n \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}}}}{\xi} = \cosh \left(n \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \right) \quad \text{II.16}$$

Où

$$n \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \cosh^{-1} \left(\frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}}}}{\xi} - 1 \right) \quad \text{II.17}$$

Et

$$n = \frac{\cosh^{-1} \left(\frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}}}}{\xi} - 1 \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \quad \text{II.18}$$

On choisira alors n le premier entier supérieur ou égal à la valeur donnée par L'équation (II.18).

I.2.4.2 Approximation en amplitude de Butterworth :

Elle représente une courbe de réponse « maximale à plat » et la fonction d'atténuation qui suit en (dB) : [34]

$$\alpha_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad \text{II.19}$$

Avec la valeur de $\omega_c = 2\pi$ où f_c la fréquence de coupure. Il est important de noter que lorsque $\omega = \omega_c$, $\alpha = 3$ dB. La fonction est illustrée dans la figure en termes de réponse en transmission pour différentes valeurs de n . Ce type d'approximation donne une courbe extrêmement plate dans la plage de fréquences utile en fonction du degré de l'ordre du filtre [30].

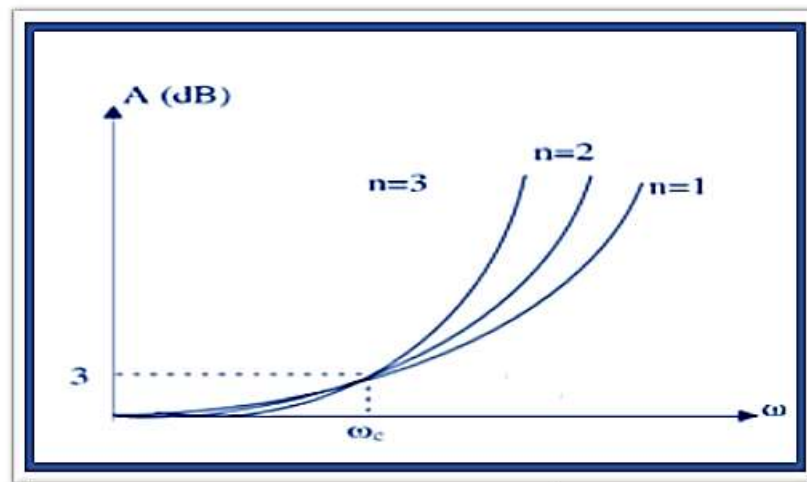


Figure II.9. Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n .

I.2.4.3 Approximation d'Elliptique :

Les approximations de Chebyshev de Butterworth présentent une augmentation monotone de la plage d'amortissement, ce qui est déraisonnable pour les applications où des amortissements importants sont requis. L'approximation elliptique est caractérisée par une ondelette égale à la fois dans la bande d'entrée et dans la bande atténuée. De plus, sa réponse électrique présente des valeurs nulles de transmission qui permettent une bonne sélectivité pour un ordre de filtre limité. Le facteur de transmission du filtre passe-bas est obtenu comme suit [35,36].

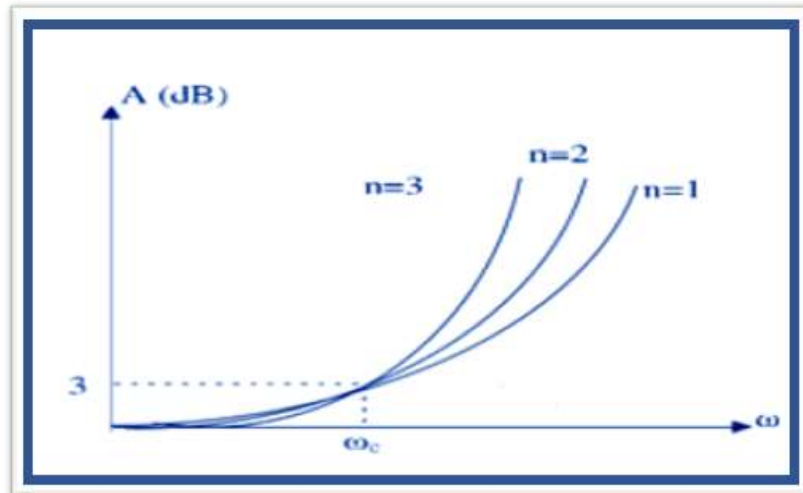


Figure II.10. Réponse de type Elliptique d'un filtre

L'inconvénient de cette approximation est que les valeurs nulles de transmission sont fixées à certaines fréquences. De plus, cette approximation est difficile à synthétiser.

II.3 METHODE DU CHOIX DU MODELE

La figure II.11 montre le raisonnement à suivre pour choisir entre ces types de filtres analogiques selon l'application et le gabarit souhaités [21].

Avec

BP : la bande passante.

Sb : stop-bande.

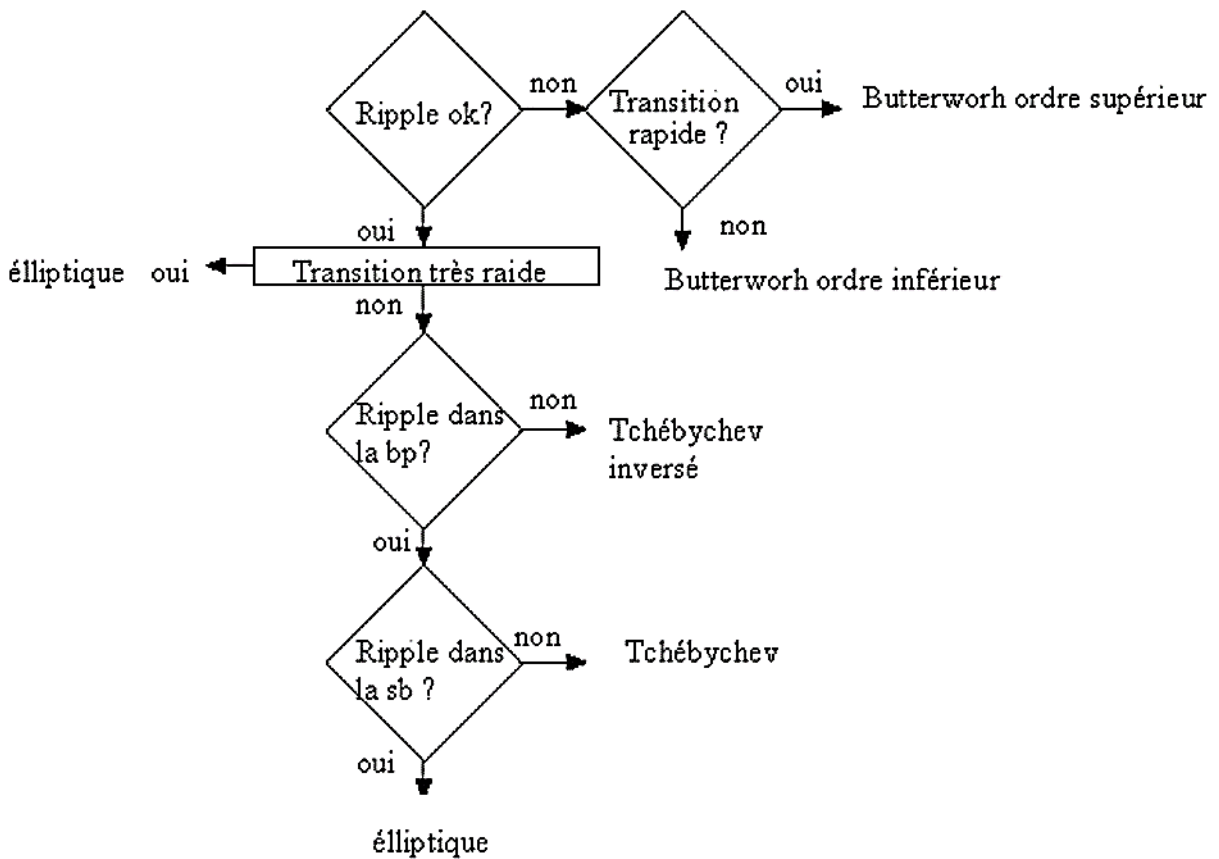


Figure II.11. Méthode de détermination du filtre convenable.

Si l'ondulation n'est pas autorisée dans la bande passante, le seul type pouvant être utilisé est Butterworth. Si l'ondulation est autorisée sur les deux pentes et qu'une pente très raide est requise, le filtre élliptique est un bon choix car il présente la pente la plus raide. En revanche, si une pente raide est requise et que l'ondulation est autorisée dans une voie (voie de dépassement ou d'arrêt), la solution est d'utiliser un Tchebyshev.

Par comparaison avec les filtres de Tchébychev ou élliptiques, Butterworth, les filtres Butterworth ont un rejet plus faible, ce qui signifie qu'un ordre supérieur est utilisé dans une implémentation donnée. Cependant, leur gain est nettement plus constant en termes de bande passante. Les filtres Tchebyshev et élliptiques sont utilisés lorsqu'une transition nette est requise. Les filtres Tchebyshev provoquent une ondulation de la bande passante de la manière opposée.

Les filtres Chebyshev provoquent une ondulation dans la bande passante, contrairement aux filtres inverses ou aux filtres de type 2 qui provoquent une ondulation dans la bande de

réjection. Malgré leur sélectivité plus élevée, les filtres elliptiques présentent des ondulations dans les deux bandes et sont souvent plus difficiles à régler.

II.4 TRANSFORMATIONS DE FREQUENCE ET D'ELEMENTS

Jusqu'à présent, nous n'avons considéré que des prototypes de filtres passe-bas avec une impédance/conductance source $g_0 = 1$ et une fréquence de coupure $\Omega_c = 1$. Les transformations de fréquence et d'éléments discutées dans cette section peuvent être appliquées pour obtenir la réponse en fréquence et les valeurs d'éléments de filtres prototypes passe-bas pratiques.

La transformation de fréquence, également appelée cartographie de fréquence, est nécessaire pour mapper une réponse, telle qu'une réponse de Chebyshev, à la plage de fréquences passe-bas du prototype, équivalente à la plage de fréquences où la réponse pratique du filtre, telle que passe-bas, passe-haut, passe-bande, passe-bande et coupe-bande... La conversion de fréquence affecte en conséquence tous les éléments réactifs, mais n'affecte pas les éléments résistifs [28].

En plus de la cartographie de fréquence, la mise à l'échelle de l'impédance est également nécessaire pour accomplir la transformation de l'élément. La mise à l'échelle de l'impédance supprimera le $g_0 = 1$ normalisation et ajuster le filtre pour qu'il fonctionne pour n'importe quelle valeur de l'impédance source noté Z_0 . Pour notre formulation, il est commode de définir une échelle d'impédance facteur [12].

$$\gamma_0 = \begin{cases} \frac{g_0}{\gamma_0} & \text{pour } g_0 \text{ étant la résistance} \\ \frac{Z_0}{g_0} & \text{Pour } g_0 \text{ étant la conductance} \end{cases} \quad \text{II.20}$$

Où $\gamma_0 = 1/z_0$ est l'admittance de la source. En principe, utilisez la mise à l'échelle d'impédance dans le réseau de filtres afin que

$$L \rightarrow \gamma_0 l \quad \text{II.21}$$

$$C \rightarrow C/\gamma_0 \quad \text{II.22}$$

$$R \rightarrow \gamma_0 R \quad \text{II.23}$$

$$G \rightarrow G/\gamma_0 \quad \text{II.24}$$

N'a aucun effet sur la forme de la réponse.

Soit g le terme générique pour les éléments prototypes passe-bas dans la transformation élémentaire considérée. Comme elle ne dépend pas de la transformation de fréquence, la transformation d'élément résistif suivante s'applique à tous les types de filtres :

$$R = \gamma_0 g \quad \text{pour } g \text{ représentant la résistance} \quad \text{II.25}$$

$$G = \frac{g}{\gamma_0} \quad \text{pour } g \text{ représentant la conductance} \quad \text{II.26}$$

II.4.1 Transformation Passe-Bas

La conversion de fréquence du prototype bas en un filtre passe-bas pratique avec une fréquence de coupure sur l'axe des fréquences angulaires ω est simplement obtenue comme suit :

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \omega \quad \text{II.27}$$

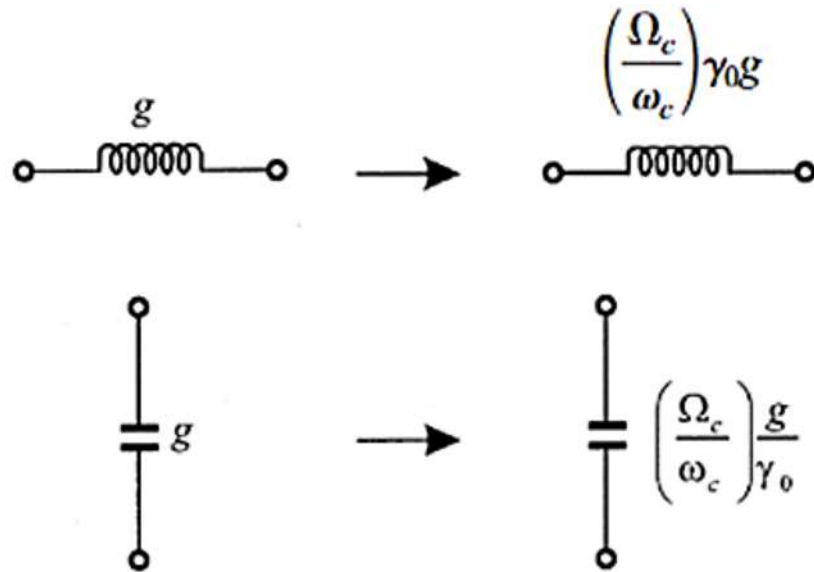


Figure II.12. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe bas.

En appliquant (II.26) avec l'échelle d'impédance décrite ci-dessus, la transformation élémentaire est obtenue :

$$l_i = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) g_i \gamma_0 \quad \text{II.28}$$

$$C_i = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \frac{g_i}{\gamma_0} \quad \text{II.29}$$

avec $\gamma_0 = \frac{Z_0}{g_0}$ et $Z_0 = 50\Omega$ II.30

II.4.2 Transformation passe-haut :

Pour les filtres passe-haut avec une fréquence de coupure ω_c sur l'axe ω , la transformation de fréquence est la suivante :

$$\Omega = -\frac{\omega_c \Omega_c}{\omega} \quad \text{II.31}$$

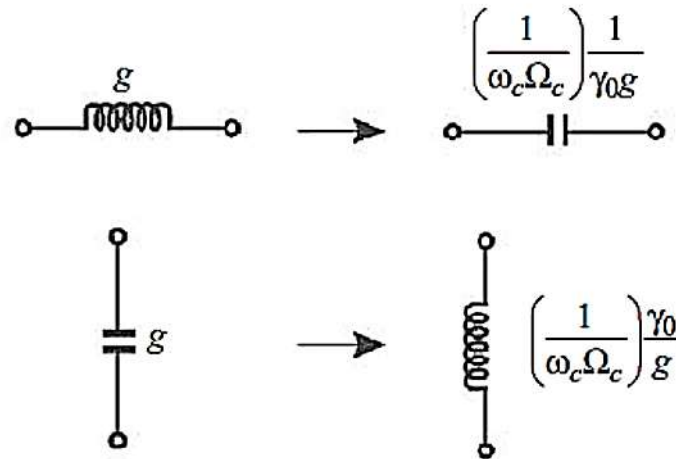


Figure II.13. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe-haut

L'application de cette transformation de fréquence à l'élément réactif g du prototype passe-bas conduit à :

$$j\Omega g = \frac{\omega_c \Omega_c g}{j\omega} \quad \text{II.32}$$

Dans ce cas, il est évident que l'élément inductif/capacitif du prototype passe-bas devient un élément capacitif/inductif inversement proportionnel dans le filtre passe-haut.

Par mise à l'échelle d'impédance, la transformation de l'élément est obtenue comme :

$$l_i = \left(\frac{1}{\Omega_c \omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g_i} \quad \text{II.33}$$

$$C_i = \left(\frac{1}{\Omega_c \omega_c} \right) \frac{1}{g_i \gamma_0} \quad \text{II.34}$$

II.4.3 Transformation passe-bande

Supposons que la réponse passe-bas du prototype doit être transformée en bande passante $\omega_2 - \omega_1$, où ω_1 et ω_2 représentent la fréquence angulaire du bord de la bande passante. La conversion de fréquence requise est [28]:

$$\text{Avec} \quad \Omega = \frac{\Omega_c}{\text{FBW}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad \text{II.35}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad \text{II.36}$$

$$BW = f_2 - f_1 \quad \text{Bande passante} \quad \text{II.37}$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad \text{Bande passante relative} \quad \text{II.38}$$

Où ω_0 représente la fréquence angulaire centrale et FBW est défini comme la bande passante fractionnaire. Si nous appliquons ce changement de fréquence à l'élément réactif g du prototype bas, nous obtenons :

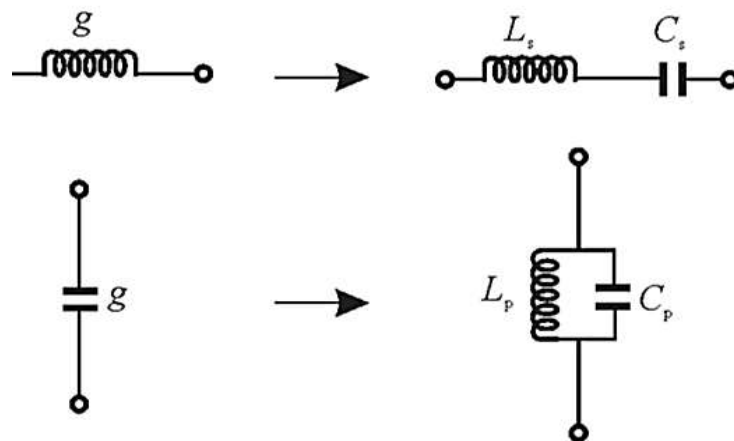


Figure II.14. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe bande

$$j\Omega g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{Fbw} \quad \text{II.39}$$

Ce qui signifie que l'élément inductif/capacitif du prototype passe-bas devient un circuit résonant série/parallèle dans le filtre passe-bande. Les éléments résonateurs de la série LC du filtre passe-bande sont [28] :

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \right) \frac{1}{\gamma_0 g_i} \quad \text{II.40}$$

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \gamma_0 g_i \quad \text{II.41}$$

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \frac{g_i}{\gamma_0} \quad \text{II.42}$$

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \right) \frac{\gamma_0}{g_i} \quad \text{II.43}$$

II.4.4 Transformation de coupe de bande

La conversion de fréquence du prototype passe-bas en coupe-bande se fait par cartographie de fréquence :

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad \text{II.44}$$

Avec $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ II.45

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad \text{Bande rejeté relative} \quad \text{II.46}$$

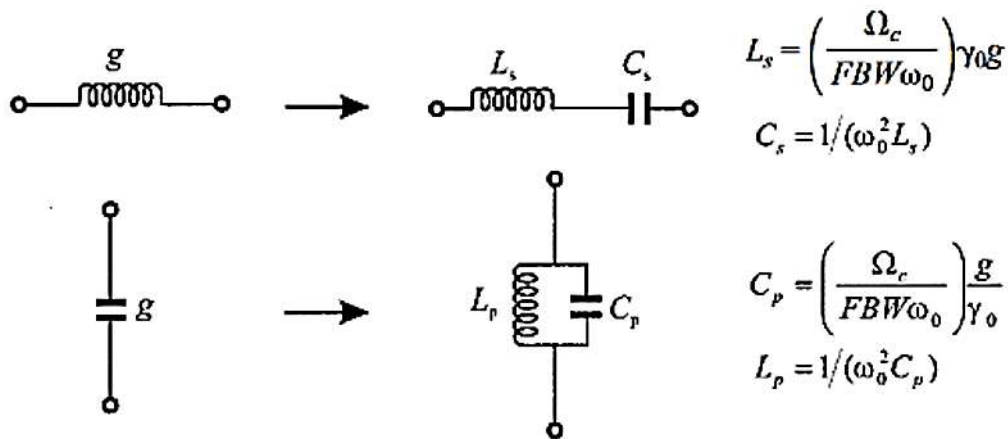


Figure II.15. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre coupe bande

Cette conversion est à l'opposé d'une conversion passe bande car l'élément inductif/capacitif du prototype passe-bas. Les éléments des résonateurs LC convertis en filtre coupe-bande sont :

$$C_s = \left(\frac{FBW \Omega_c}{\omega_0}\right) \frac{g_i}{\gamma_0} \quad \text{II.47}$$

$$L_s = \left(\frac{1}{FBW \Omega_c \omega_0}\right) \frac{\gamma_0}{g_i} \quad \text{II.48}$$

$$C_p = \left(\frac{1}{FBW \Omega_c \omega_0}\right) \frac{1}{\gamma_0 g_i} \quad \text{II.49}$$

$$L_p = \left(\frac{FBW \Omega_c}{\omega_0}\right) \gamma_0 g_i \quad \text{II.50}$$

II.5 CONCLUSION

Ce chapitre nous a donné l'occasion de faire une introduction générale aux dispositifs de filtrage. Dans cette étude, nous nous sommes concentrés sur les différents types de filtres, leurs caractéristiques, fonctions de transfert, fonctions d'approximation, méthode du choix du modèle et transformations de fréquence et éléments. Dans Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de filtres spécifiques en technologie guide d'ondes, les guides d'ondes remplis de substrat et la ligne microruban.

Chapitre III

Les filtres micro-ondes

III.1 INTRODUCTION

Les filtres jouent un rôle clé dans des nombreuses applications, notamment dans le domaine de télécommunications comme les téléphones mobiles, les réseaux sans fil et cellulaire, les satellites et les radars, etc...

Les filtres à base des guides d'ondes permettent une transmission efficace des signaux, tandis que les filtres micro ruban offrent des avantages significatifs en termes d'intégration et de bande passante [37].

Dans ce chapitre, nous décrivons certaines des discontinuités et des composants souvent utilisés dans les conceptions de filtres à guide d'ondes ou dans la technologie microruban.

III.2 FILTRES A BASE DES GUIDES D'ONDES

Les filtres à base de guides d'ondes sont des dispositifs utilisés en ingénierie des micro-ondes pour filtrer les signaux en exploitant les propriétés des guides d'ondes.

La conception de ces filtres implique le calcul de la fonction de filtrage pour déterminer les caractéristiques de transmission souhaitées

Pour intégrer une fonction de filtrage à un guide d'ondes, il est impératif d'introduire des discontinuités en modifiant sa structure, sa direction de propagation ou ses paramètres physiques tels que la permittivité et la perméabilité. L'emplacement de ces discontinuités dans le guide d'ondes engendre des effets distincts : une discontinuité dans le plan \vec{H} induit un effet inductif, tandis qu'une présence dans le plan \vec{E} provoque un effet capacitif.

Dans le cadre de cette étude, l'accent est mis sur les discontinuités localisées dans le plan \vec{H} . Ces discontinuités sont exploitées pour concevoir des filtres qui tirent parti des propriétés inductives des structures du guide d'ondes. En manipulant de manière réfléchie ces discontinuités dans le plan \vec{H} , il devient possible de concevoir des filtres sélectifs permettant de contrôler et de filtrer les ondes électromagnétiques en fonction des besoins spécifiques de l'application envisagée.

Une fois que les perturbations souhaitées sont créées dans le guide d'ondes en introduisant des obstacles stratégiquement placés tels que des iris, des plots métalliques ou des stubs, elles interagissent avec les ondes électromagnétiques pour amplifier les effets de filtrage souhaités. Il devient envisageable de concevoir des filtres plus sophistiqués et performants, offrant un contrôle précis sur la transmission des signaux au sein du guide d'ondes [15,38].

III.2.1 Guide d'onde a iris symétrique

Les iris symétriques sont des ouvertures dans le guide d'onde qui agissent comme des diaphragmes pour réguler le flux d'ondes électromagnétiques à l'intérieur du guide.

En ajustant la taille et la forme des iris symétriques, il est possible de modifier les propriétés de transmission du guide d'onde et de concevoir des dispositifs adaptés à des applications spécifiques [15,39].



Figure III.1. Guide d'onde a iris symétrique

L'iris symétrique permet de créer des perturbations contrôlées dans le guide d'onde, ce qui peut être utilisé pour réaliser des filtres, des coupleurs ou d'autres dispositifs de traitement des signaux micro-ondes.

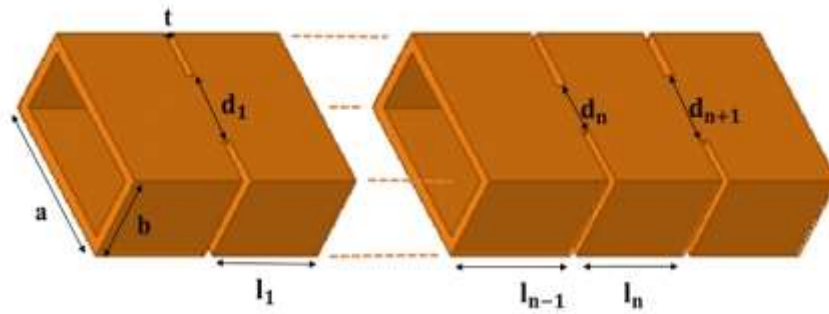


Figure III.2. Différentes dimensions d'un guide d'onde a iris symétrique d'ordre n

Dans le guide d'onde, deux plaques métalliques sont ajoutées, (perpendiculairement aux champs magnétiques H). Ces plaques, visibles dans la figure III.1, sont symétriques le long de tout le guide. La présence de ces plaques crée une susceptance inductive, représentant la discontinuité électrique. Le nombre de paires de plaques insérées dépend de l'ordre du filtre souhaité. Chaque espace entre deux iris consécutives est une cavité, et le nombre de ces cavités dans le guide détermine l'ordre du filtre sélectionné.

Pour déterminer la distance entre les deux plaques opposées d_i et la distance entre deux plaques successives l_i , il est nécessaire de suivre ces étapes :

$$B_i = \frac{1 - K_{i,i+1}^2 / Z_0}{K_{i,i+1} / Z_0} \quad \text{pour } i=1 \text{ a } n+1 \quad \text{III.1}$$

Avec
$$K_{i,i+1} / Z_0 = \frac{\pi \Delta}{2 \sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{pour } i=2 \text{ a } n \quad \text{III.2}$$

$$K_{i,i+1} / Z_0 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_i g_{i+1}}} \quad \text{pour } i=1 \text{ et } n+1 \quad \text{III.3}$$

$$\Delta = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad \text{III.4}$$

En considérant n l'ordre du filtre, K / Z_0 les impédances caractéristiques des ondulateurs, g_i les valeurs des composants des filtres prototypes passe-bas, et $\lambda_{g0}, \lambda_{g1}, \lambda_{g2}$ sont les longueurs d'onde correspondant aux fréquences f_0, f_1, f_2 .

- Calculer la longueur électrique

$$\varphi_i = -\tan^{-1}\left(\frac{z}{B_i}\right) \quad \text{pour } i=1 \text{ à } n+1 \quad \text{III.5}$$

- Enfin, déterminez d_i et l_i

$$d_i = \frac{2a}{\pi} \operatorname{acot}\left(\sqrt{\frac{a}{\lambda_{g0}}} B_i\right) \quad \text{pour } i=1 \text{ à } n+1 \quad \text{III.6}$$

$$l_i = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left(\pi + \frac{\varphi_i}{2} + \frac{\varphi_i}{2}\right) \quad \text{pour } i=1 \text{ à } n \quad \text{III.7}$$

III.2.2 Guide d'onde à iris asymétrique

Les guides d'ondes à iris asymétriques sont utilisés dans diverses applications en micro-ondes, notamment pour la conception de filtres passe-bande et d'autres dispositifs de traitement des signaux [40].

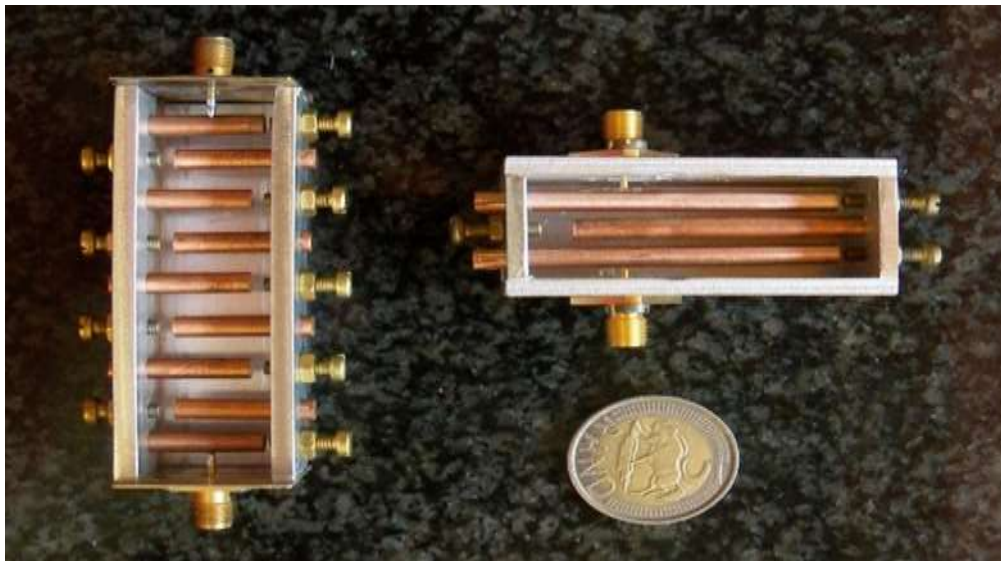


Figure III.3. Guide d'onde à iris asymétrique

Une plaque métallique est placée sur un côté du guide d'onde (perpendiculaire aux champs magnétiques H), tandis que la plaque suivante est placée sur l'autre côté, ce qui entraîne une asymétrie dans l'ordre d'emplacement des deux plaques consécutives, comme illustré dans la figure III.3.

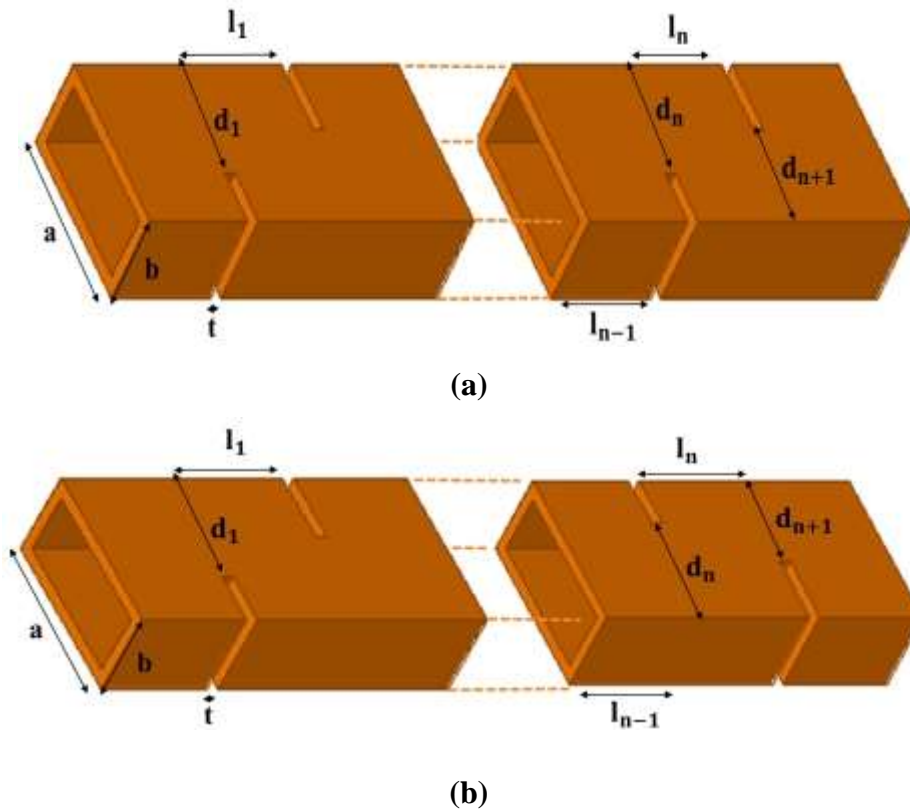


Figure III.4. Différentes dimensions d'un guide d'onde à iris asymétrique (a) n pair (b) n impair

La conception des filtres à base de guides d'ondes à iris asymétriques implique le calcul, la simulation et l'optimisation des dimensions et des caractéristiques de ces structures pour obtenir les performances souhaitées.

$$B_i = \frac{2\pi}{\beta a} \cot^2 \left(\frac{\pi d_i}{2a} \right) \left[1 + \csc^2 \left(\frac{\pi d_i}{a} \right) \right] \quad \text{pour } i=1 \text{ à } n+1 \quad \text{III.8}$$

III.2.3 Guide d'onde à poste inductif

Dans un guide d'onde à post inductif, des cylindres métalliques sont placés au milieu du guide d'onde.

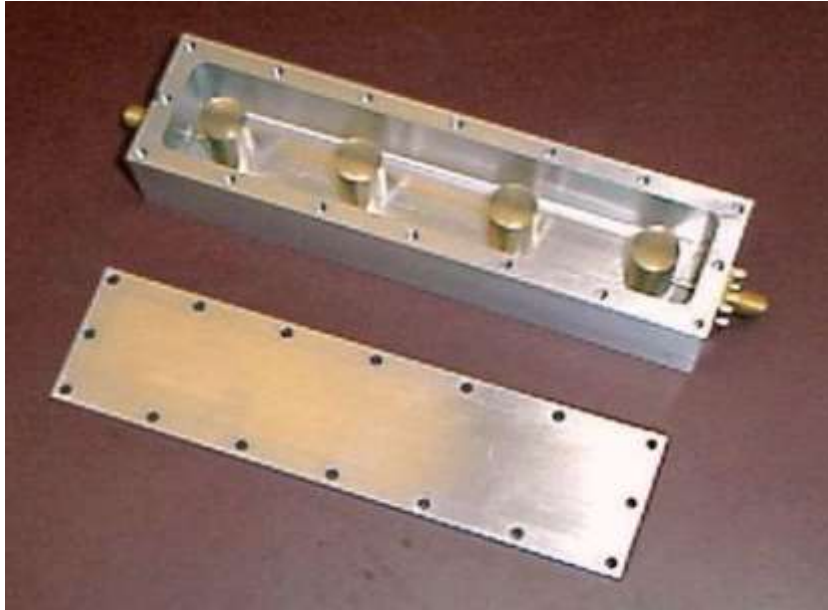


Figure III.5. Guide d'onde a post inductif

Les postes métalliques introduisent des discontinuités dans le guide d'onde qui permettent de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques [15].



Figure III.6. Différentes dimensions d'un guide d'onde a post inductif

Le diamètre de chaque post métallique est défini par une expression en fonction de la largeur du guide d'onde et de la longueur d'onde de coupure

Le diamètre de chaque cylindre métallique étant donné par d .

$$d_i = \frac{2a}{\pi \times \exp\left(\frac{2\lambda_{g0}}{a \times B_i} + 2\right)} \quad \text{pour } i=1 \text{ a } n+1 \quad \text{III.9}$$

Ils agissent comme des éléments inductifs qui modifient les caractéristiques de transmission du guide d'onde. Leur configuration permet de créer des résonances et des couplages entre les différents posts pour obtenir les caractéristiques de filtrage souhaitées

III.3 FILTRE A BASE DE GUIDE D'ONDE REMPLI DE SUBSTRATS

Les filtres à base de guides d'ondes remplis de substrats sont des dispositifs qui intègrent des substrats dans des guides d'ondes pour réaliser des filtres micro-ondes.

Ces filtres exploitent les propriétés des guides d'ondes remplis de substrats pour contrôler la propagation des ondes électromagnétiques et réaliser des fonctions de filtrage.

$$d_{iq} = \frac{d_i}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{III.10}$$

$$l_{iq} = \frac{l_i}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{III.11}$$

Les mêmes équations de filtrage que celles utilisées pour le guide d'onde simple sont appliquées au guide d'onde rempli de substrats, en prenant en compte la permittivité du substrat utilisée dans cette technologie.

Les filtres à base de guides d'ondes remplis de substrats sont utilisés dans diverses applications en micro-ondes, notamment dans les systèmes de communication, les radars et les antennes

III.4 LES FILTRES EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN

En mode alternatif, jusqu'à une fréquence d'environ 10 MHz, les éléments passifs tels que les résistances, les inductances et les condensateurs classiques sont indépendants de la fréquence et les segments de lignes qui les relient ont un comportement neutre. Il s'agit d'éléments à "constantes localisées" selon la terminologie. Dans les fréquences plus élevées, les composants passifs (R, L, C) présentent des caractéristiques qui ne correspondent plus aux valeurs fournies par les constructeurs et qui varient avec la fréquence. En tant que solution, les scientifiques ont opté pour la création d'inductances et de condensateurs en utilisant la technologie micro ruban [41].

III.4.1 Les inductances et les condensateurs en technologie microruban

Les composants microruban, tels que des inductances et des condensateurs localisés, des éléments quasi-localisés et des éléments résonants, sont largement utilisés dans la conception des filtres microruban.

Les circuits électroniques peuvent être équivalents en ligne microruban en utilisant des tronçons de ligne pour réaliser des inductances, des condensateurs et des circuits résonants.

[32]

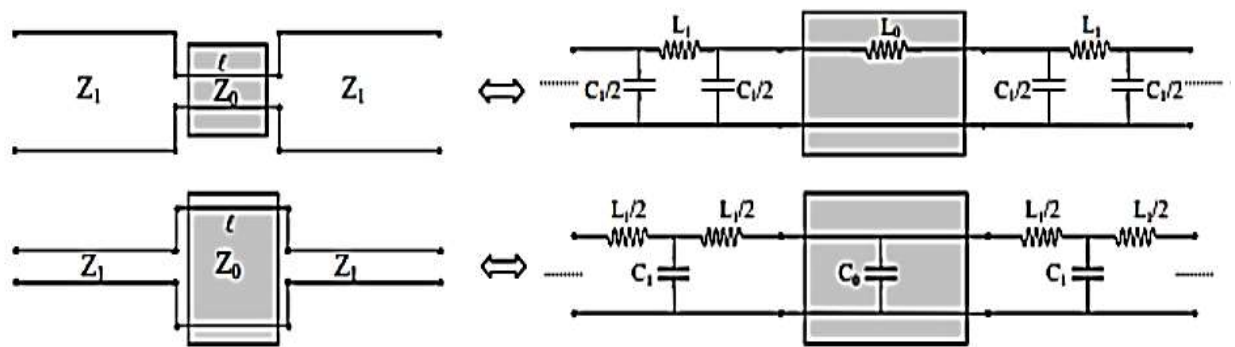


Figure III.7. Des exemples des circuits électroniques et leurs équivalents en ligne microruban

Les inductances et les condensateurs fabriqués en technologie micro ruban sont relativement simples à mettre en œuvre, car l'impédance caractéristique Z_c de ce type de ligne est inversement proportionnelle à la largeur W du ruban métallique.

- **Inductances série**

Une ligne microruban peut être équivalente à une inductance série, ce qui permet de représenter de manière précise les effets inductifs dans les circuits micro-ondes et radiofréquences. Cette équivalence est fondamentale pour la conception et l'analyse de circuits utilisant des lignes microruban, offrant ainsi une approche efficace pour intégrer des inductances dans ces circuits.

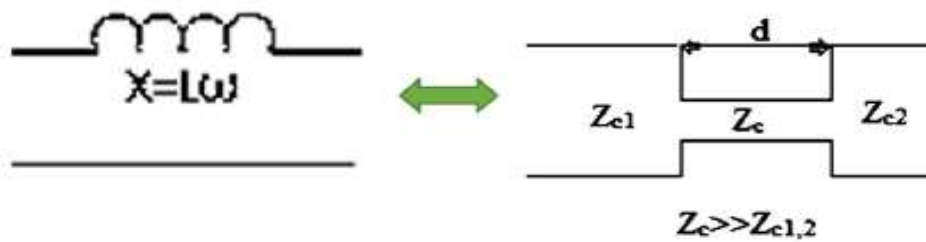


Figure III.8. La création d'une inductance série dans une ligne micro ruban

- **Inductances parallèles**

Une inductance parallèle peut être réalisée en utilisant une ligne court-circuitée placée en parallèle (stub), ramenant une impédance inductive sur la ligne principale. La longueur du stub doit être petite par rapport à la longueur d'onde pour maintenir une inductance constante.

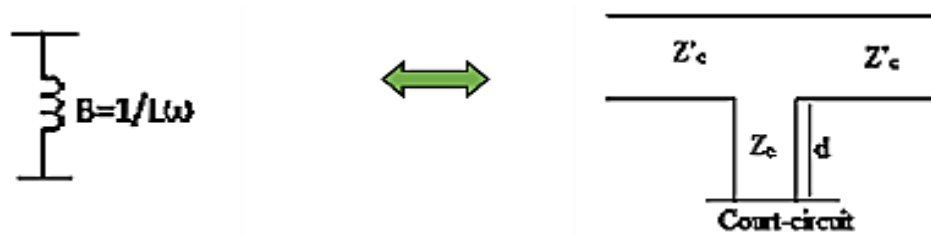


Figure III.9. La création d'une inductance parallèle en ligne micro ruban

- **Condensateurs série**

Pour réaliser des filtres passe-haut, passe-bande ou coupe-bande, des montages tels que des inductances parallèles ou des capacités série sont nécessaires. Les condensateurs série peuvent être synthétisés à l'aide de lignes de transmission.



Figure III.10. La création d'une capacité série en ligne micro ruban

- **Condensateurs parallèles**

Un condensateur parallèle en ligne microruban peut être réalisé en utilisant un fort élargissement localisé du ruban métallique.

L'élargissement du ruban augmente la capacité linéique de la ligne, permettant ainsi de fabriquer une capacité parallèle. Plus l'élargissement est important, plus la valeur de la capacité augmente.

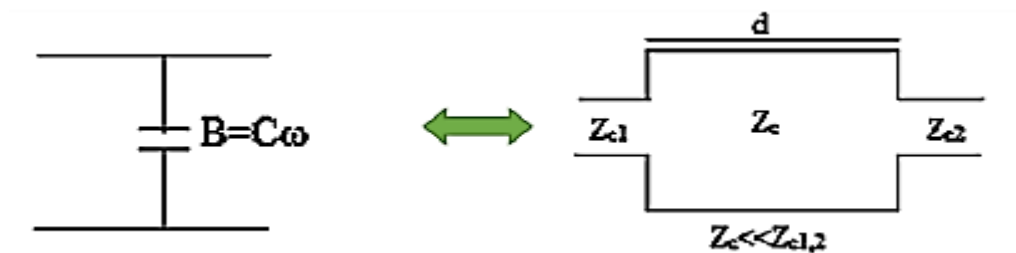


Figure III.11. La création d'une capacité parallèle en ligne micro ruban

III.4.2 Discontinuité dans les lignes micro rubans

Dans les circuits, les lignes de transmission sont rarement droites ou uniformes. Elles comportent souvent des discontinuités telles que des changements de direction, de largeur et des croisements, comme représenté sur l'illustration de la figure III.12

En pratique, tous les circuits distribués (guides d'ondes, lignes coaxiales et structures de propagation) présentent inévitablement des discontinuités telles que des intervalles, des virages, des jonctions en T, etc. Ces discontinuités peuvent avoir des effets capacitifs et/ou inductifs qui se manifestent de manière unique, en particulier pour les fréquences élevées.[42]

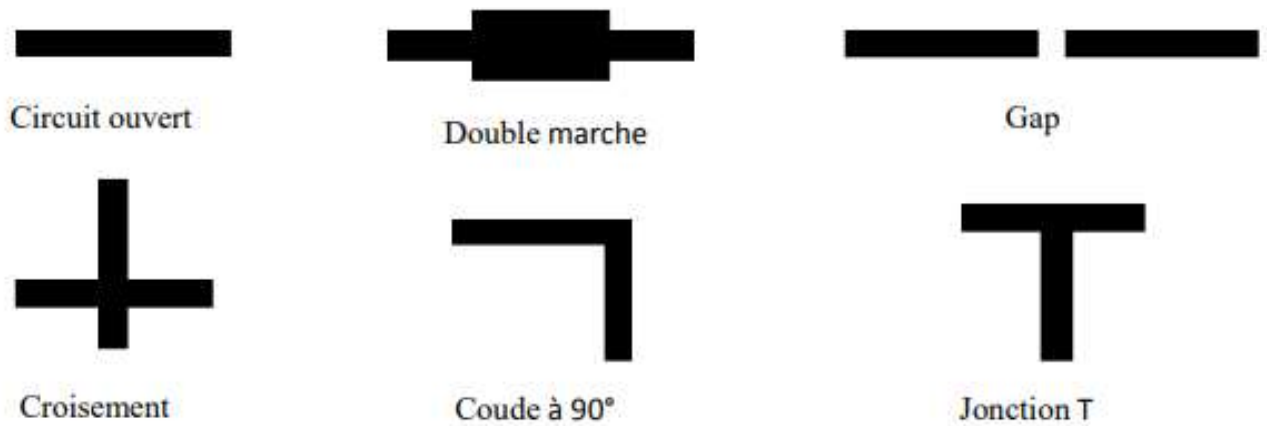


Figure III.12. Principales discontinuités

Les discontinuités produisent des effets capacitifs et inductifs qui peuvent être modélisés par des éléments localisés dans un circuit équivalent.

I.4.2.1 Discontinuité du type circuit ouvert

La figure III.13 montre la discontinuité de type « ouvert » et son circuit électrique équivalent [42].

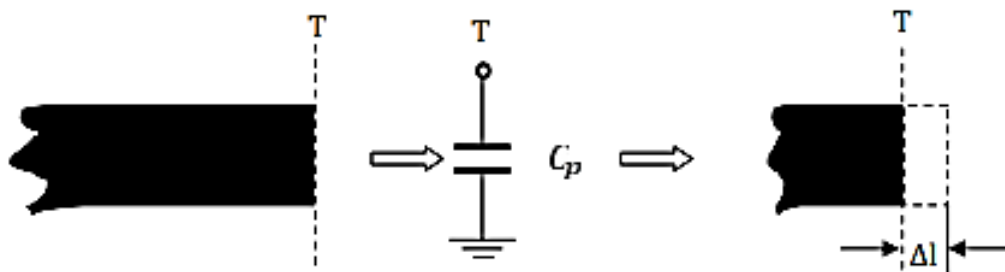


Figure III.13. Discontinuité type circuit ouvert et son schéma électrique équivalent

$$\Delta l = \frac{cZ_c C_p}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad \text{III.12}$$

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\epsilon_1 \epsilon_3 \epsilon_5}{\epsilon_4} \quad \text{III.13}$$

Avec :

$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\epsilon_{re}^{0.81} + 0.26 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.8544} + 0.236}{\epsilon_{re}^{0.81} - 0.189 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.8544} + 0.87} \quad \text{III.14}$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{\left(\frac{W}{h}\right)^{0.371}}{2.358\varepsilon_r + 1} \quad \text{III.15}$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1} \left[0.084 \left(\frac{W}{h}\right)^{1.9413/\xi_2} \right]}{\varepsilon_{re}^{0.9236}} \quad \text{III.16}$$

$$\xi_4 = 1 + 0.037 \tan^{-1} \left[0.067 \left(\frac{W}{h}\right)^{1.456} \right] \cdot \{6 - 5 \exp[0.036(1 - \varepsilon_r)]\} \quad \text{III.17}$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp\left(-\frac{7.5W}{h}\right) \quad \text{III.18}$$

I.4.2.2 Discontinuité du type «step»

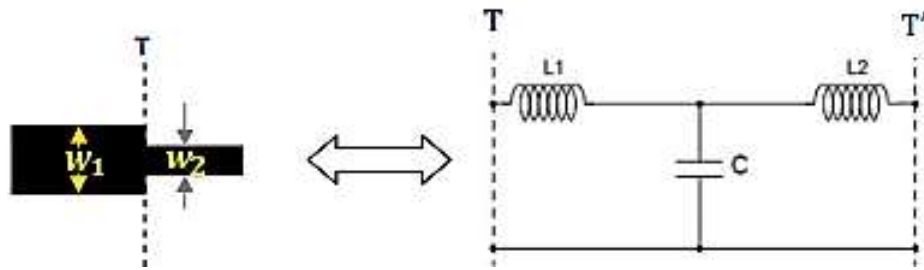


Figure III.14. Discontinuité du type « Step » et son schéma électrique équivalent

$$C = 0.00137h \frac{\sqrt{\varepsilon_{re1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\varepsilon_{re1} + 0.3}{\varepsilon_{re1} - 0.258}\right) \left(\frac{W_1/h + 0.264}{W_1/h + 0.8}\right) \text{ (pF)} \quad \text{III.19}$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad \text{III.20}$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad \text{III.21}$$

Avec $L_{wi} = Z_{ci} \sqrt{\varepsilon_{re1}} / c$ III.22

$$L = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c1}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re1}}{\varepsilon_{re2}}}\right)^2 \text{ (nH)} \quad \text{III.23}$$

I.4.2.3 Discontinuité Gap

La discontinuité Gap dans une ligne microruban est une interruption dans la continuité du ruban conducteur, créant ainsi une séparation entre deux parties de la ligne [43].

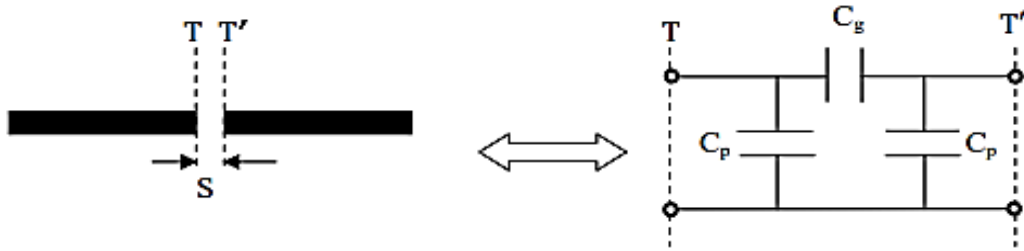


Figure III.15. Discontinuité type gap et son circuit électrique équivalent.

Elle peut être modélisée par des éléments localisés capacitifs et inductifs dans un circuit équivalent. La valeur de ces éléments dépend des dimensions géométriques du Gap [44].

La discontinuité Gap produit des effets capacitifs et inductifs qui doivent être pris en compte dans la conception des circuits microruban.[12]

Des expressions existent pour calculer les paramètres du circuit équivalent d'un Gap en fonction de la largeur du Gap et de la largeur de la ligne.[16]

$$C_p = 0.5C_e \quad \text{III.24}$$

$$C_g = 0.5C_0 - 0.25C_e \quad \text{III.25}$$

Ou
$$\frac{C_0}{W} (pF/m) = \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.8} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_0} \exp(k_0) \quad \text{III.26}$$

$$\frac{C_e}{W} (pF/m) = 12 \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.9} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_e} \exp(k_e) \quad \text{III.27}$$

Avec

- Pour : $0.1 \leq s/W \leq 1.0$

$$m_0 = \frac{W}{h} (0.619 \log\left(\frac{W}{h}\right) - 0.3853) \quad \text{III.28}$$

$$k_0 = 4.26 - 1.453 \log\left(\frac{W}{h}\right) \quad \text{III.29}$$

- Pour : $0.1 \leq s/W \leq 0.3$

$$m_e = 0.8675 \quad \text{III.30}$$

$$k_e = 2.043(W/h)^{0.12} \quad \text{III.31}$$

- Pour : $0.3 \leq s/W \leq 1.0$

$$m_e = \frac{1.565}{(W/h)^{0.16}} - 1 \quad \text{III.32}$$

$$k_e = 1.97 - \frac{0.03}{W/h} \quad \text{III.34}$$

I.4.2.4 Discontinuité type coude

Cette discontinuité a des effets significatifs sur les propriétés électromagnétiques de la ligne microruban, notamment sur l'impédance caractéristique, les pertes et la génération de modes parasites [16].

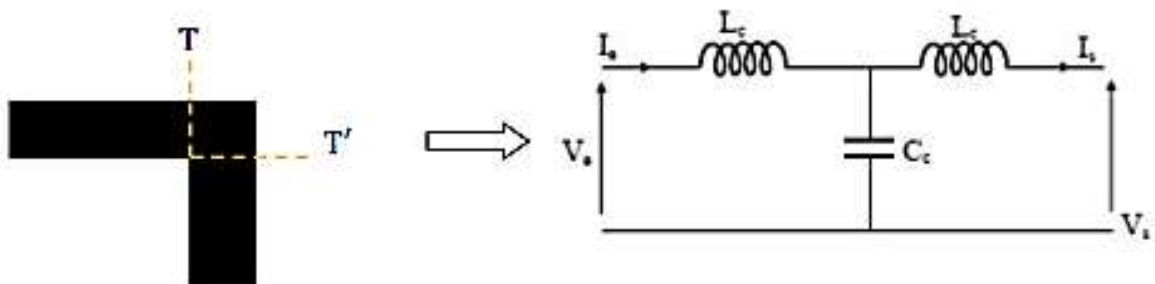


Figure III.16. Discontinuité type coude et son schéma électrique équivalent.

La capacité a été établie théoriquement par Silvester et Benedeck, tandis que l'inductance a été déterminée par Thomson et Gopinath. Gupta et ses collaborateurs ont proposé des formules définitives pour évaluer la capacité du coude.[12]

- Calcul de capacité

$$\frac{C}{w} \text{ (pF/m) } = \begin{cases} \frac{(14\epsilon_r + 12.5)\frac{W}{h} - (1.83\epsilon_r - 2.25) + \frac{0.02\epsilon_r}{\sqrt{w/h}}}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{w/h} & \text{Pour : } W/h < 1 \quad \text{III.35} \\ \frac{(9.5\epsilon_r + 1.25)W}{h} + 5.2\epsilon_r + 7.0 & \text{Pour : } W/h \geq 1 \quad \text{III.36} \end{cases}$$

- Calcul de l'inductance

$$\frac{L}{h} (pH/m) = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right\} \quad \text{III.37}$$

III.4.3 Lignes microruban couplées

Les lignes microruban couplées sont des structures utilisées dans les circuits micro-ondes pour transmettre des signaux et peuvent être couplées de différentes manières pour obtenir des caractéristiques spécifiques. Elles sont largement utilisées dans l'implémentation des filtres microruban. Elles sont caractérisées par des impédances caractéristiques des modes pair et impair, déterminées par des capacités de mode pair et impair

Elles peuvent être équivalents à des circuits électroniques spécifiques, tels que des filtres passe-bande ou coupe-bande, en fonction de la configuration et des paramètres des lignes microruban couplées [12].

Les paramètres du circuit équivalent des lignes microruban couplées peuvent être déterminés en fonction des dimensions géométriques des lignes, du type de couplage et des propriétés électromagnétiques du substrat.

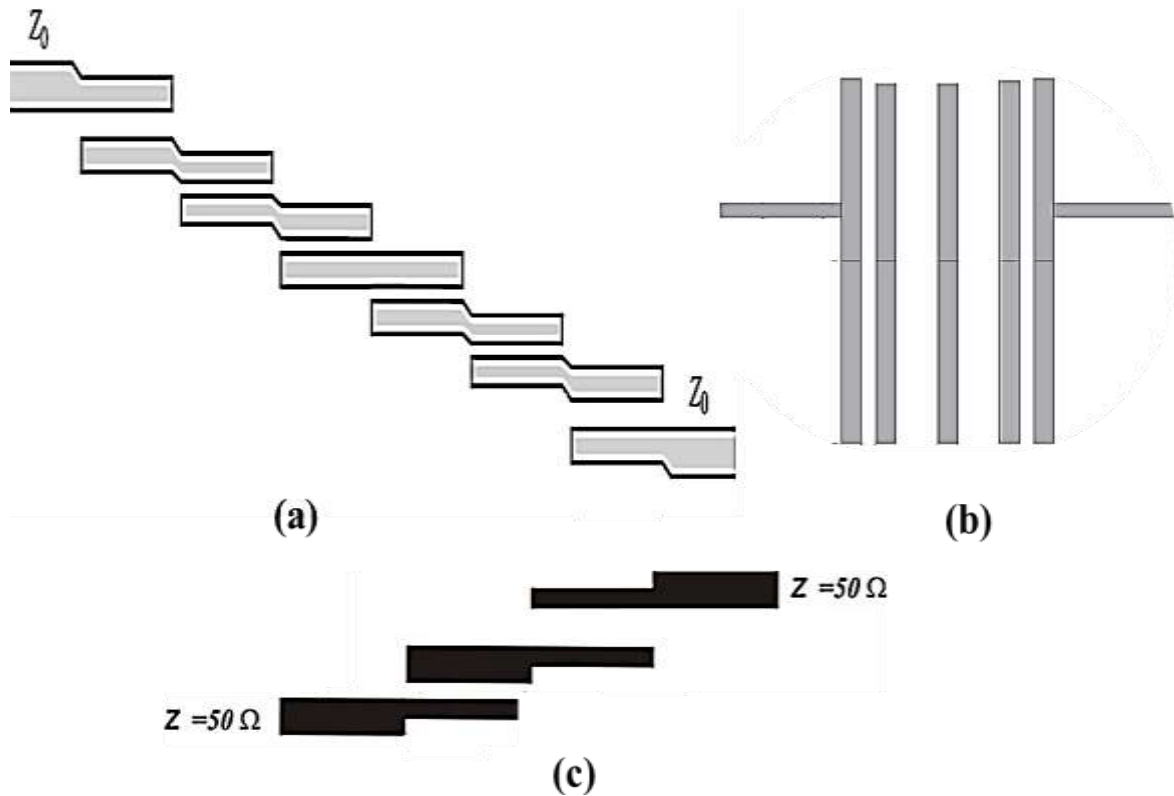


Figure III.17. Des exemples sur des lignes microruban couplées

D'une manière générale, pour trouver le circuit équivalent d'un filtre passe-bande il faut calculer :

- La matrice de couplage

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{pour } i=1 \text{ à } n-1 \quad \text{III.38}$$

- Le facteur de qualité externe

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad \text{III.39}$$

Enfin, les valeurs des éléments LC et les impédances du résonateur Z_i

$$L_{eq} = \frac{Z}{\omega_0 Q_0} \times 10^9 \text{ (nH)} \quad \text{III.40}$$

$$C_{eq} = \frac{Q_0}{\omega_0 Z} \times 10^{12} \text{ (pF)} \quad \text{III.41}$$

$$Z_{0,1} = Z_{n,n+1} = Z \text{ (ohm)} \quad \text{III.42}$$

Et
$$Z_{i,i+1} = \frac{Z}{M_{i,i+1}Q_0} \text{ (Ohm)}$$
 Pour $i=1$ à $n-1$ III.43

III.5 CONCLUSION

Les filtres guide d'onde et microruban jouent des rôles essentiels en télécommunications en tant que composants clés pour la gestion des signaux et la filtration des fréquences.

Les filtres guide d'onde sont couramment utilisés dans les applications nécessitant un filtrage haute performance, comme les systèmes de communication par satellite, les radars et les systèmes de transmission sans fil à haute vitesse.

Les filtres microruban offrent également des avantages tels que leur conception compacte, leur légèreté et leur rentabilité, ce qui les rend attrayants pour les applications où l'encombrement et le coût sont des considérations importantes.

Tous ces avantages et d'autres seront montrés dans le prochain chapitre par des simulations de plusieurs exemples dans différentes bandes de fréquences.

Chapitre IV

Simulation et Résultats des filtres

IV.1 INTRODUCTION

Dans les chapitres précédents, une étude a été réalisée sur les guides d'ondes, les lignes microruban (leurs propriétés, leurs différentes formes, etc.), et sur les filtres (leurs types, propriétés, etc.) dans ce chapitre nous continuons à les étudier mais par des exemples dans différentes bandes de fréquences.

Ce chapitre a pour objectif de présenter la modélisation et la simulation de filtres basés sur des guides d'ondes et des lignes microruban. Pour atteindre cet objectif, nous avons utilisé Ansoft HFSS, un outil de pointe pour la simulation électromagnétique et l'analyse de composants passifs et tridimensionnels avant fabrication.

IV.2 LES LOGICIELS UTILISES

IV.2.1 Le logiciel HFSS

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) d'Ansoft Corporation est un simulateur électromagnétique 3D, offrant des fonctionnalités avancées pour la résolution efficace des problèmes électromagnétiques. Basé sur la méthode des éléments finis, HFSS est capable de

- Résoudre les équations de Maxwell dans un volume donné.
- Calculer des paramètres essentiels tels que les paramètres S.
- Calculer les fréquences de résonance
- Visualiser les champs électromagnétiques.
- Offrir des outils de post-traitement pour une analyse approfondie.



Figure IV.1. Logo HFSS

- Calculer des quantités de base telles que E , J , λ , ainsi que les impédances caractéristiques des ports et les constantes de propagation des lignes.

Grâce à ses capacités avancées, HFSS est un outil incontournable pour modéliser le comportement électromagnétique des structures et effectuer des analyses détaillées pour une conception optimale.

C'est la raison pour laquelle nous avons choisi d'utiliser HFSS pour mener à bien notre projet de fin d'études, étant donné que nos structures sont soit des guides d'ondes ou en technologie microruban.

IV.2.2 Le logiciel ORIGIN

Origin est un logiciel d'analyse de données et de représentation graphique très populaire, utilisé par plus d'un demi-million de scientifiques et d'ingénieurs dans les industries, les universités et les laboratoires gouvernementaux à travers le monde. Il offre une interface intuitive pour les débutants, ainsi qu'une personnalisation avancée pour les utilisateurs expérimentés. Les graphiques et les résultats peuvent être mis à jour automatiquement en cas de changements de données ou de paramètres, facilitant la création de modèles pour des tâches répétitives ou l'exécution de tâches par lots sans programmation. De plus, Origin permet la connexion à d'autres applications telles que MATLABTM, LabVIEWTM ou Microsoft © Excel, ou la création de routines personnalisées en utilisant les langages de script et C, Python intégré ou la console R.



Figure IV.2. Logo ORIGIN

Après la présentation des programmes qui seront utilisés on passe maintenant à la partie modélisation et simulation

IV.3 FILTRE PASSE-BAS DANS LA BANDE [0.5-5.5] GHZ

Nous avons procédé à la conception d'un filtre passe-bas dans la bande [0.5-5.5] sur un substrat diélectrique de type FR4_époxy de permittivité relative $\epsilon_r=4.4$, $\tan(\delta) = 0.02$.

On commence donc par la conception d'une ligne microruban simples, les équations mentionnées au chapitre 1 (I.32 à I.37) nous ont permis de déduire la hauteur de substrat $h_{siw}=1.6$ mm et la largeur de la ligne $w=3.05$ mm.

Pour la conception d'une ligne micro-ondes sous HFSS, ces étapes sont suivies afin de garantir une modélisation précise et efficace :

- **Création de la géométrie** : Dessiner la structure de la ligne microruban, comprenant la piste conductrice, le substrat diélectrique et éventuellement la couche de masse.
- **Paramétrisation** : Définir les dimensions géométriques telles que la largeur de la piste, l'épaisseur du substrat, et les propriétés diélectriques du matériau utilisé.
- **Maillage** : Générer un maillage fin de la géométrie pour assurer une précision suffisante des simulations électromagnétiques.
- **Conditions aux limites** : Configurer les conditions aux limites appropriées, telles que les ports pour l'excitation de la ligne microruban et les conditions de réflexion.
- **Création du Port** : Créez un port à l'endroit où vous souhaitez alimenter la ligne. Le port définit la manière dont l'énergie sera injectée dans la ligne. Spécifiez les propriétés du port, telles que l'impédance de sortie de votre source (par exemple, 50 ohms), et les paramètres de l'excitation (comme une tension ou un courant spécifié).
- **Simulation et analyse** : Effectuer la simulation pour analyser les caractéristiques électromagnétiques de la ligne microruban, telles que l'impédance caractéristique, la constante diélectrique effective, etc.
- **Optimisation** : Ajuster les paramètres de conception pour optimiser les performances de la ligne microruban, par exemple en minimisant les pertes d'insertion ou en maximisant la largeur de bande.



Figure IV.3. Linge microruban dans la bande [0.5-5.5] GHz

La réponse en fréquence indique que le coefficient de transmission S_{21} est proche de 0 dB et que le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -28 dB dans la bande [0.5-5.5].

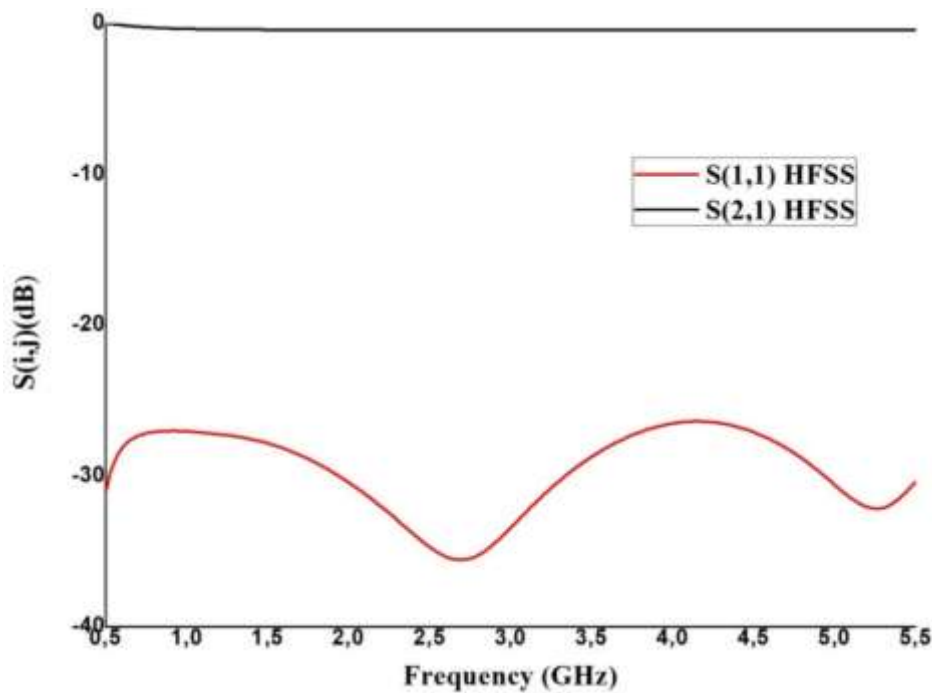


Figure IV.4. La réponse de la linge microruban dans la bande [0.5-5.5] GHz

Passons maintenant à la conception du filtre passe-bas, La première étape consiste à établir le cahier des charges (Lorsqu'on entreprend la conception d'un filtre, il est essentiel de définir un cahier des charges exhaustif qui répertorie toutes les spécifications requises lors de notre étude).

- Type de filtre : filtre passe-bas
- L'ordre : 3

- Fréquence de coupure : $f_c = 2.35\text{GHz}$

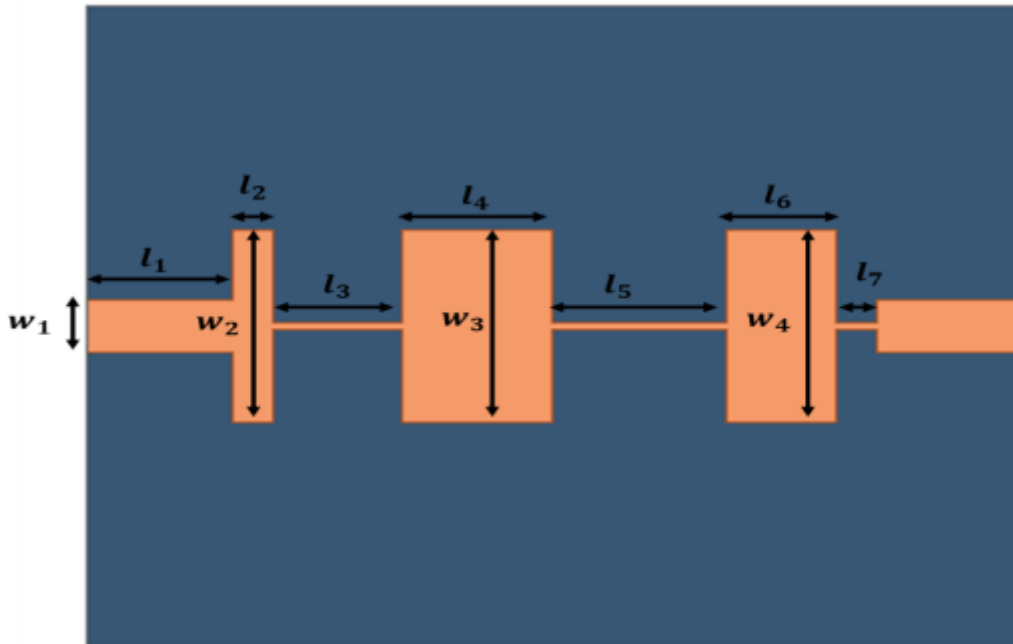


Figure IV.5. Filtre passe-bas dans la bande [0.5-5.5] GHz

l_1	6.18	l_6	4.66
l_2	1.7	l_7	1.7
l_3	5.46	w_2	11.1
l_4	6.36	w_3	11.1
l_5	7.4	w_4	11.1

Tableau IV.1. Les différentes dimensions du filtre passe-bas dans la bande [0.5-5.5] GHz (en millimètres)

Puis on calcule les différentes dimensions initiales des cavités qui font l'objet d'optimisations après la modélisation sur le programme HFSS

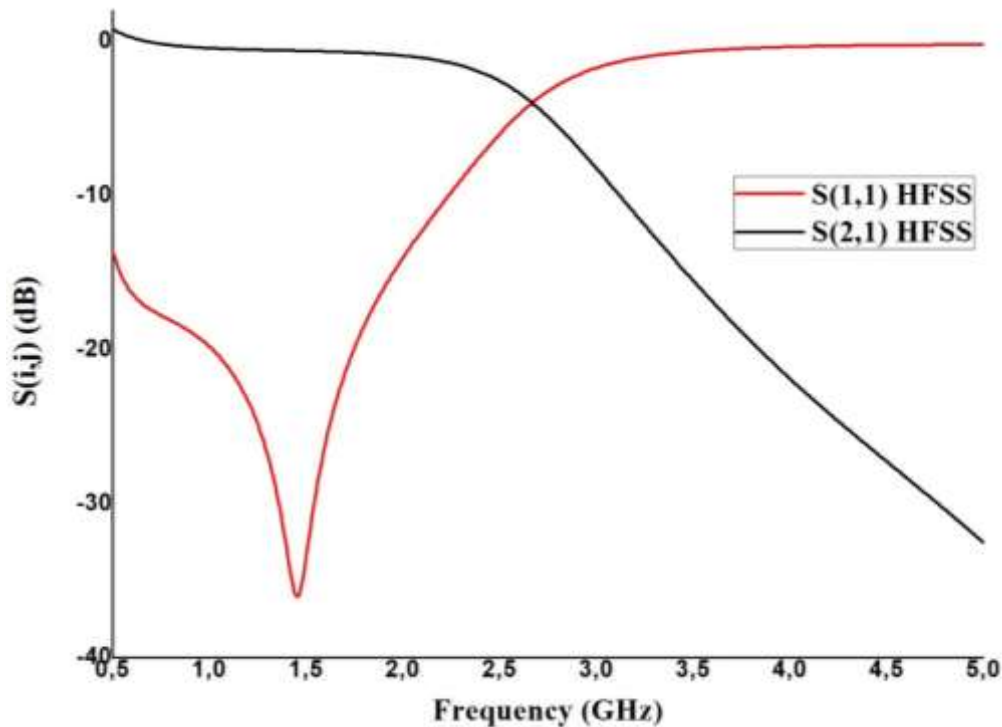


Figure IV.6. La réponse fréquentielle de filtre passe-bas (HFSS) dans la bande [0.5, 5.5] GHz

La réponse en fréquence nous montre que le niveau du coefficient de transmission S_{21} est autour de -0,46dB dans la bande passante et le coefficient de réflexion S_{11} est de l'ordre de -15dB dans la même bande par contre il est auteure de 0dB dans la bande rejetée donc il n'y a pas de transmission.

Des bons résultats sont obtenus soit dans la bande passante, soit dans la bande rejetée.

IV.4 FILTRE COUPE BANDE DANS LA BANDE [0.1-4] GHZ

Passons maintenant à un autre type de filtre qui est un filtre coupe-bande dans la bande de fréquence [0.1-4] GHz. Nous allons suivre les mêmes procédures que celles utilisées précédemment. Pour ce faire, nous sélectionnons le substrat approprié, qui est le Substrat Rogers RT/duroid 6006 avec sa permittivité $\epsilon_r=6.15$, sa tangente de perte $\tan(\delta)=0.0019$ et une épaisseur de $h_{siw}=1.27\text{mm}$.



Figure IV.7. Linge microruban dans la bande [0.1-4] GHz

Nous calculons ensuite les dimensions de la ligne $w=1.85$ mm, puis nous procédons à la conception du modèle sur le logiciel HFSS.

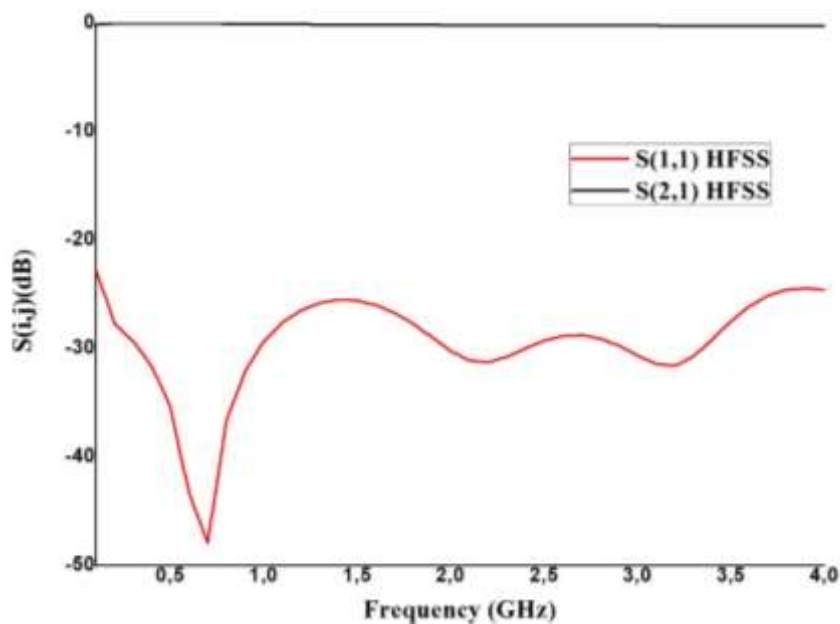


Figure IV.8. La réponse fréquentielle de la linge microruban dans la bande [0.1-4] GHz

Un cahier de charge qui contient toutes les spécifications du filtre est fixée :

- Type de filtre : filtre coupe bande
- L'ordre : 3

Fréquences de coupure de bande atténuées : $f_{c_1} = 1.55\text{GHz}$ et $f_{c_2} = 3.2\text{GHz}$

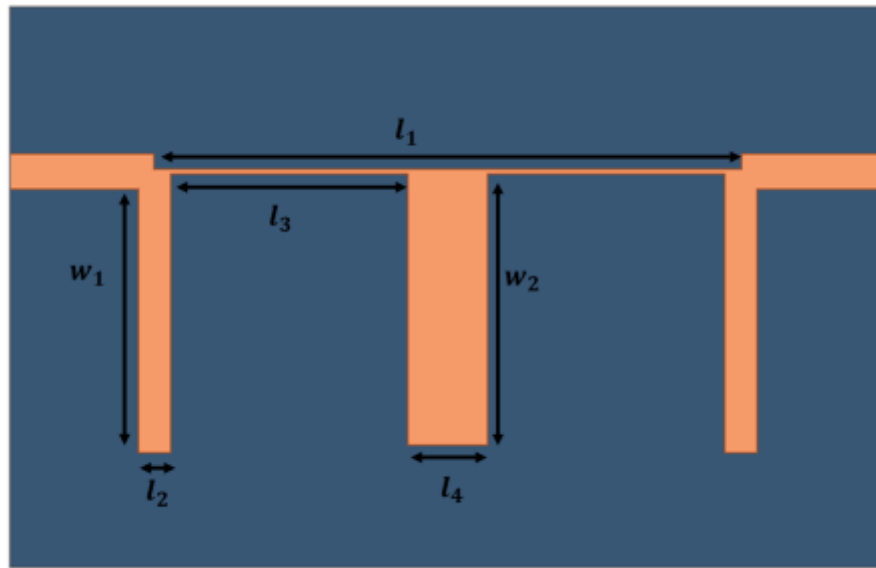


Figure IV.9. Filtre coupe-bande dans la bande [0.1-4] GHz

La structure du filtre est présentée de manière détaillée dans la figure IV.9, offrant une visualisation claire de l'agencement de différentes cavités. De plus, les dimensions essentielles nécessaires pour sa conception sont consignées dans le tableau IV.2

l_1	31.35	l_4	4.25
l_2	1.7	w_1	14.1
l_3	12.7	w_2	14.5

Tableau IV.2. Les différentes dimensions du filtre passe-bas dans la bande [0.1-4] GHz (en millimètres)

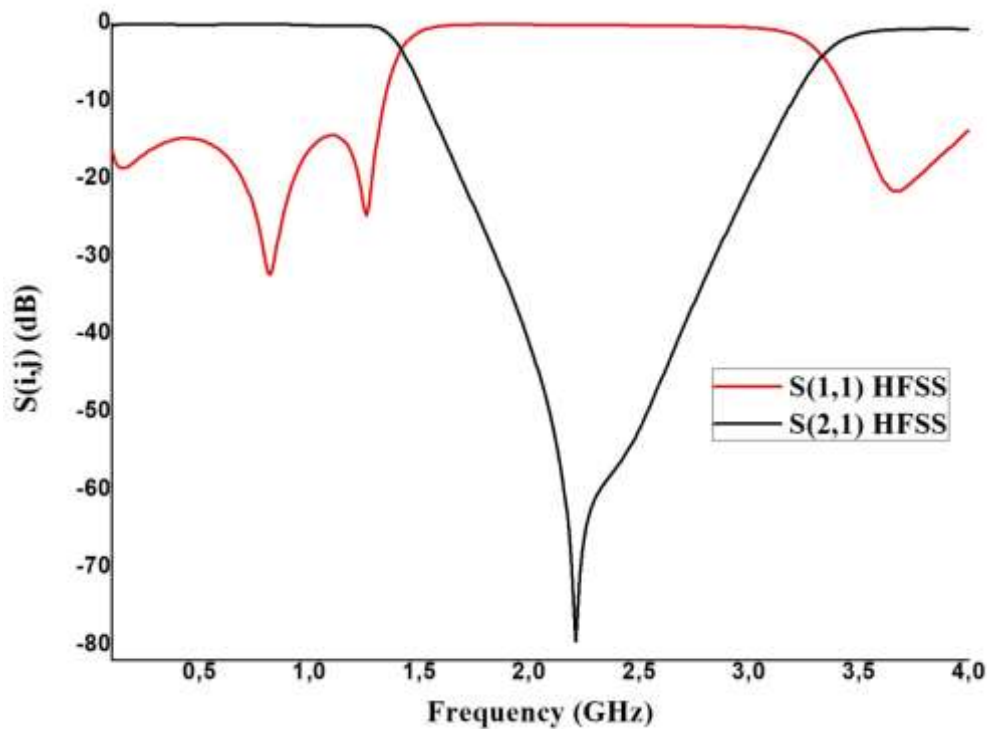


Figure IV.10. La réponse fréquentielle de filtre coupe-bande (HFSS) dans la bande [0.1, 4] GHz

La bande de fréquences entre f_{c_1} et f_{c_2} est rejetée par le filtre. Cela signifie que le signal dans cette plage de fréquences est atténué de manière significative, voire totalement bloqués ($S_{11} \approx 0$ dB), En dehors de la bande rejetée, le filtre laisse passer les fréquences.

IV.5 FILTRE PASSE BANDE DANS LA BANDE [0,6-1,25]

Dans cette nouvelle approche, nous adoptons une stratégie différente en concevant un filtre passe-bande en utilisant les trois technologies examinées dans les chapitres précédents. L'objectif principal est de réaliser une comparaison détaillée de ces technologies à la fin de la manipulation.

Nous commençons par concevoir les trois lignes de transmission dans la plage de fréquences ciblée [0,6-1,25] GHz. Pour chaque type de ligne de transmission, nous devons ajuster les dimensions et les propriétés du matériau pour garantir une performance optimale dans la bande passante spécifiée.

Nous débuterons par la conception guide d'onde remplie de l'air.

Pour concevoir un guide d'onde dans HFSS, les étapes générales sont similaires à celles pour une ligne microruban.

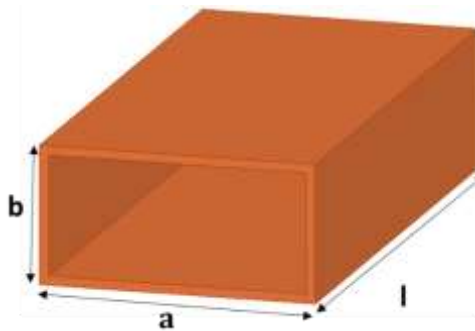


Figure IV.11. Guide d'onde dans la bande [0.6-1.1] GHz

Pour garantir un fonctionnement optimal du guide d'onde dans la plage de fréquences désignée et pour procéder au calcul des dimensions appropriées, il est impératif de définir en premier lieu la fréquence de coupure souhaitée. Cette valeur critique dérive du mode opératoire du guide d'onde ainsi que des caractéristiques dimensionnelles de sa cavité ($a=260\text{mm}$, $b=130\text{mm}$). Avec une fréquence de coupure $f_c = 0.57692\text{ GHz}$, la plage monomodale pratique s'étend de 0,72115 à 1,09 GHz.

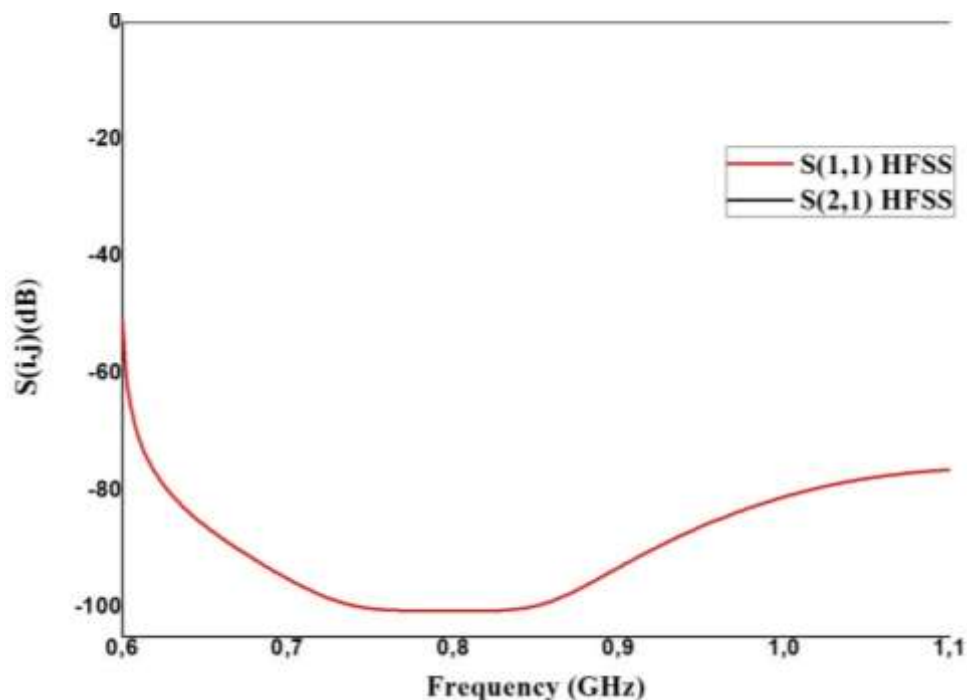


Figure IV.12. La réponse fréquentielle de guide d'onde dans la bande [0.6-1.1] GHz

Passons maintenant au guide d'onde rempli de substrats, utilisant du titanate de baryum (BaTiO₃) comme matériau diélectrique. Avec une permittivité relative ϵ_r de 10.8 et une épaisseur de substrat h_{sub} de 1.27 mm, ce matériau est largement prisé dans diverses applications électriques et électroniques en raison de ses remarquables propriétés diélectriques. Après les calculs, nous avons obtenu que la dimension a_{eq} du guide d'onde est de 79 mm.

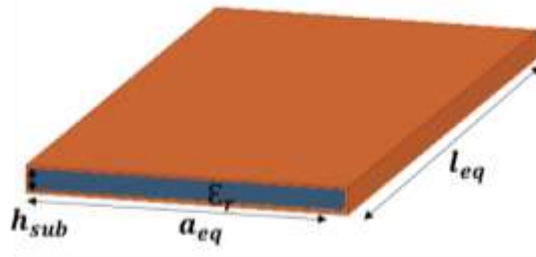


Figure IV.13. Guide d'onde rempli de substrats dans la bande [0.6-1.1] GHz

Cette mesure représente la dimension transversale du guide d'onde, alignée avec la direction de propagation, et elle est cruciale pour assurer des performances optimales dans le contexte spécifique du guide d'onde rempli de substrats.

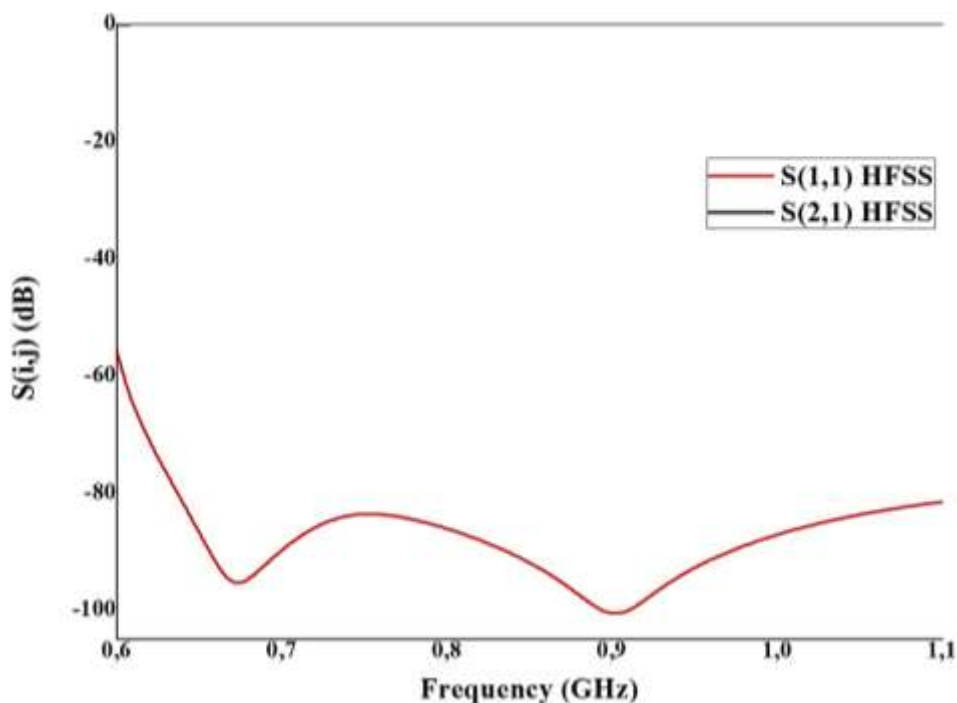


Figure IV.14. La réponse fréquentielle de guide d'onde équivalent dans la bande [0.6-1.1] GHz

Une bonne transmission dans la bande désirée, accompagnée d'une réflexion autour de -56 décibels.



Figure IV.15. Ligne microruban dans la bande [0.6-1.1] GHz

Pour concevoir la ligne microruban utilisant le même substrat de titanate de baryum avec une permittivité relative ϵ_r de 10.8 et une largeur de ligne $w=1$ mm pour (obtenir une impédance normalisée de 50 ohms).

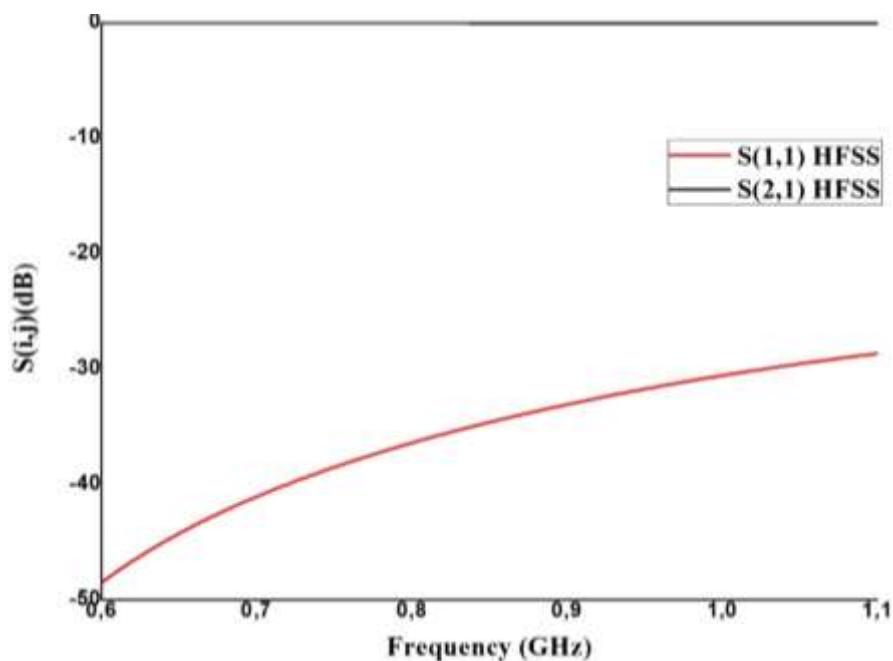


Figure IV.16. La réponse fréquentielle de la ligne microruban dans la bande [0.6-1.1] GHz

Nous nous lançons dans une application qui consiste à concevoir un filtre, et il est nécessaire d'élaborer un cahier des charges complet contenant toutes les spécifications requises pour le filtre en question.

Dans ce contexte, le filtre spécifié est un filtre Tchebychev de deuxième ordre, délibérément conçu pour fonctionner en tant que filtre passe-bande. Ses caractéristiques clés comprennent une fréquence centrale $f_0 = 0.79$ GHz, stratégiquement positionnée au milieu de la bande passante du filtre. La bande passante totale (BW) est définie à 100 MHz, ce qui signifie que la plage de fréquences couverte s'étend sur cette valeur autour de la fréquence centrale. De plus, la bande passante relative (FBW) est spécifiée à 12.56%. Ces paramètres essentiels offrent des indications précieuses pour la conception et l'analyse du comportement attendu du filtre dans le domaine des fréquences.

IV.5.1 Filtre à base d'un guide d'onde

La première étape de notre expérimentation implique l'intégration d'iris symétriques dans le guide d'onde que nous avons préalablement conçu.

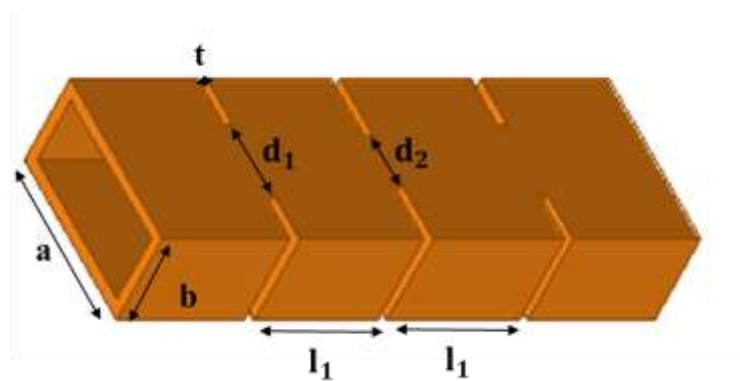


Figure IV.17. Filtre guide d'onde à iris symétrique d'ordre 2

Ces iris, disposés de manière symétrique le long du guide d'onde

l_1	203	d_1	152
t	15	d_2	124.5

Tableau IV.3. Les dimensions de filtre guide d'onde à iris symétrique d'ordre 2

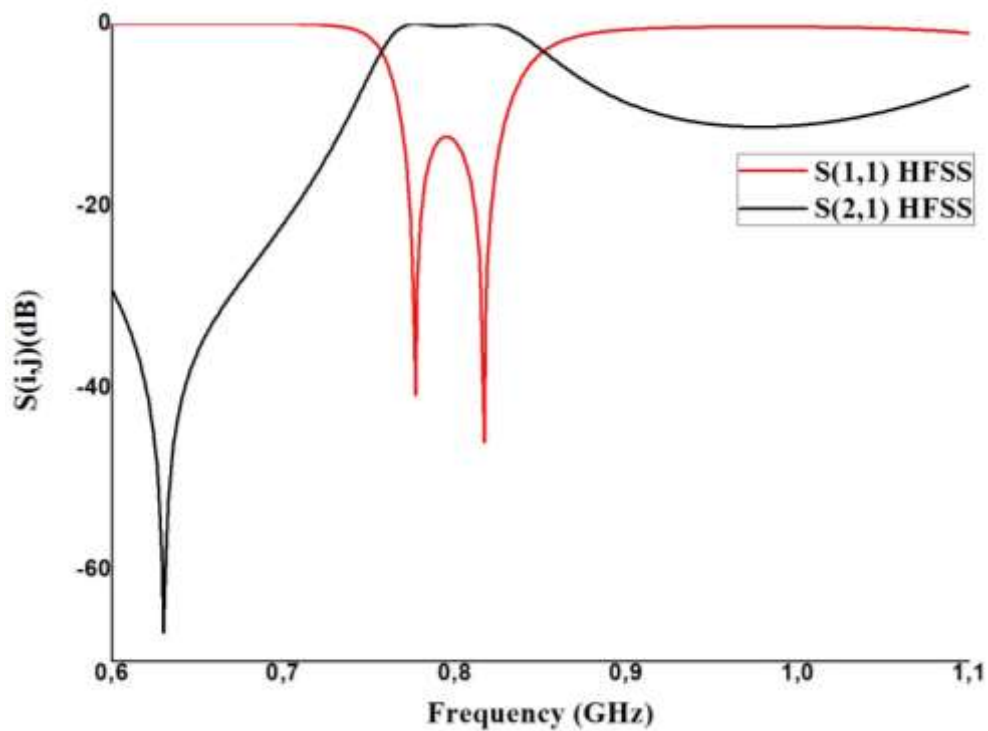


Figure IV.18. La réponse fréquentielle d'un filtre passe bande à base d'un guide d'onde à iris symétriques

Un résultat de filtration remarquable a été atteint, avec un coefficient de réflexion S_{11} d'environ -18 dB dans la bande passante. Cette bande contient une ondulation ainsi que deux pics distincts, qui correspondent à l'ordre de filtrage sélectionné.

IV.5.2 Filtre à base d'un guide d'onde rempli de substrat

Les mêmes procédures ont été suivies pour la conception d'un filtre basé sur un guide d'onde rempli de substrats, avec l'ajout d'iris symétriques.

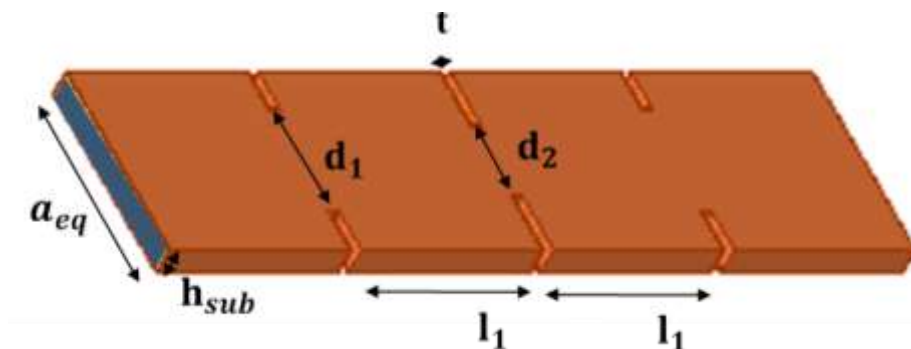


Figure IV.19. Filtre guide d'onde équivalent à iris symétrique d'ordre 2

l_1	62	d_1	46.2
t	4.5	d_2	38

Tableau IV.4. Les dimensions de filtre guide d'onde équivalent à iris symétrique d'ordre 2

Un coefficient de réflexion autour de -16 dB dans la bande passante indique une très bonne capacité de filtration

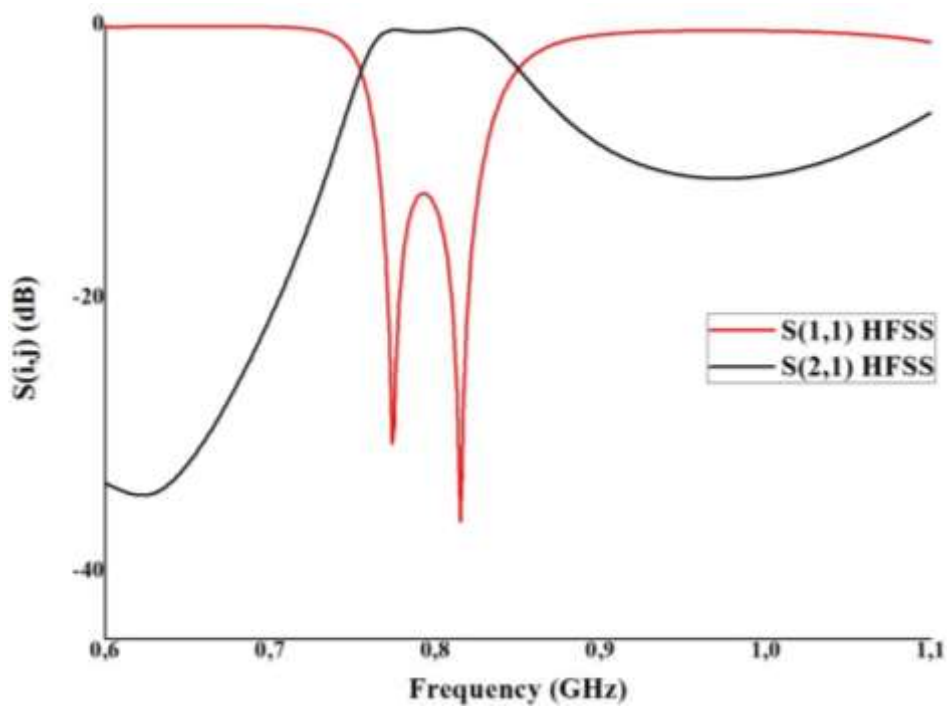


Figure IV.20. La réponse fréquentielle d'un filtre passe bande à base d'un guide d'onde équivalent à iris symétriques

IV.5.3 Filtre basé sur des lignes microruban

Pour ajouter une fonction de filtrage au ligne micro ruban, deux résonateurs en forme de "C" sont introduits, conformément à ce qui est illustré dans la figure IV.21.

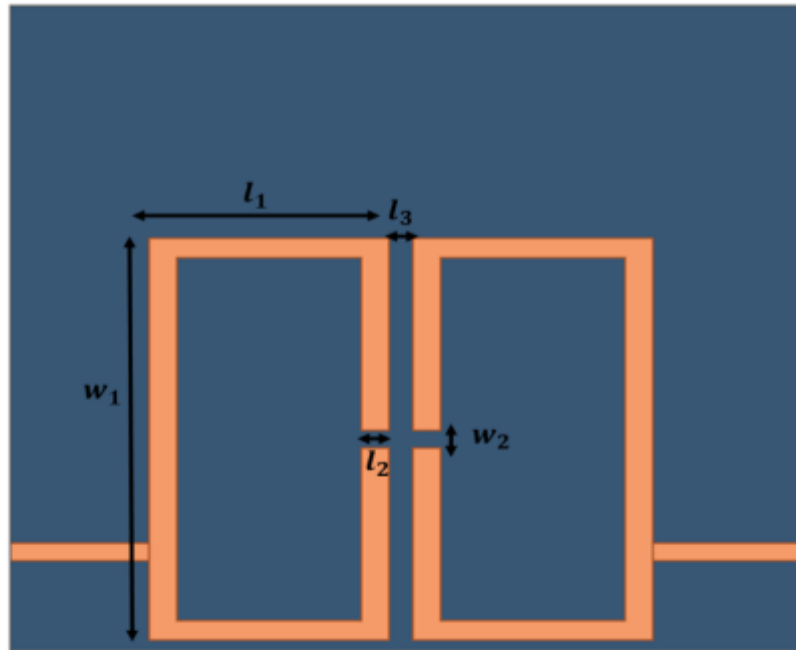


Figure IV.21. Ligne micro ruban + deux résonateurs en forme C

Ces résonateurs, de par leur configuration spécifique, agissent comme des éléments sélectifs de fréquence, permettant ainsi de contrôler précisément le passage ou le rejet de certaines fréquences au sein de la bande passante.

l_1	12.2	w_1	23
l_2	1.4	w_2	1.1
l_3	1.2		

Tableau IV.5. Les dimensions de filtre Ligne micro ruban + deux résonateurs en forme C

La structure a fait l'objet de plusieurs optimisations en ajustant différentes valeurs de ses dimensions, et la meilleure réponse obtenue est présentée dans la figure IV.22.

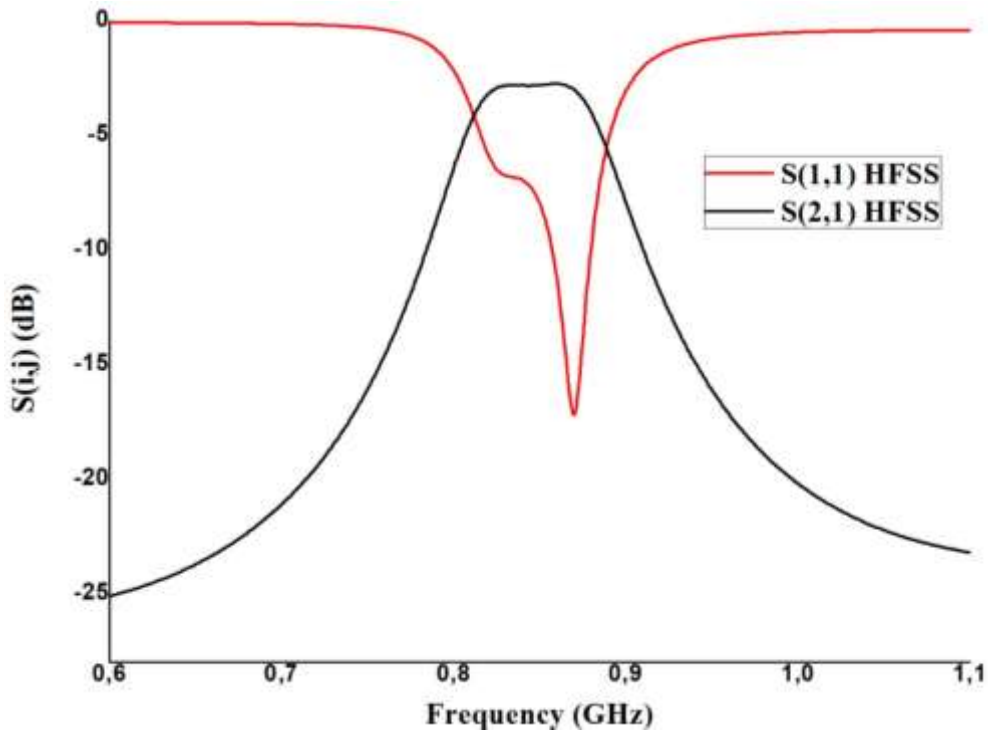


Figure IV.22. La réponse fréquentielle d'un de filtre Ligne micro ruban + deux résonateurs en forme C

Cependant, les réponses obtenues en utilisant ces dimensions ne sont pas satisfaisantes, car le niveau de transmission est d'environ -2,75 décibels et la réflexion est inférieure à -7 décibels.

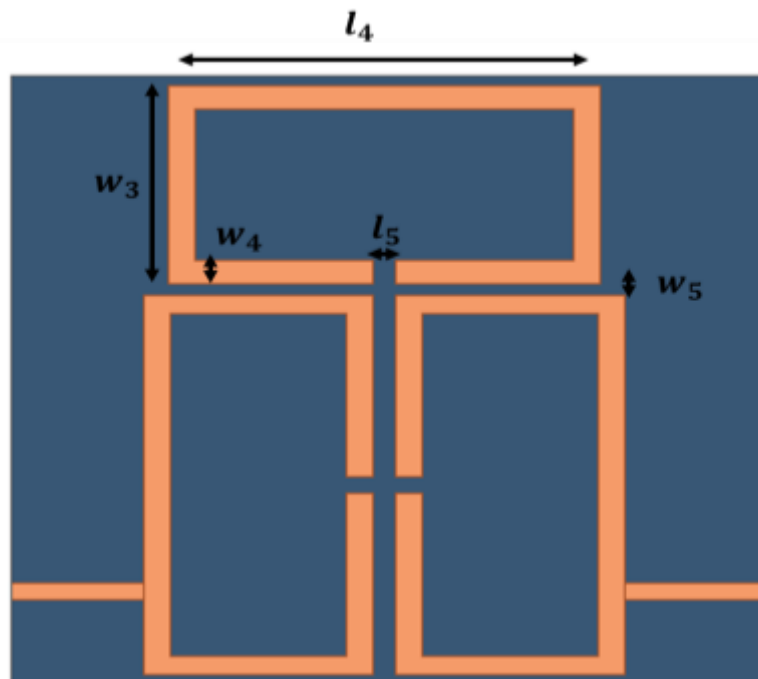


Figure IV.23. Ligne micro ruban + trois résonateurs en forme C

Pour résoudre le problème, une nouvelle approche est adoptée : l'ajout d'un résonateur en forme de C inversée.

l_4	23	w_3	12
l_5	1.2	w_4	1.4
		w_5	0.7

Tableau IV.6. Les dimensions de filtre Ligne micro ruban + trois résonateurs en forme C

Après une série de simulations impliquant des ajustements dimensionnels (voir figure IV.20), il est observé que les valeurs spécifiques énumérées dans le tableau IV.6 produisent la meilleure réponse identifiée jusqu'à présent.

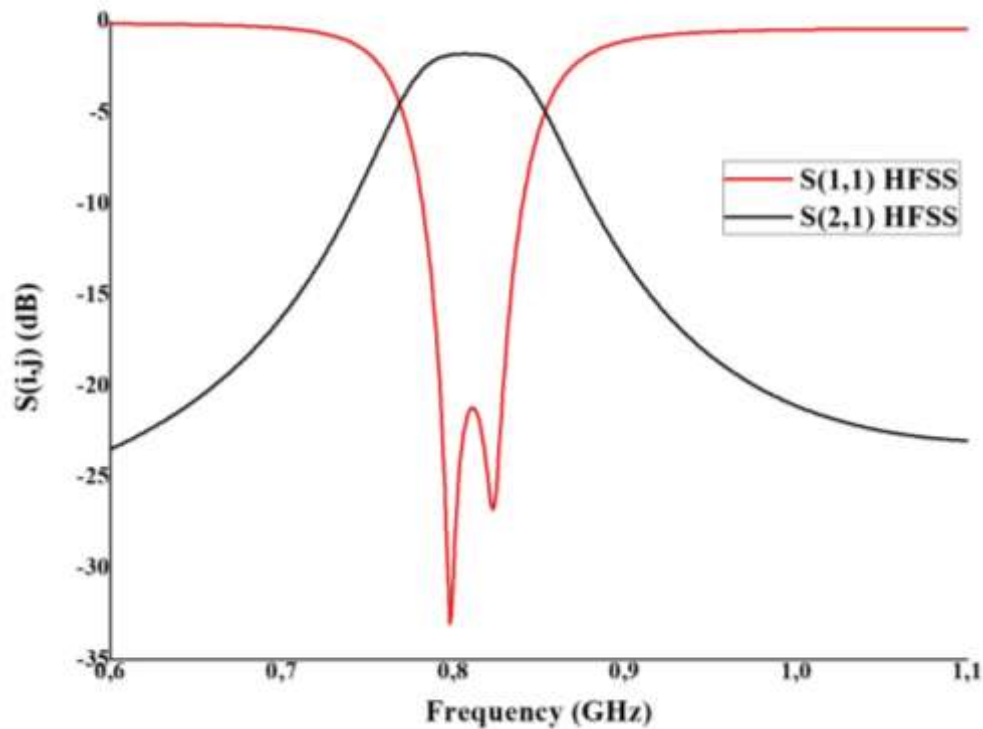


Figure IV.24. La réponse fréquentielle d'un de filtre Ligne micro ruban + deux résonateurs en forme C

Les résultats visés ont été atteints avec succès. Il est évident que les réponses obtenues grâce à HFSS sont excellentes, avec des pertes d'insertion d'environ -1.67 dB et des pertes de retour inférieures à -23 dB.

IV.5.4 Discussion

Jusqu'à présent, la conception d'un filtre passe-bande a été abordée selon diverses méthodes, toutes ayant démontré leur efficacité à produire des résultats satisfaisants. Cependant, notre objectif primordial consiste à concevoir un filtre qui soit non seulement performant, mais également intégrable et miniaturisable au maximum.

Dans une première étape, nous avons exploré l'insertion d'iris symétriques au sein d'un guide d'onde rectangulaire, ce qui a produit d'excellents résultats en termes de performance de filtrage. Cependant, une limitation majeure est rapidement apparue : la taille importante de la structure résultante (260mm×130mm×857mm) rend difficile sa fabrication à faible coût et son intégration avec d'autres circuits plans.

Après nous avons rempli le filtre guide avec un substrat, mais cela n'a pas suffi à résoudre le problème de taille initial (79mm×1.27mm×261.5mm). De plus, nous avons identifié un nouvel obstacle : les parois latérales compliquent considérablement l'intégration d'autres composants dans le même espace. Cette contrainte supplémentaire pose un défi majeur en termes d'agencement et de connexion des éléments adjacents

	Guide d'onde rempli de de l'air	Guide d'onde rempli de substrat	Ligne microruban + 3 résonateurs C
a(mm)	260mm	79mm	36.9mm
reduction	0%	69.61%	85.8%
H(mm)	130mm	1.27mm	1.27mm
reduction	0%	99.02%	99.02%
L(mm)	857mm	261.5mm	40.2mm
reduction	0%	69.48%	95.30%

Tableau IV.7. Comparaison des dimensions de chaque structure.

En réponse à ces défis, nous avons élaboré un filtre ligne micro ruban. Cette structure innovante nous a permis de réduire la longueur de plus de 95,30 % et la largeur d'un tiers, tout en diminuant la hauteur de près de 99 %. Cette solution offre une optimisation significative des dimensions, répondant ainsi aux contraintes de taille tout en facilitant l'intégration avec d'autres composants. Grâce à cette approche, nous sommes parvenus à surmonter les obstacles précédents et à progresser vers une solution plus efficace et mieux intégrée.

IV.6 CONCLUSION

Dans le domaine des micro-ondes, plusieurs technologies sont utilisées pour concevoir des filtres, notamment les technologies volumiques telles que les guides d'ondes, et les technologies planaires, représentées par les guides d'ondes remplis de substrat et les lignes micro ruban. Après une série d'études approfondies, il est désormais évident que les filtres basés sur les lignes micro ruban offrent les meilleures performances. Leur conception compacte et leur efficacité remarquable en font une option privilégiée pour de nombreuses applications dans le domaine des micro-ondes. Ces filtres permettent une réduction significative de la taille tout en maintenant des caractéristiques de filtration optimales, ce qui en fait un choix idéal pour les systèmes où l'espace est limité et où des performances élevées sont requises.



Conclusion Générale et Perspectives

Conclusion Générale

La conception des filtres en hyperfréquences est une thématique fondamentale et complexe dans le domaine des télécommunications et de l'électronique moderne. Ce mémoire a examiné en profondeur les divers aspects de cette discipline, répartis en quatre chapitres complémentaires.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une vue d'ensemble exhaustive des lignes de transmission en hyperfréquence. Nous avons détaillé les différents types de guides d'ondes, et exploré les modes de propagation TE et TM. Les avancées technologiques telles que les guides d'ondes remplis de substrat et les lignes microruban ont été abordées, soulignant leur importance pour les ingénieurs et chercheurs en optimisant les performances des dispositifs hyperfréquences.

Le deuxième chapitre s'est concentré sur les filtres en général, en explorant les différents types, leurs fonctions de transfert et leurs prototypes. Nous avons mis en lumière comment ces filtres modifient les caractéristiques des signaux en fonction de la fréquence et identifié des modèles standard pour leur conception et analyse. Cette base théorique est essentielle pour comprendre et utiliser efficacement les filtres dans le traitement des signaux.

Le troisième chapitre a souligné l'importance des technologies de filtrage dans les circuits RF et les systèmes de communication à haute fréquence. Les filtres étudiés offrent une combinaison unique de performances élevées, de compacité et de facilité de fabrication, ce qui en fait des composants essentiels pour les dispositifs électroniques modernes.

Enfin, le dernier chapitre a présenté une approche de conception des filtres microruban pour différentes bandes de fréquence et substrats en utilisant le logiciel HFSS (High Frequency Simulation Software). Nous avons conçu et simulé des lignes de transmission dans la plage de fréquences ciblée [0,6-1,1] GHz, incluant des guides d'ondes, des guides d'ondes remplis de substrat et des micro-rubans. Les résultats des simulations ont démontré que les filtres basés sur

les lignes microruban offrent des performances supérieures en termes de compacité, efficacité et coût par rapport aux autres technologies.

En conclusion, ce mémoire a démontré que les filtres microruban représentent une solution optimale pour de nombreuses applications en hyperfréquences, grâce à leur conception compacte, leur efficacité remarquable et leur rentabilité. Ces filtres permettent une réduction significative de la taille tout en maintenant des caractéristiques de filtration optimales, ce qui en fait un choix idéal pour les systèmes où l'espace est limité et où des performances élevées sont requises. Ces conclusions ouvrent la voie à de nouvelles innovations et applications dans le domaine des télécommunications et des systèmes électroniques avancés.

Perspectives

Comme c'est souvent le cas dans ce domaine, notre contribution à cette recherche ne cherche pas à être exhaustive. Certaines questions demeurent sans réponse, principalement en raison de contraintes temporelles. Ainsi, notre travail ouvre la voie à diverses perspectives.

- Validation des résultats par d'autres programmes et éventuellement par la mise en œuvre pratique.
- Exploration de filtres utilisant des types de fonctions de transfert différents de Tchebychev, tels que Butterworth et elliptique.
- Développement de filtres adaptés aux applications émergentes dans le domaine des télécommunications, telles que les applications de cinquième génération (5G).
- Investigation dans d'autres technologies comme les structures SIW et les résonateurs métamatériaux.



Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] K. NOURI, «CONCEPTION, REALISATION ET CARACTERISATION DE FILTRES ET DE DUPLEXEURS EN TECHNOLOGIES GUIDES D'ONDES ET SIW APPLICATION AUX SYSTEMES DE COMMUNICATIONS,» A L'UNIVERSITE DE TLEMCEN, 2008.
- [2] A. Otmani , N. Benmostefa et B. Rahali, «Conception and Optimization of X Band SIW Band Pass Filter,» la 1ère Conférence internationale de l'informatique et des énergies renouvelables ICCSRE 2018, maroc, 2018.
- [3] J. ZHANG, «Système antenne millimétrique actif bas coût basé sur la technologie guide d'onde intégré au substrat creux pour application de télécommunication satellite,» L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES, 2024.
- [4] R. B. B. N. Otmani Amina, «Conception et Optimisation d'un Filtre Passe Bande dans la Bande Ku,» UNIVERSITE DE TLEMCEN, 2018.
- [5] I. YOUSFI et W. SERHANE , «Simulation Numérique des Guides d'ondes, des coudes et des diviseurs en technologie SIW Hyperfréquences,» A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCEN FACULTÉ DE TECHNOLOGIE DÉPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION, Tlemcen, 2021.
- [6] Tchofo Dinda Patrice et Mathey Pierre, Electromagnetisme. S.l.: DUNOD, 2017.
- [7] J. CORSI, «Jordan Corsi. Guides à ondes lentes intégrés au substrat en technologie interposeur : applications aux filtres passe-bande aux longueurs d'onde millimétriques,» Optique / photonique. Université Grenoble Alpes, Français, 2021.
- [8] D. Grenier, " Electromagnétique et transmission des ondes " Département de génie électrique et de génie informatique, Université de Laval, Québec, 2012.
- [9] R. GILLARD, «PROPAGATION des ONDES ELECTROMAGNETIQUES,» Département ESC, janvier 2005.
- [10] S. BENABDELKADER et . A. CHIKH , «Conception des guides d'ondes integres aux substrat fonction la bande X,» memoire A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCEN FACULTÉ DE TECHNOLOGIE DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET D'ELECTRONIQUE, TLEMCEN, 1 Juillet 2013.
- [11] D. M. Pozar, «Microwave Enginering,» UNIVERSITY OF MASSACHUSETTS AT ARNHERST,2012.
- [12] Sons, J. W. (2011). Microstrip Filters for RF/Microwave applications . Canada: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey.

- [13] Y. Cassiv, L. Perregrini , P. Arcioni, M. Bressan , K. Wu et G. Conciauro, «"Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide",» IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 9, 2002.
- [14] S. SEGHIER , «Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications,» UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEN LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS-TLEMCEN (LTT), TLEMCEN, 2013.
- [15] A. Otmani, «Les métamatériaux dans les circuits et systèmes à base de technologie SIW application aux filtres chargés par des résonateurs,» Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE, Tlemcen , 2021.
- [16] K. BENCHERIF , «Caractérisation des filtres microruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses,» Université Hadj Lakhdar Batna Faculté de Technologie, Batna, 2015.
- [17] BELKACEM , F., & BENEDDIF , A. (2016). MODELISATION DES FILTRES BASES SUR NOUVELLES TECHNOLOGIES METAMAETRIAUX/SIW. A L'UNIVERSITE DE TLEMCEN FACULTE DE TECHNOLOGIE.
- [18] S. Nahal et A. Belouidiane , «CHARACTERISATION DE LA LIGNE DE TRANSMISSION MICRO RUBAN PAR L'APPROCHE QUASI-STATIQUE,» UNIVERSITE KASDI MERBAH, OUARGLA, 2022.
- [19] K. Douglas J, W. Douglas H, W. Michael J et . C. Kenneth H, «Genetically Engineered Multiband High-Impedance Frequency Selective Surfaces,» Microwave and Optical Technology Letter
- [20] W.-K. CHEN, «Passive , Actife and Degital Filters,» the University of Illinois, Chicago,USA, 2009.
- [21] R. HAJJ, «these"Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques",» UNIVERSITE DE LIMOGES, 13/07/2010.
- [22] R. SAIDI, these doctorat"Etude et modélisation des structures de filtrage microruban à base de résonateurs rectangulaires par la méthode WCIP", Université Hadj Lakhdar Batna, 2014-2015.
- [23] C. Yann, these doctorat"Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications", l'Université de Bretagne Occidentale U.F.R. Sciences et Techniques de Brest, 2006.
- [24] A. OUDDANE et K. GUEMMOULA, «Mémoire"Etude et conception d'un filtre SIW avec perturbation via",» Université Kasdi Merbah Ouargla, 2020-2021.
- [25] F. K. e. B. Sofiane, «Etudes et simulation d'un filtre passe bande pour des applications radiofréquences,» Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 26/09/2018.

- [26] M. S. Hadji et B. Naam, «memoire"Etude et conception de filtre passe bande ultra large bande pour les systemes de communication sans fil",» Université Kasdi Merbah Ouargla, 25/05/2017.
- [27] A.ABDELJALIL et H. BELKACEM, Modélisation et Caractérisation De Filtres En Technologie Emergente SIW (Substrate integrated waveguide) Pour Applications Haute Fréquence En Télécommunications (Wireless Systems), Tlemcen, 26 Juin 2018.
- [28] O. FATIMA, Analyse et conception de filtres micro-ondes planaires en technologie ligne micro ruban, Tlemcen: Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –, le 14 / 07 / 2021.
- [29] A.NNASSER, «Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples,» l'université de Limoges, Limoges, 2008.
- [30] M. K. M. SALLEH, Contribution à la Synthèse de Résonateurs Pseudo-Elliptiques en Anneau., Toulouse: Délivré par INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, 2008.
- [31] M. G, Y. L et J. E.M.T, Microwave filters,Impedance-Matching Networks,And Coupling Structres, ARTECH house, 1980.
- [32] A. Hathat, «Etude des techniques de conception des filtres micro-ondes,» Djelfa, 2011.
- [33] J. W. & Sons, Filtres microrubans pour applications RF/micro-ondes, New York: Jia-Shen G. Hong, M. J. Lancaster, 2001.
- [34] Bouhouche.ABDELLAH, «these"Etude de filtres à cavités bi-modes en guides d'ondes rectangulaires métalliques creux",» Université Mentouri de Constantine, 13/12/2012.
- [35] G. M. Rafik, Miniaturisation du filtre microonde double passe-bande basé, Mascara: FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE de Mascara, 2018.
- [36] D. M.Pozar, « Microwave engineering, 3rd Edition », John Wiley & Sons, Inc.,USA, 2005.
- [37] Pr. M. FEHAM. (2017-2018). Composants et dispositifs passifs microondescours de master2, Systèmes de Télécommunications,. tlemcen: Université Abou Bekr Belkaid,.
- [38] CHATRAS, M. (2003). Filtres micro-usines a bande étroite pour les application spatiales. these de doctorat en Communications Optiques et Microondes UNIVERSITE DE LIMOGES.
- [39] Thourel , L. (1988). "Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques, Circuits passifs". Cepadues Editions.
- [40] Lancaster, J.-H. H. (2001). Microwave filters for RF –Microwave applications,. K. Chang, Ed. John Wiley and Sons, Inc.,.
- [41] X. Shang, Y. Wang, G.L. Nicholson, and M.J. Lancaster« Design of multiple-passband filters using coupling matrix optimisation » IET Microwave Antenna Propag 6 (2012)
- [42] BOUSMAHA, M. (2011). Analyse et Conception de Nouvelles Structures de Filtres Larges. Thèse de MagisterTélécommunications et Informatique Spatiales, Université de Tlemcen,.

- [43] A. F. Thomson, A. G. (August 1975). 'Calculation of microstrip discontinuity inductances'. IEEETrans., MTT-23, pp. 648-655 139, No. 8.
- [44] GARG R., B. I. (1978). 'Microstrip discontinuities', Int., J., Electronics, 45, N0. 1., pp.81-87.

Les progrès technologiques dans le domaine des télécommunications se dirigent depuis un certain temps vers la réduction de la taille des circuits, la diminution des coûts, des masses et des pertes dans ces équipements.

Le guide d'ondes est parmi les lignes de transmission les plus utilisées dans les fréquences micro-ondes, sa grande taille et son coût de fabrication élevé ont conduit les scientifiques à adopter une nouvelle technologie le guide d'onde remplie de substrat.

D'autre part la ligne micro ruban est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques.

L'objectif de notre travail consiste à faire la conception et la simulation électromagnétique de filtres micro-ondes en différents technologies, tout en améliorant et modifiant les performances électriques de ces filtres pour voir l'effet sur le fonctionnement du filtre à l'aide du logiciel HFSS (High Frequency Simulation Software).

Mots clés : filtre micro-onde, technologie volumique, technologie planaire, guide d'onde, guide d'onde remplie de substrat, ligne micro-ruban, HFSS.

Abstract

Technological advancements in the field of telecommunications have been aimed at reducing the size of circuits, decreasing costs, mass, and losses in these devices for some time now.

Waveguide is among the most commonly used transmission lines in microwave frequencies; its large size and high manufacturing cost have led scientists to adopt a new technology, substrate-filled waveguide.

On the other hand, micro-strip line is the most utilized among all planar transmission lines in conventional frequency bands.

The objective of our work is to design and electromagnetically simulate microwave filters using various technologies, while improving and modifying the electrical performances of these filters to observe the effect on filter operation using HFSS (High Frequency Simulation Software).

Keywords: microwave filter, volumetric technology, planar technology, waveguide, substrate-filled waveguide, micro-strip line, HFSS.

المخلص

تتجه التقنيات التكنولوجية في مجال الاتصالات منذ مدة معينة نحو تقليل حجم الدوائر وتقليل التكاليف والأوزان والخسائر في هذه المعدات.

يعتبر دليل الأمواج من بين خطوط النقل الأكثر استخدامًا في ترددات الميكروويف، حيث أدى حجمه الكبير وتكلفة تصنيعه العالية إلى دفع العلماء إلى اعتماد تقنية جديدة وهي دليل الأمواج المملوء بالمادة الأساسية. من ناحية أخرى، تعتبر خط الميكرو ربان الأكثر استخدامًا بين جميع خطوط النقل الشعاعية في الفترات الترددية التقليدية.

يتمثل هدف عملنا في تصميم ومحاكاة الكهرومغناطيسية لمرشحات الميكروويف بتقنيات مختلفة، مع تحسين وتعديل الأداء الكهربائي لهذه المرشحات لرؤية التأثير على عمل المرشح بمساعدة برنامج HFSS الكلمات الرئيسية: فلتير الميكروويف، تقنية حجمية، تقنية مسطحة، موجة الموجة، موجة الموجة المملوء بالمادة الأساسية، خط مايكروستريب، HFSS.