

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 سعيدة - د. الطاهر مولاي -

Université Saïda - Dr. Tahar Moulay -

Faculté des Mathématiques, Informatique et Télécommunications



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **Diplôme de MASTER** en Télécommunications Spécialité :

Systemes des Télécommunications

Par: Mlle. BENADLA Zoulikha Mlle.

DJEBRI Marwa

Conception et miniaturisation d'un filtre passe-bande à résonateurs microstrip de trois pôles à couplage croisé, basé sur une technologie planaire

Soutenu, le 18/06/2025, devant le jury composé de:

N°	Nom et prénom	Grade	Qualité
01	BOUYEDDOU Benamar	MCA	Président
02	DAMOUMehdi	MCA	Rapporteur
03	GOUNISlimane	Docteur	Co-Rapporteur
04	BOUDKHILAbdelhakim	MCA	Examineur

2024/ 2025

Remercîment

Nous tenons à remercier tout d'abord « Allah » le tout Puissant qui nous a donné durant toutes ces années la santé, le courage et la foi.

Le première personne que nous tenons à remercier est notre encadrant Dr.Damou M et Gouni S, pour l'orientation, la confiance, la patience qui ont constitué un apport considérable sans lequel ce travail n'aurait pas pu être mené au bon port. Qu'il trouve dans ce travail un hommage vivant à sa haute personnalité.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

- ✚ À ma mère, pilier fondamental de mon parcours,
- ✚ À mon père, qui m'a inculqué la persévérance et la rigueur,
- ✚ À mes chères sœurs: Faiza, Douaa et Soujoud, votre soutien moral m'a été d'un grand réconfort à chaque étape.
- ✚ À l'âme de ma grand-mère défunte, dont le souvenir reste vivant dans mon cœur—que Dieu lui accorde Sa miséricorde et l'accueille en Son vaste paradis.
- ✚ À mon estimé professeur Gouni, pour ses orientations précieuses et son accompagnement académique.
- ✚ Et à moi-même...
Je dédie ce travail en reconnaissance de chaque instant d'effort et de patience.

zoulikha

Dédicace

- ✚ Louange à Dieu, qui nous a donné le courage d'apprécier cette étape de notre parcours académique.
- ✚ À celle dont les prières initiales étaient pour le soleil, de la présence de laquelle j'ai puisé mon énergie, ma mère.
- ✚ À celui dont le regard est chaleureux et dont les sacrifices m'ont appris à apprécier mon père.
- ✚ À ceux qui sont mon refuge, mon symbole de fierté et qui m'ont appris à gravir les échelons de la vie, la sagesse et la patience de mes frères. À ceux qui nous ont guidés et soutenus, merci pour tous leurs conseils, leur préparation, leur soutien et leurs efforts : Gouni slimane et Damou mehdi.

Marwa

Résumé:

Ce projet a pour objectif la conception et la simulation d'un filtre passe-bande destiné à des applications en radiofréquence. En se basant sur un cahier des charges précis, la synthèse du filtre a été réalisée en utilisant l'approximation de Tchebychev, réputée pour sa forte sélectivité et ses faibles pertes dans la bande passante.

L'étude s'est ensuite orientée vers des structures planaires, privilégiées pour leur compacité, leur facilité d'intégration et leur coût réduit. Parmi celles-ci, la structure micro-ruban a été retenue, en raison de sa large utilisation dans les circuits RF et de ses performances satisfaisantes. Le filtre a été modélisé puis simulé à l'aide de logiciels spécialisés, permettant d'analyser son comportement en fréquence et de valider les performances obtenues par la synthèse. Ce travail s'inscrit dans une démarche de développement de dispositifs RF efficaces, adaptés aux exigences des systèmes de communication modernes.

Abstract:

The objective of this project is to design and simulate a bandpass filter for radiofrequency applications. Based on precise specifications, the filter was synthesized using the Chebyshev approximation, renowned for its high selectivity and low losses in the bandwidth. The study then focused on planar structures, favored for their compactness, ease of integration, and low cost. Among these, the microstrip structure was selected due to its widespread use in RF circuits and its satisfactory performance. The filter was modeled and then simulated using specialized software, allowing its frequency behavior to be analyzed and the performance obtained through synthesis to be validated. This work is part of an approach to developing efficient RF devices, adapted to the requirements of modern communication systems.

تلخيص:

يهدف هذا المشروع والتمصميم ومحاكاة مرشح تمرير نطاق لتطبيقاً الترددات الراديوية بناءً على مواصفات تقنية، وتصنيع مركز تالدراسة علم المرشح باستخدام تقريب بيتشيبيشيف، المعروف بارتفاعها العالية وقلة خسائرها في نطاق الترددات الهياكل المستوية، المفضلة لصغر حجمها وسهولة دمجها وتكلفتها المنخفضة. من بين هذه الهياكل، تم اختيار هيكل الشريط الدقيق كنموذج المرشح تم محاكاته باستخدام برنامج متخصص، مما نظراً للاستخدام الواسع وانتشار الترددات الراديوية أدائها المرشح. يعد هذا العمل جزءاً من نهج تطوير أجهزة تالدراسة مرشح تحليل سلوك هالترددات الراديوية التحقق من صحة الأداء الناتجة عن عملية التصنيع، الراديوية فعالة، وكيفية تلبية متطلبات أنظمة الاتصالات الحديثة.

SOMMAIRE

Listes des figures	I
Liste des tableaux	II
ListedesAbréviations	III
Glossairedessymboles	IV
IntroductionGénérale	1

Chapitre I Introduction à la synthèse des filtres hyperfréquences

Introduction:	3
Théorie Des Filtres	3
Catégories Des Filtres:	4
Filtre idéal et filtre réel:	4
Grandeur du gabarit d'un filtre	4
Utilisation des filtres électriques	5
Applications en télécommunications	5
Les Caractéristiques d'un filtre:	5
Ordre des filtres:	5
Facteur de qualité:	6
Le rôle du filtre	6
I.3.4. Définition du filtrage:	6
Caractéristiques des filtres passe-bande	7
Fréquence centrale f_c :	7
Largeur de bande β	8
Facteur de qualité Q	8
Filtre coupe-bande	8
Caractéristiques de base d'un filtre	8
I.5.1. Bande passante	8
Bande atténuée	8
Fréquence de coupure	8
Les fonctions de filtrage	8
Gabarit d'un filtre	12
Généralités sur les filtres passe-bande	12
Synthèse de filtre passe-bande	13
I.7. transposition en impédance	13
transformation en fréquence passe bas-passe bande	15
I.7.2. Transformation en fréquence: passe-bas \rightarrow passe-haut	16
I.7.3. Transformation en fréquence: passe-bas \rightarrow coupe-bande	16
I.7.4. Calcul du degré de filtre passe-bande de Tchebychev	17
I.8. Différentes technologies de filtres passifs	17
Résonateurs	17
Circuits résonants Série et Parallèle	18
I.9.3. Court-circuit/circuit ouvert de résonateur de la ligne de transmission	21
I.10. Conclusion	23
I.10. Référence	24

Chapitre II Conception des filtres passifs avec La technologie Planaire

II.1 Introduction	26
Différentes technologies de filtres passifs	26
Technologie volumique	27
Les guides d'ondes	27

Lestypesdesguidesd'ondes	27
Guided'ondesrectangulaire	28
Lesguidesd'ondescirculaires	28
Lignesdetransmissionplanaires(lignesimprimées)	28
Typesdecircuitsplanaires	29
Avantagesetinconvénientsdescircuitsplanaires	29
Technologiesplanaires	29
Technologiecoplaire	30
Technologiemicro-ruban	30
Technologietriplaque	30
Latechnologiemulticouche(LTCC)	31
Technologiemicrostrip	31
Présentationsdelalignemicro-ruban	32
Modedepropagationsurlaligne	32
Longueur d'ondedansunelignemicro-ruban	33
Formulesd'analyse(fourniesaveclerapport ω et la permittivité relative ϵ_r)	33
Formulesde synthèse(fourniesavec Z_c et la permittivité relative ϵ_r)	33
Lignesmicrorubancouplées	34
Domained'utilisation d'unelignemicro-ruban	35
Avantagesetinconvénientsd'unelignemicro-ruban:	35
Ligneà fente	35
Lignecoplaire	36
LigneTriplaque	36
Variantesdelignestriplaques	37
Filtreentecnologiemicro-rubans	37
Filtrepasse-bandeàbasederésonateursdemi-onde	37
Filtrepasse-basmicro-ruban	39
Filtrepasse-hautentecnologiemicro-ruban	40
1.4.Filtrecoupebandemicro-ruban	41
Conclusions	42
Référence.	43

ChapitreIII: Conceptiond'unfiltrepassebande avec latechnologiePlanaire

	45
	46
III.1Introduction:	46
Présentationdeslogicielsetméthodologiedeconception	48
ANSOFTHFSS	48
Méthodedesélémentsfinis	49
LogicieldesimulationMicro-WaveOffice	49
FicheTechnique	49
Théorielaconceptiondesfiltresmicro-ondes	50
Conceptiond'unfiltredusecondordre	50
III.7.2.Cahierdechargeducouplage	51
III.7.3.Réponsefréquentielleducouplagebandeidéale	52
III.7.5.Circuitéquivalentducouplage	53
Schémaéquivalent sous AWR	53
ConceptionEMducouplagebandeentecnologieplanaire	54
Configurationgéométrique d'unFiltreàcouplagedirect	53
Lecoefficientdecouplageentre le 1 ^{er} et le 2 ^e résonateur	53
Étudeparamétriquedel'influencedel'espacement d sur les performancesducouplage	53
Conceptiond'unfiltred'ordre trois à couplage corsé	56
Cahierdechargeducouplage	56
Réponsefréquentielleducouplagebandeidéale	56
Matricedecouplage	57
Circuitéquivalentducouplage	57
Schémaéquivalent sous AWR	58

Conception EM du filtre passe bande en technologie planaire	59
Filtre à couplage cross	59
L'effet du l'espacement d_1 sur la réponse fréquentielle du filtre	60
Conclusion	66
CONCLUSION GENERALE	60

Listesdesfigures

Figure I.1: Réponse d'un filtre passe-bande réel	4
Figure I.2: Gabarit des filtres idéaux	9
Figure I.3: Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n.	10
Figure I.4: Réponse de la fonction Tchebychev pour différents ordres n	11
Figure I.5: Réponse du prototype passe-bas elliptique	12
Figure I.6: Gabarits des filtres (a) Passe-bas (b) Passe-haut (c) Passe-bande (d) Coupe-bande	14
Figure I.7: Gabarit d'un filtre passe-bande	15
Figure I.8: Transformation en impédance	15
Figure I.9: Transformation passe-bas → passe-bande.	17
Figure I.10: Transformation passe-bas → passe-haut.	18
Figure I.11: Transformation passe-bas → coupe-bande.	19
Figure I.12: Circuit RLC série	20
Figure I.13: Circuit RLC parallèle.	22
Figure I.14: Ligne $\lambda_0/2$ court-circuitée	24
Figure I.15: Ligne $\lambda_0/4$ court-circuitée	24
Figure I.16: Ligne $\lambda_0/2$ court-ouvert	25
Figure I.17: Ligne $\lambda_0/4$ court-ouvert.	25
Figure II.1: Guidé d'onde à section rectangulaire.	29
Figure II.2: Guidé d'onde circulaire.	30
Figure II.3: Technologie microstrip.	33
Figure II.4: Ligne micro-ruban (a): Structure (b): Répartition des champs électromagnétique	34
Figure II.5: Lignes micro-ruban couplées (a) Structure 3D (b) excitations en mode paire (c) excitations en mode impaire.	36
Figure II.6: Ligne à fente.	37
Figure II.7: (a) Topologie de la ligne coplanaire. (b) Distribution des champs électrique et magnétique.	38
Figure II.8: Ligne tri-plaque.	39
Figure II.9: (a) Topologie de la ligne tri-plaque centrée (b) Topologie de la ligne tri-plaque décentrée	39
Figure II.10: Filtre passe-bande en micro-ruban à ligne aux extrémités couplées.	40
Figure II.11: Filtre passe-bande en micro-ruban avec un couple parallèle.	41
Figure II.12: Filtre passe-bande d'ordre 3 en technologie micro-ruban à stub de longueur $\lambda/4$ terminé par un court-circuit.	41
Figure II.13: Filtre passe-bas en micro-ruban: (a) à saut d'impédance (b) elliptique	42
Figure II.14: Filtre passe-haut en technologie micro-ruban (a) à composants semi-localisés, (b) à stub de longueur $\lambda/8$ terminé par un court-circuit.	43
Figure II.15: Filtre coupe-bande en technologie micro-ruban (a) à stub de longueur $\lambda/2$ terminé par un court-circuit, (b) à composants semi-localisés.	44
Figure III.1: Interface du projet HFSS.	48
Figure III.2: La méthode d'analyse.	48
Figure III.3: Interface d'un logiciel micro-Wave office	50
Figure III.4: Schéma de couplage du filtre d'ordre 3	52
Figure III.5: filtre passe-bande à éléments localisés d'ordre 2	53
Figure III.6: Réponse idéale du filtre passe-bande d'ordre 2.	53
Figure III.7: Structure 3D. Filtre à résonateur microstrip à couplage direct à 2 pôles	54
Figure III.8: Réponse fréquentielle entre résonateurs 1 et 2 résonateurs	55
Figure III.9: Résultats de simulation proposées avec différentes valeurs de d_1 .	56
Figure III.10: Représentation de la distribution du champ électrique du résonateur à filtre de second ordre à $f = 10.88$ GHz	57
Figure III.11: Schéma de couplage du filtre d'ordre 3.	59
Figure III.12: filtre passe-bande à éléments localisés d'ordre 3 à circuit résonant $R_0 L_0 C_0$	60
Figure III.13: Réponse idéale du filtre passe-bande d'ordre 3.	60
Figure III.14: Structure 3D Filtre à résonateur microstrip à couplage croisé à 3 pôles	61
Figure III.15: Réponse fréquentielle entre résonateurs 1 et 2 et 3 résonateur	62
Figure III.16: Résultats de simulation HFSS proposée avec différentes valeurs de d_1	63
Figure III.17: Résultats de simulation HFSS proposée avec différentes valeurs de d_2	64
Figure III.18: Résultats de simulation proposées avec différentes valeurs de d_3 .	65
Figure III.19: Résultats de simulation du Filtre passe-bande à couplage croisé avec logiciel HFSS	66
Figure III.20: Distribution du champ électrique du filtre passe-bande 3 ordre.	67

Listes tableaux

Tableau I.1: Paramètres de la fonction de transfert d'ordre n pour un filtre de type Butterworth. ($g_0 = 1.0, \omega_c = 1, A_{\max} = 3.01 \text{ dB}$ pour ω_c).	10
Tableau I.2: Paramètres de la fonction de transfert d'ordre n pour un filtre de type Tchebychev. Tableau III.1: Dimensions du filtre passe bande.	11
Tableau III.2: Dimensions du filtre passe bande	55
	61

ListedesAbréviation

AWR:DesignEnvironment.

C : La vitesse de la lumière.

DB: Décibel.

EM:Électromagnétique.

f_c :Lafréquencedecoupure.

HFSS:HighFrequencyStructureSimulation. K

: la constante de propagation.

Qe:Coefficientdequalité

SIW:SubstrateIntegratedWaveguide TE

: Le champ électrique

TM: Lechampmagnétique.

DMS : Defected Microstrip Structurs

FZT:fréquencedezérodetransmission

Wsiw:LargeurdeSubstrateIntegratedWaveguideSIW Leff :

la longueur approximative

Glossaire des symboles

E : Vecteur d'intensité du champ

électrique **H**: Vecteur d'intensité du champ mag

nétiq **ϵ** : La permittivité diélectrique du
matériau

μ : La perméabilité magnétique du matériau

ω : La pulsation d'onde

λ : La longueur d'onde

λ_c : La longueur d'onde du guide **L** :

Inductance

Introduction Générale

Au milieu du XIX^e siècle, les travaux théoriques et expérimentaux de J.C. Maxwell, H. Hertz et J.W.S. Rayleigh ont jeté les bases du développement des premiers systèmes à micro-ondes. Depuis, de nombreuses applications ont émergé, notamment dans les domaines militaire et des télécommunications.

Avec l'essor constant des télécommunications, il devient impératif de concevoir des composants toujours plus performants, afin de répondre à la demande croissante en termes de nombre et de qualité des services proposés. Parmi ces composants, les filtres jouent un rôle essentiel dans de nombreux systèmes de transmission en radiofréquences et en hyperfréquences (téléphonie mobile, satellites, radars, etc.).

Aujourd'hui, les dispositifs hyperfréquences connaissent une utilisation accrue, rendant indispensable leur modélisation et leur simulation avec une grande précision. Les filtres sont désormais présents dans presque tous les équipements de télécommunication. Leur application la plus significative concerne le filtrage et le multiplexage fréquentiel de signaux. Cette opération consiste, d'une part, à extraire les signaux dans une bande de fréquence spécifique en fonction des applications visées, et d'autre part, à combiner plusieurs signaux indépendants dans un seul signal multiplexé, chacun occupant une portion définie du spectre. Ce mémoire s'inscrit dans cette dynamique et a pour objectif principal l'étude, la conception et la réalisation de filtres passe-bande utilisant la technologie planaire, en mettant l'accent sur les aspects théoriques, technologiques et pratiques. Le manuscrit est organisé en trois chapitres :

Le **premier chapitre** constitue une introduction approfondie à la synthèse des filtres hyperfréquences. Il présente les fondements théoriques de ces dispositifs, leur classification, les principales grandeurs caractéristiques, les différents types de gabarits, ainsi que les transformations nécessaires pour adapter les filtres à diverses applications, notamment dans les télécommunications. Ce chapitre aborde également les différentes technologies de réalisation et les types de résonateurs utilisés dans les filtres passifs.

Le **deuxième chapitre** est consacré à la conception des filtres passifs basés sur la technologie planaire. Cette dernière, largement utilisée dans les circuits intégrés à haute

fréquence, se distingue par sa compacité, son faible coût et sa compatibilité avec les procédés de fabrication modernes. Le chapitre détaille les différentes structures planaires (micro-ruban, coplanaire, tri-plaque, etc.), leurs caractéristiques, avantages, limitations, ainsi que des exemples concrets de filtres conçus selon ces approches.

Le **troisième chapitre** est dédié à la conception pratique d'un filtre passe-bande en technologie planaire. Il expose la méthodologie de conception assistée par ordinateur, en utilisant des logiciels spécialisés tels que **HFSS** et **AWR**, et en s'appuyant sur des techniques avancées de simulation électromagnétique. Ce chapitre retrace les étapes de la réalisation, depuis la synthèse du circuit équivalent et là l'analyse fréquentielle jusqu'au choix des paramètres géométriques et à la validation des performances du filtre.

À travers cette étude, nous cherchons à maîtriser les outils théoriques et logiciels indispensables à la conception de filtres hyperfréquences performants, capables de répondre aux exigences toujours croissantes des systèmes de communication modernes.

**Chapitre I: Introduction à la
synthèse des filtres
hyperfréquences**

Chapitre I

Introduction à la synthèse des filtres hyperfréquences

Chapitre I

Introduction

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils permettent une utilisation optimale du spectre, ressource limitée, en facilitant le partage entre différentes applications telles que l'audio, la vidéo, les télécommunications, l'instrumentation et les radars, tout en réduisant les interférences entre systèmes. La conception de ces filtres est complexe, car elle fait appel à des éléments à paramètres distribués, et il n'existe pas de méthode de synthèse universelle. En général, la conception d'un filtre se divise en deux grandes étapes : **la synthèse** et **la mise en œuvre technologique**. La synthèse permet de définir la topologie du circuit de filtrage ainsi que les valeurs des éléments (impédances, longueurs électriques, etc.) en fonction des caractéristiques électriques visées (bande passante, fréquence centrale, niveau de réjection, etc.). Cette étape constitue le point de départ pour la phase de réalisation technologique.

Théorie Des Filtres

Un filtre est un composant électronique, quadripôle linéaire sans pertes qui permet de séparer les signaux, selon leurs fréquences. Sa caractéristique principale est le graphe de l'atténuation en fonction de la fréquence. La courbe d'atténuation est définie par sa bande passante (B), sa pente de réjection (K) ou raideur, ses pertes d'insertion et à son taux d'ondulation. Le choix de la technologie du filtre dépendu :

1. Gabarit
2. Atténuation ou affaiblissement
3. Fréquence de coupure

4. Sélectivité, raideur ou pente de réjection

Catégories Des Filtres

En générale il y'a deux grandes catégories de filtres

- Les filtres passifs constitués de dipôles passifs linéaires (résistances, condensateurs, bobines).
- Les filtres actifs constitués de dipôles passifs linéaires et de composants actifs linéaires (transistors, amplificateurs opérationnels).

Filtre idéal et filtre réel

Un filtre idéal transmettra sans altération ni déphasage toutes les fréquences pertinentes, tout en éliminant totalement les fréquences indésirables. Chapitre I Fondements théoriques des filtres hyperfréquences 15 Dans la réalité, la conception d'un filtre répondant à ces critères est irréalisable. Obtenir une atténuation nulle dans la bande passante, une atténuation infinie dans la bande atténuée et des transitions instantanées entraînerait une caractéristique de réponse inatteignable [1]. Par conséquent, il devient nécessaire de définir des spécifications, comprenant :

- A_{max} : L'atténuation maximale tolérée dans la bande passante;
- A_{min} : L'atténuation minimale dans la bande atténuée;
- f_p : La fréquence de coupure.
- f_a : La fréquence de transition.

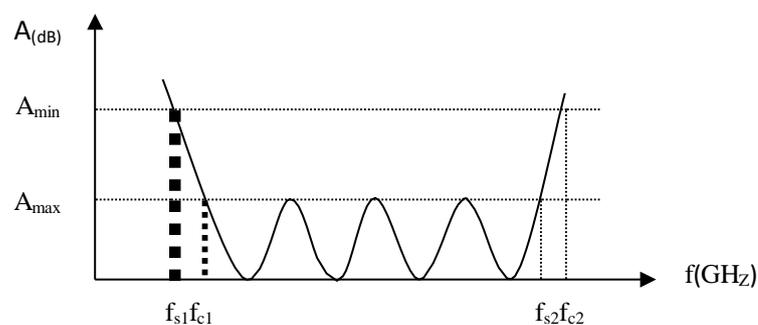


Figure I.1: Réponse d'un filtre passe-bande réel

Grandeur du gabarit d'un filtre

Un gabarit de filtre passe-bas (passe haut) est entièrement défini par la connaissance des grandeurs A_{max} , A_{min} , F_s , F_c . En ce qui concerne les filtres passe-bande (coupe-Bande), il existe quatre fréquences (f_{s1} , f_{s2} , f_{c1} , f_{c2}) et deux atténuations A_{max} , A_{min} , du fait de leur symétrie par rapport à la fréquence centrale. Ces filtres vérifient la relation :

$$f_{c1} \cdot f_{c2} = f_{s1} \cdot f_{s2} = f_0^2 \quad (\text{I.1})$$

f_0 : étant la fréquence centrale du filtre.

Utilisation des filtres électriques

Les filtres en général, que ce soit actifs ou passifs, jouent un rôle important dans de nombreuses applications courantes, notamment : les sources d'alimentation, l'électronique audio, les télécommunications, les systèmes électroniques médicaux, etc.

Applications en télécommunications

Les filtres sont utilisés dans ce champ dans: Téléphone, télévision.

- Radios, transmission de données.
- Acquisition numérique de données (anti-repliement) [2].
- traitement des données en général.
- Les filtres sont également utilisés dans les photos en réduisant, en équilibrant les couleurs et en améliorant le contraste [3].
- Traitement audio grâce aux filtres RII et RIF, selon leur fonction respective [4].

Les Caractéristiques d'un filtre

- Filtre Bessel : C'est un filtre multipolaire utilisé pour réduire la distorsion du filtre. Sa caractéristique principale est de fournir un retard de bande passante constant, avec un élargissement de bande passante sans ondulation, ayant l'avantage d'assurer un déphasage linéaire en fonction de la fréquence, et donc une propagation constante du réseau temps [5].
- Filtre Tchebychev : C'est un type de filtre caractérisé par une décroissance rapide de la bande de transition par rapport à la caractéristique de Butterworth, ce qui conduit à l'apparition d'ondulations dans la largeur d'une des bandes (bande passante ou bande faible).
- Filtre de Legendre conçu pour une atténuation strictement monotone (pas d'ondulation) et une raideur maximale au voisinage de la fréquence de coupure.

Des méthodes évitent ou simplifient les calculs pour approcher le fonctionnement des filtres: diagramme de Bode pour évaluer la réponse en fréquence, diagramme de Nyquist pour vérifier la stabilité.

Ordre des filtres

On peut décrire les filtres de l'ordre de l'équation de leur fonction de transfert, qui est aussi, en électronique analogique, le nombre d'éléments réactifs indépendants qu'ils composent.

Plus l'ordre est élevé, plus la pente de la transition entre les régions d'atténuation et d'amplification est forte. Un filtre du premier ordre, composé d'une seule cellule réactance, a une pente maximale de 6 dB/octave.

Facteur de qualité

Le facteur Q décrit la capacité d'un filtre à sélectionner une fréquence. Il représente le rapport de la largeur de la bande passante à la fréquence centrale comme le montre l'équation suivante :

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (I.2)$$

bande passante prise à -3 dB et f_0 est la fréquence de résonance. Plus Q est élevé, plus le taux de perte d'énergie est faible

Le rôle du filtre

Le filtre joue un rôle fondamental dans les systèmes, car il permet d'extraire le signal utile en éliminant les composantes indésirables, souvent assimilées à du bruit. Ce bruit, particulièrement significatif dans les systèmes de télécommunications, peut avoir des origines variées. Il peut être **externe**, lorsqu'il est introduit par le canal de transmission, ou **interne**, lorsqu'il est généré par les composants passifs et actifs du système lui-même.

Le **rapport signal sur bruit (SNR)**, qui exprime la puissance du signal utile par rapport à celle du bruit, constitue donc un paramètre crucial dans l'évaluation des performances d'un système.

Par ailleurs, les signaux émis et reçus peuvent constituer des interférences les uns pour les autres. Il est donc indispensable d'assurer une bonne séparation entre ces signaux afin d'éviter toute dégradation de la qualité de transmission. Selon l'architecture adoptée pour le système, l'apparition de fréquences parasites, appelées **fréquences images**, peut également poser problème.

Dans ces deux situations — qu'il s'agisse de réduire le bruit ou de supprimer les fréquences indésirables — le **filtrage** s'impose comme une solution incontournable.

Définition du filtrage

-Le filtrage d'un signal est l'opération qui consiste à séparer les composantes de ce signal selon leurs fréquences. Il représente la plus importante opération de conditionnement du signal après l'amplification. -On appelle filtre tout circuit qui réalise cette opération. - Les intervalles de fréquence dans lesquelles les composantes du signal sont transmises sont appelés bandes

passantes. Ceux dans lesquelles elles sont supprimées sont appelés bandes coupées. - La fonction essentielle du filtrage est de séparer différents signaux dans un canal de transmission. Il est utilisé pour extraire la partie utile des signaux en éliminant les bruits et les composantes non pertinentes.

Les différentes fonctions de filtrage

Il existe deux filtres fondamentaux;

Les filtres Passe-Bas, qui laissent passer les fréquences d'un signal inférieures à une valeur donnée, la fréquence de coupure (f_c).

- Les filtres Passe-

Haut, qui laissent passer les fréquences d'un signal supérieures à la fréquence de coupure (f_c). En associant ces deux filtres fondamentaux, il est possible de réaliser:

- **Les filtres Passe - Bande** qui laissent passer les fréquences comprises entre une fréquence de coupure inférieure (f_{cInf}) et une fréquence de coupure supérieure (f_{cSup}).

- **Les filtres Coupe-Bande** qui atténuent les fréquences comprises entre une fréquence de coupure inférieure (f_{cInf}) et une fréquence de coupure supérieure (f_{cSup}).

A partir d'un filtre Passe - Bas normalisé, il est possible de le transposer

Caractéristiques des filtres passe-bande:

Filtres passe-bande (Band-pass filters) : Ces filtres permettent le passage d'une plage spécifique de fréquences, en atténuant les fréquences en dehors de cette plage. Ils sont utilisés pour sélectionner une bande de fréquences spécifique et rejeter les autres fréquences.

Fréquence centrale f_c

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

$$f_c = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} \quad (I.3)$$

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

Largeur de bande β

La largeur de la bande passante désigne la quantité de données qu'un réseau peut transmettre par seconde. Plus elle est grande, plus la connexion est rapide.

Facteur de qualité Q

C'est le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de bande. Le facteur de qualité est une mesure de la largeur de la bande passante, indépendamment de la fréquence centrale.

Filtre coupe-bande

C'est l'inverse d'un passe bande, il atténue sur la même bande que le passe bande fait passer les fréquences.

Caractéristiques de base d'un filtre

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

Bande passante

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

Bande atténuée

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

Fréquence de coupure

Les points de limite de bande passante et d'arrêt dans le filtre. Les caractéristiques de transmission sont définies par la fréquence de coupure.

Les fonctions de filtrage

La courbe donnant l'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle de ce filtre. La loi mathématique qui la représente est appelée fonction de filtrage.

Les approximations sont:

- l'approximation de Butterworth (maximally flat)
- l'approximation de Tchebychev (equal ripple) et tchebycheff généralisé
- l'approximation de Caerou elliptique et quasi-elliptique
- l'approximation de Bessel ou phase linéaire

L'approximation de Butterworth

Le filtre Butterworth, développé par l'ingénieur anglais Stephen Butterworth, est un type de filtre qui présente une réponse en fréquence maximale de pente (ou maximale de pente de coupure) avec une atténuation progressive à partir de la fréquence de coupure [6]. Il s'agit d'un filtre optimal en termes de réponse en fréquence plate dans la bande passante et d'atténuation régulière hors de la bande passante. Les filtres Butterworth sont largement utilisés dans les applications audio, les communications sans fil et d'autres systèmes où une réponse en fréquence

plate est souhaitée [7]. L'approximation de Butterworth est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB):

$$\alpha(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left| 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right| \quad (\text{I.4})$$

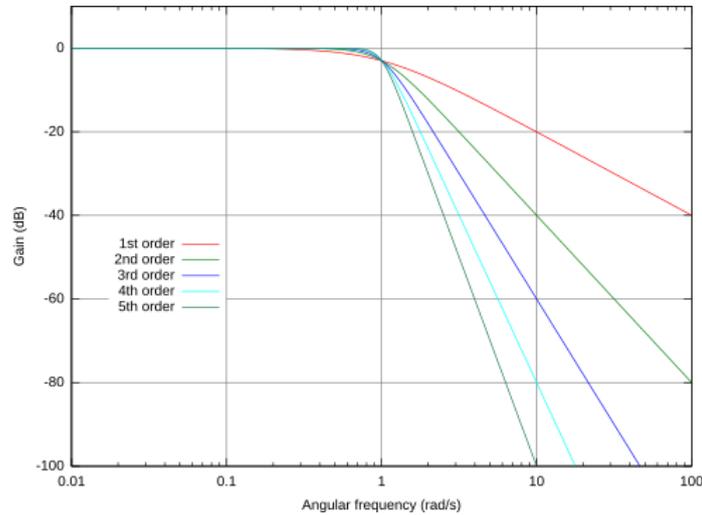


Figure I.2: Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n.

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.6902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

Tableau 1: Paramètres gien fonction de l'ordre pour un filtre de type Butterworth. ($g_0=1.0$, $\omega_c=1$, $A_{\max}=3.01$ dB pour ω_c).

L'approximation de Tchebychev

Le filtre Chebyshev, développé par le mathématicien russe Pafnuty Chebyshev, est un autre type de filtre couramment utilisé dans la conception de filtres analogiques et numériques [8]. Les filtres Chebyshev offrent une atténuation plus raide dans la bande passante par rapport aux filtres

Butterworth, mais présentent des anomalies de magnitude ou d'ondulation dans la bande de transition [9]. Ces anomalies peuvent être acceptables dans certaines applications où une atténuation plus élevée est requise.

L'approximation de Tchebychev est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB) :

$$\alpha(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left[1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad (\text{I.5})$$

Avec : T_n est le polynôme de Tchebychev défini par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos(x)) & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{arccosh}(x)) & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Et ε est définie par le choix d'un niveau d'ondulation r par :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{r}{10}} - 1} \quad (\text{I.7})$$

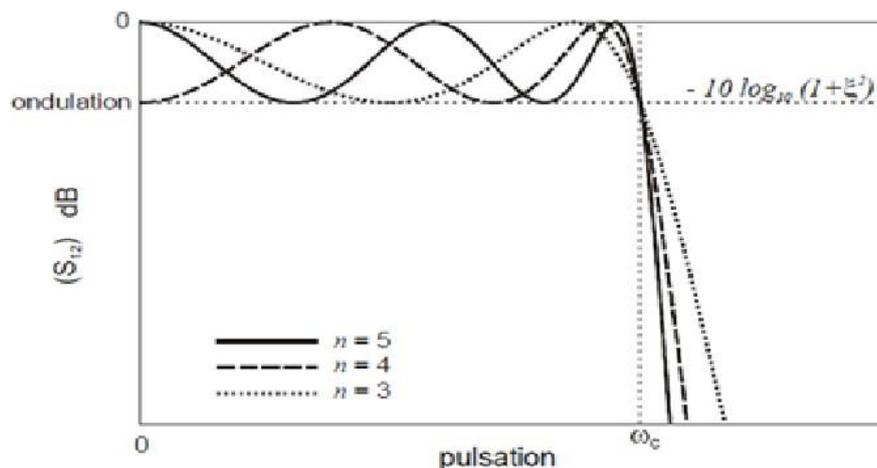


Figure I.3: Réponse de la fonction Tchebychev pour différents ordres n

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

Tableau 2: Paramètres g_i de la fonction de l'ordre n pour un filtre de type Tchebychev. ($g_0=1.0$, $\omega_c=1$, $A_{\max}=3.01$ dB pour ω_c).

L'approximation de Cauchy Elliptique

Utilisation de la fonction ellip pour obtenir les coefficients du filtre elliptique. Ensuite, la fonction filter est utilisée pour appliquer le filtre au signal d'entrée x , en utilisant les coefficients obtenus. L'approximation Elliptique se caractérise par une équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. De plus, elle possède des zéros de transmission dans sa réponse électrique permettant d'atteindre bon niveau de sélectivité pour un ordre de filtre restreint. Elle est définie par sa fonction d'atténuation [10]

$$a(\text{dB}) = 10 \log_{10} [1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)] \quad (\text{I.8})$$

Où la fonction C_n cette fois-ci est une fonction elliptique d'ordre n et ε est un paramètre qui détermine l'ondulation dans la bande passante à la pulsation de coupure ω_c .

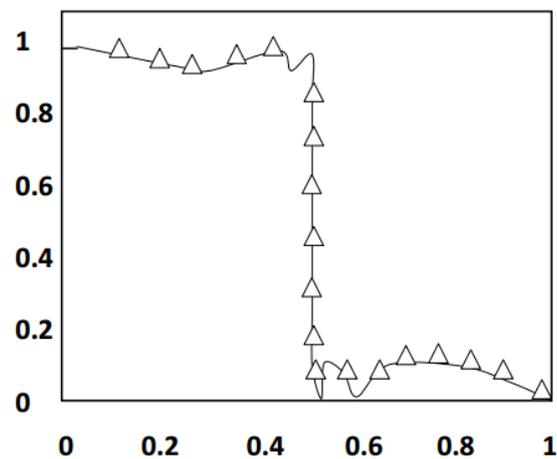


Figure I.4: Réponse d'un prototype passe-bas elliptique

Calcul des paramètres g_i

Cas des filtres de Butterworth :

$$g_i = 2 \sin \left[\frac{(2i-1)}{2n} \pi \right] \quad i=1, 2, \dots, n \quad (\text{I.9})$$

Cas des filtres de Tchebychev [I.8]:

$$g_i = \begin{cases} \frac{2a_i}{y} & \text{pour } i=1 \\ \frac{4a_{i-1}a_i}{\{b_{i-1}g_{i-1}\}} & \text{pour } i=2, 3, \dots, n \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

$$\text{Avec:} \begin{cases} a_i = \sin\left[\frac{\sqrt{2n-1}}{2n} i\pi\right] \\ b_i = y^2 + \sin^2\left(\frac{i\pi}{n}\right) \end{cases} \quad i=1,2,\dots,n \quad (\text{I.11})$$

$$\gamma = \sinh\left[\frac{\ln[\cot g(\frac{A_{max}}{17.37})]}{2n}\right] \quad (\text{I.12})$$

Où n est l'ordre du filtre

Gabarit d'un filtre

Lorsqu'un filtre tend à se rapprocher du comportement d'un filtre idéal, **les bandes de transition** deviennent de plus en plus abruptes. Cela se traduit par :

- une valeur maximale d'atténuation (A_{max}) plus faible dans la bande passante,
- une valeur minimale d'atténuation (A_{min}) plus élevée dans la bande de coupure,
- ce qui entraîne une augmentation du nombre de composants nécessaires à sa réalisation.

Par conséquent, la conception d'un filtre repose sur un compromis entre les performances désirées et la complexité de mise en œuvre.

Pour répondre aux exigences du système et tout en maîtrisant cette complexité, on définit un gabarit : une enveloppe dans laquelle la courbe d'atténuation du filtre doit impérativement rester.

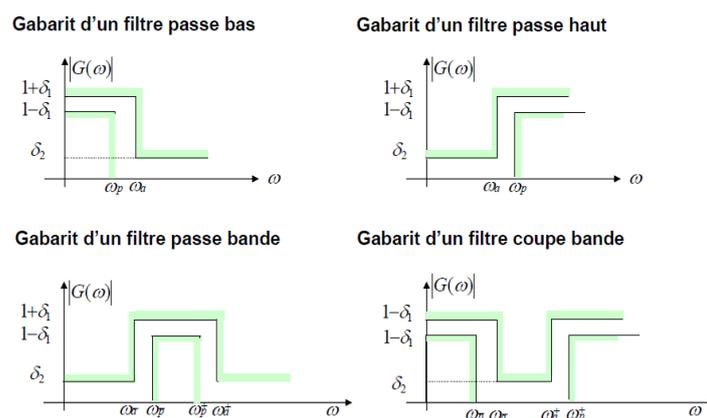


Figure I.5: Gabarits des filtres (a) Passe bas (b) Passe haut (c) Passe bande (d) Coupe bande

Généralité sur les filtres passe bande

Un filtre passe-

bande se caractérise par sa capacité à transmettre une plage spécifique de fréquences, appelée **bande passante**, ce

cette bande, le filtre présente des **bandes de réjection** où le signal est fortement atténué. Le fonctionnement de ce type de filtre est défini par plusieurs caractéristiques électriques essentielles, telles que : la **fréquence centrale**, la **largeur de bande**, le **niveau d'atténuation dans les bandes rejetées**, les **pertes d'insertion** ainsi que la **planéité** de la réponse dans la bande passante.

Ces spécifications sont généralement regroupées dans un **gabarit électrique**, dont le rôle est de fixer les exigences à respecter par le filtre en termes de performance. Les principaux paramètres d'évaluation d'un filtre passe-bande incluent : les **pertes d'insertion** et les **pertes de retour** dans la bande passante, le **taux d'atténuation** dans les bandes rejetées, ainsi que la **régularité** (planéité) de la réponse dans la bande utile. La figure (I.7) illustre la réponse en fréquence typique d'un filtre passe-bande, mettant en évidence son gabarit électrique ainsi que les différentes caractéristiques associées.

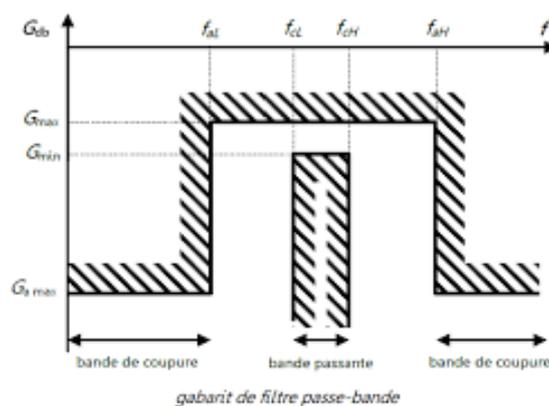


Figure I.6: Gabarit d'un filtre passe-bande

Synthèse de filtre passe-bande

La méthode de synthèse d'un filtre passe-bande commence par la détermination du prototype passe-bas équivalent au filtre souhaité. Le processus débute par le choix d'une topologie adaptée, en fonction des propriétés électriques et des spécifications définies dans le cahier des charges, telles que la fréquence centrale, la largeur de bande et les pertes d'insertion. Ensuite, il convient de sélectionner le type de réponse du filtre : Tchebychev, Butterworth, elliptique ou pseudo-elliptique.

transposition en impédance

Comme le prototype passe bas est normalisé par rapport à l'impédance et en fréquence pour tous ses éléments g_k , on doit dénormaliser ses éléments. La dénormalisation en impédance se fait tout simplement en multipliant les g_k représentant les selfs senséris par la résistance de charge g_0 et en

divisant les g_k représentant des capacités parallèles par g_0 . Cette dénormalisation en impédance est illustrée par la figure 1.7 [11]

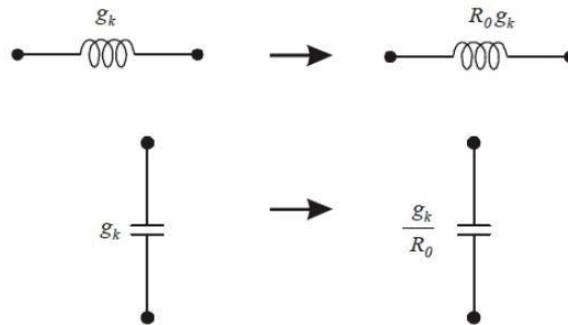


Figure I.7: Transformation en impédance

Pour pouvoir créer des filtres passe haut, passe bande ou coupe bande à partir du prototype passe bas, on doit effectuer la transformation de fréquence.

transformation en fréquence passe bas-passe bande

Le gabarit d'un filtre passe bande est défini par:

la pulsation centrale, ω_0 de la bande passante sa

pulsation de coupure basse, ω_{c1}

la pulsation de coupure haute, ω_{c2} Soit

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1} \omega_{c2}} \quad (\text{I.13})$$

$$\Delta = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_0} \quad (\text{I.14})$$

Où Δ est la largeur relative de la bande passante. La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-bande (ω') est définie par ;

$$\omega \rightarrow \left(\frac{1 + \omega_0}{\omega'} \right) \frac{\omega'}{\omega_0} \quad (\text{I.15})$$

L'obtention d'un filtre passe-bande à partir du prototype passe-bas se réalise en deux étapes principales. Tout d'abord, les **inductances en série** doivent être remplacées par un **circuit résonant LC en série**, avec des valeurs des éléments déterminées de la manière suivante :

$$C'_i = \frac{\Delta}{\omega_0 g_i Z_0} \quad (\text{I.16})$$

$$L'_i = \frac{g_i Z_0}{\Delta \omega_0} \quad (\text{I.17})$$

La deuxième étape consiste à remplacer les capacités en parallèles par un circuit résonant en parallèle, dont les valeurs sont les suivantes :

$$C'_i = \frac{g_i}{\Delta \omega Z_{00}} \quad (\text{I.18})$$

$$L'_i = \frac{\Delta Z_0}{\omega g_{0i}} \quad (\text{I.19})$$

Cette transformation en fréquence du filtre passe-bas vers le filtre passe-bande est résumée par la figure I.8 pour le cas d'un filtre d'ordre 3.

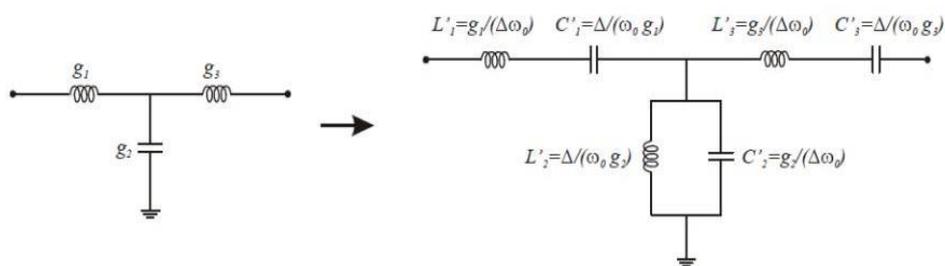


Figure I. 8: Transformation passe-bas → passe-bande.

Transformation en fréquence: passe-bas → passe-haut

La transformation du plan de fréquence du filtre passe-bas (ω) vers le plan de fréquence du filtre passe-haut (ω') est définie par la relation suivante

$$\omega \rightarrow -\frac{\omega_0}{\omega'} \quad (\text{I.20})$$

Dans ce contexte, le prototype passe-haut peut être facilement dérivé de celui du passe-bas. Pour ce faire, il faut **remplacer chaque inductance par une capacité, et chaque capacité par une inductance**.

Soit C_i les capacités et L_i les inductances du prototype passe-bas. Alors, les valeurs des **capacités** et des **inductances** L'_i du filtre passe-haut, après transformation en fréquence, sont calculées comme suit :

$$C'_i = \frac{1}{\omega_c L_i} = \frac{1}{\omega_c g_i} \quad (\text{I.21})$$

$$L'_i = \frac{1}{\omega_c C_i} = \frac{1}{\omega_c g_i} \quad (\text{I.22})$$

Cette transformation est illustrée dans la figure I.8 :

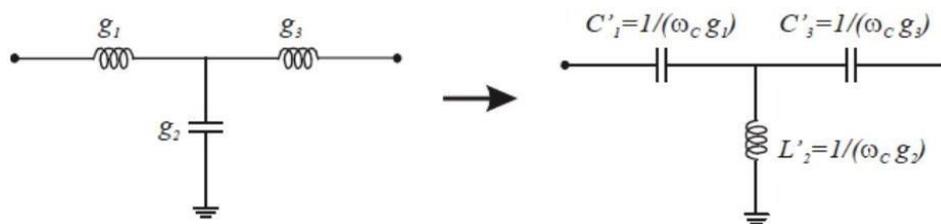


Figure I.9: Transformation passe-bas → passe-haut.

Transformation en fréquence: passe-bas → coupe-bande

Pour le cas de la transformation en fréquence pour le filtre coupe-bande, nous utilisons la transformation suivante :

$$\omega \rightarrow -\Delta \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0^{-1}}{\omega'} \right) \quad (\text{I.23})$$

Il suffit alors pour obtenir le filtre coupe-bande, de faire l'inverse du cas du filtre passe-bande, où il faut remplacer les inductances par le circuit LC parallèle défini par :

$$C'_i = \frac{1}{\Delta L_{i0} \Delta g \omega} = \frac{1}{\omega_0} \quad (\text{I.24})$$

$$L'_i = \frac{\Delta L_i}{\omega_0} = \frac{\Delta g_i}{\omega_0} \quad (\text{I.25})$$

Et remplacer les capacités par le circuit LC série défini par :

$$C'_i = \frac{\Delta C_i}{\omega_0} = \frac{\Delta g_i}{\omega_0} \quad (\text{I.26})$$

$$L'_i = \frac{1}{\Delta C \omega_{i0}} \frac{1}{\Delta g \omega_{i0}} \quad (I.27)$$

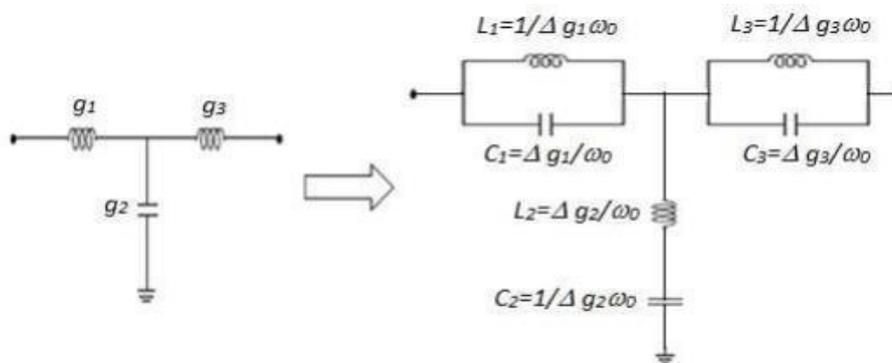


Figure I.2: Transformation passe-bas → coupe-bande.

Calcul du degré de filtre passe-bande de Tchebychev

Le nombre d'ondulations, correspondant à l'ordre du filtre, représente le nombre de cellules constituant le filtre. Ce nombre est déterminé à partir de l'approximation de Tchebychev.

$$N \geq \frac{10 \log_{10} \left(\frac{A_{\min}}{10^{10}-1} \right) \log_{10} \left(10^{10}-1 \right) + 0.6}{0.6 + 2 \log \left(\frac{F_{u2} - F_{u1}}{F_{s2} - F_{s1}} \right)} \quad (I.28)$$

Différentes technologies de filtres passifs

Dans ce contexte, nous nous concentrons uniquement sur les technologies de filtres passifs hyperfréquences, c'est-à-dire celles qui ne nécessitent aucune source d'alimentation pour fonctionner. Nous présenterons brièvement les avantages et les inconvénients de chaque technologie. Le choix de la technologie la plus adaptée dépend des exigences du système dans lequel le filtre sera intégré, [12] telles que l'application visée, la fréquence de fonctionnement, le niveau de réjection, la sélectivité requise, ainsi que la largeur de bande passante.

Résonateurs

Les résonateurs hyperfréquences sont utilisés dans diverses applications telles que les filtres, les oscillateurs, les appareils de mesure de fréquence et les amplificateurs. Le fonctionnement des résonateurs hyperfréquences est très similaire à celui des résonateurs dans les circuits électriques. Cette section commence par un rappel des concepts des circuits résonants RLC en série et en parallèle.

Circuits résonants Série et Parallèle

A la résonance, un circuit hyperfréquences peut généralement être modélisé par un circuit RLC série ou parallèle. Les propriétés de base de ce type de circuit est étudié ici.

Circuit Résonant Série

L'impédance d'entrée de ce circuit est :

$$Z_{in} = R + jX(\omega) \text{ ou } X(\omega) = \omega L - \frac{1}{\omega C} \quad (I.29)$$

et la puissance complexe fournie au résonateur est :

$$P_{in} = \frac{1}{2} V^* I = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} Z_{in} \left| \frac{V}{Z_{in}} \right|^2 \quad (I.30)$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 (R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C}) \quad (I.31)$$

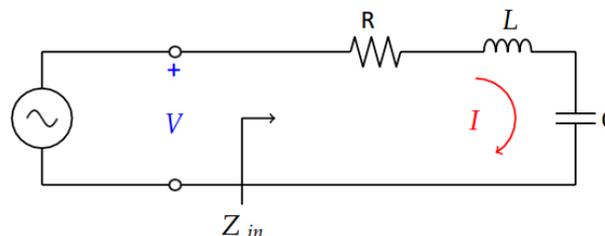


Figure I.11: Circuit RLC série

puissance dissipée par la résistance est :

$$P_{pertes} = \frac{1}{2} R |I|^2 \quad (I.32)$$

et l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance est :

$$w_m = \frac{1}{4} L |I|^2 \quad (I.33)$$

et l'énergie électrique emmagasinée dans la capacitance est :

$$w_e = \frac{1}{4} C |V_c|^2 = \frac{1}{4\omega^2 C} |I|^2 \quad (I.34)$$

Où V_c est la tension aux bornes du condensateur. L'équation de la puissance complexe peut alors être réécrite :

$$P_{in} = \frac{1}{2} V \cdot I^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 \quad (I.35)$$

$$P_{in} = P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (I.36)$$

et l'impédance d'entrée devient :

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e)}{0.5|I|^2} \quad (I.37)$$

La résonance a lieu lorsque $W_m = W_e$, ce qui donne une impédance d'entrée à la résonance de :

$$Z_{in} = \frac{P_{pertes}}{0.5|I|^2} = R \quad (I.38)$$

Ce qui est purement réel. La fréquence à la résonance est :

$$X(\omega_0) = \omega_0 L - \frac{1}{C\omega_0} = 0 \quad \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (I.39)$$

Un paramètre important des résonateurs est le facteur de qualité Q , qui est défini par [11]

$$Q = \omega \frac{\text{Energie moyenne emmagasinée}}{\text{Energie perdue/seconde}} = \omega \frac{W_m + W_e}{R} \quad (I.40)$$

Le facteur de qualité est une indication des pertes dans un circuit : un facteur de qualité plus élevé implique moins de pertes. Pour le circuit série, le facteur de qualité donne :

$$Q = \omega_0 P \frac{2W_m}{pertes} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{RC\omega_0} \quad (I.41)$$

ce qui montre que Q augmente si R diminue.

Circuit Résonant Parallèle

Le circuit RLC parallèle de la figure (I.18) est le dual du circuit RLC série.

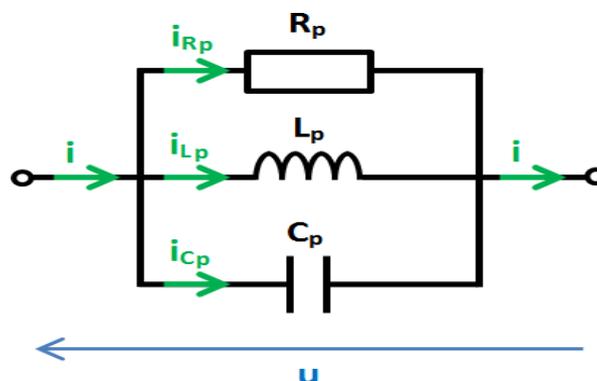


Figure I.12: Circuit RLC parallèle.

L'impédance d'entrée est:

$$Z_{in} = \left[\frac{1}{R + jB(\omega)} \right]^{-1} \quad \text{OUB}(\omega) = \omega C \frac{1}{\omega L} \quad (\text{I.42})$$

$$Z_{in} = \left[\frac{1}{R} - \frac{j}{\omega L} + j\omega C \right]^{-1} \quad (\text{I.43})$$

La puissance complexe fournie au résonateur est [25]:

$$P_{in} = \frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} |V|^2 \frac{1}{Z_{in}^*} \quad (\text{I.44})$$

La puissance dissipée par la résistance est:

$$P_{pertes} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \quad (\text{I.45})$$

Et l'énergie électrique emmagasinée dans la capacitance est:

$$W_e = \frac{1}{4} C |V|^2 \quad (\text{I.46})$$

Et l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance est:

$$W_m = \frac{1}{4} |L_L|^2 = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (\text{I.47})$$

Où I est le courant dans l'inductance.

La puissance complexe est

$$P_{in} = \frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 \quad (\text{I.48})$$

Tapez une équation ici.

$$P_{in} = P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (\text{I.49})$$

ce qui est identique à l'équation (A.7). De façon similaire, l'impédance d'entrée est [25]:

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{pertes} + 2j\omega(W_m - W_e)}{0.5|I|^2} \quad (\text{I.50})$$

La résonance a lieu lorsque $W_m = W_e$, ce qui donne :

$$Z_{in} = R \quad (I.51)$$

Comme dans le cas série. La fréquence de résonance est la même :

$$B(\omega_0) = \omega_0 C - \frac{1}{L\omega_0} = 0 \quad \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (I.52)$$

Le facteur de qualité, pour le cas parallèle, est :

$$Q = \omega_0 P \frac{2E_m}{pertes} = \frac{R}{\omega L_0} = RC\omega_0 \quad (I.53)$$

Dans ce cas-ci, le facteur de qualité augmente si la résistance augmente. Près de la résonance, l'impédance d'entrée peut être simplifiée en utilisant l'approximation

$$Q = \omega_0 P \frac{2E_m}{pertes} = \frac{R}{\omega L_0} = RC\omega_0 \quad (I.54)$$

Si on définit $\omega = \omega_0 \Delta + \omega_0$, où Δ est petit, l'impédance d'entrée peut être écrite selon :

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1 - \Delta^2 \omega_0^2 / \omega_0^2}{j\omega_0} + j\omega_0 C_0 + j\Delta\omega C \right)^{-1} \quad (I.55)$$

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + 2j\Delta\omega RC} \equiv \left(1 + 2jQ\Delta\omega \frac{R}{\omega_0} \right)^{-1} \quad (I.56)$$

en utilisant le fait que $\omega_0 = 1/LC$. lorsque $R = \infty$, l'équation devient :

$$\omega_0 \left(1 + \frac{j}{2Q} \right)^{-1} \rightarrow \omega_0 \quad (I.57)$$

I.9.3. Court-circuit/ circuit ouvert d'un résonateur de la ligne de transmission

a) Ligne $\lambda_0/2$ court-circuitée

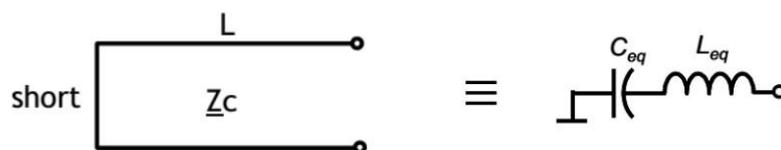


Figure I.13: Ligne $\lambda_0/2$ court-circuitée

$$L = \frac{\lambda_0}{2}, \underline{L}_{eq} = 2\omega \frac{\pi Z_c}{0} \tag{I.58}$$

b) Ligne $\lambda_0/4$ court-circuitée

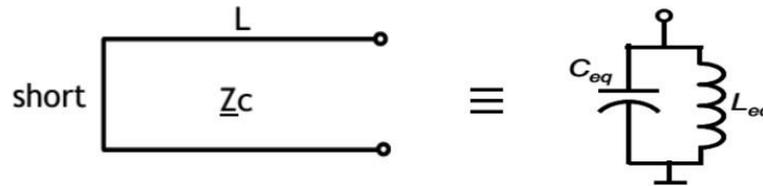


Figure I.3: Ligne $\lambda_0/4$ court-circuitée

$$L = \frac{\lambda_0}{4}, \underline{C}_{eq} = 4\omega \frac{\pi Y_c}{0} \tag{I.59}$$

c) Ligne $\lambda_0/4$ en circuit ouvert

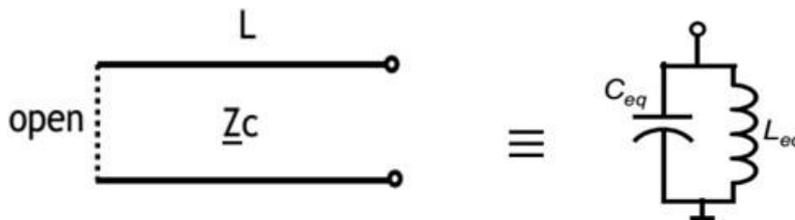


Figure I.4: Ligne $\lambda_0/2$ court-ouvert

$$L = \frac{\lambda_0}{2}, \underline{C}_{eq} = 2\omega \frac{\pi Y_c}{0} \tag{I.60}$$

c) Ligne $\lambda_0/4$ en circuit ouvert:

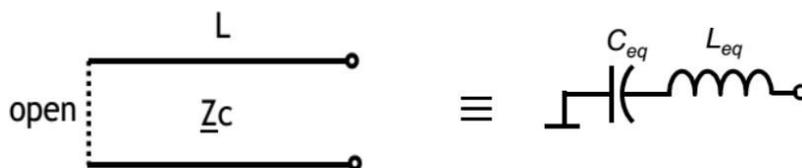


Figure I.5: Ligne $\lambda_0/4$ court-ouvert

$$L = \frac{\lambda_0}{4}, \underline{L}_{eq} = 4\omega \frac{\pi Z_c}{0} \tag{I. 61}$$

(II.)

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons proposé une présentation générale des filtres hyperfréquences. Nous avons abordé la théorie des filtres ainsi que leur rôle, les différents types de filtres, leurs principales caractéristiques, les diverses technologies de réalisation, ainsi que les fonctions de filtrage basées sur les approximations de Butterworth, Tchebychev et Elliptique. Nous avons également traité la transformation en fréquence à partir du prototype passe-bas. Enfin, une introduction à la synthèse des filtres a été présentée. [13]

Référence

- [1] Résumé de la méthode de synthèse de filtre, (2007-2008), Méthode de synthèse de filtre (résumé), 4RT INSA Toulouse, lien : <https://fr.scribd.com/document/369443542/synthesefiltrepdf>.
- [2] n. senhadji, "conception et réalisation d'un filtre passif planaire à deux ordres sur PCB", thèse de doctorat, université des sciences et techniques d'Oran mohamed boudiaf, p 8, 2020.
- [3] p. m. djuricy, j. Zhang, t. ghirmaiy, y. huangy, and j. h. kotecha, " applications of particle filtering to communications: a review", article, University of Wisconsin at madison, madison, Wi, 53706.
- [4] fengyanan, qianqianwu and bilong Liu, "audio compensation with cascade biquad filters for feedback active noise control headphones", article, school of mechanical and automotive engineering, Qingdao University of technology, Qingdao 266520, china, processes 2022, 10, 730.
- [5] m. fréneá, "filtrage analogique: généralité", livre, ENS Cachan-antenne de Bretagne, p13 p16, 2003.
- [6] Smith, R. N. (1997). *Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists*. Wiley.
- [7] Cheng, K. C. (2014). *Digital Filter Design Solutions*. Wiley.
- [8] Chen, W., & Zhang, Z. (2003). *Digital Signal and Image Processing: Theory and Applications*. Springer.
- [9] Oppenheim, A. V., Schäfer, R. W., & Buck, J. R. (2010). *Discrete-Time Signal Processing*. Pearson.
- [10] <https://www.mathworks.com/help/signal/ref/ellip.html>
- [11] Matthaei, G. L., Young, L., & Jones, E. M. T. (1980). *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Artech House.
- [12] Hong, J.-S., & Lancaster, M. J. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley.
- [13] Pozar, D. M. (2011). *Microwave Engineering*. Wiley.

Chapitrell:

**Conceptiondesfiltrespasifs
aveclatechnologie Planaire**

Chapitre II

Conception des filtres passifs avec la technologie Planaire

Chapitre II

II.1 Introduction

Une ligne de transmission est un ensemble de conducteurs au minimum deux si l'on considère la masse utilisée pour transporter un signal électrique entre une source (ou émetteur) et une charge (ou récepteur). En plus de cette fonction principale, ces lignes peuvent être exploitées pour réaliser des dispositifs comme des filtres, des transformateurs d'impédance, ou des coupleurs, entre autres. Les lignes de transmission les plus couramment rencontrées sont les câbles coaxiaux, les lignes bifilaires, et les paires torsadées. Sur les circuits imprimés et les circuits intégrés, on utilise fréquemment des lignes micro-ruban et des lignes coplanaires. Une ligne de transmission se distingue par plusieurs caractéristiques : son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui mesure les pertes le long de la ligne), ainsi que la vitesse de propagation des signaux, qui est influencée par le matériau diélectrique utilisé.

Différentes technologies de filtres passifs

Dans ce contexte, nous nous concentrons uniquement sur les technologies de filtres passifs hyperfréquences, c'est-à-dire celles qui ne nécessitent aucune source d'alimentation pour fonctionner. Nous présenterons brièvement les avantages et les inconvénients de chaque technologie. Le choix de la technologie la plus adaptée dépend des exigences du système dans lequel le filtre sera intégré, telles que l'application visée, la fréquence de fonctionnement, le niveau de réjection, la sélectivité requise, ainsi que la largeur de bande passante.

Technologie volumique

La technologie volumique est l'une des plus anciennes utilisées dans le domaine des hyperfréquences. Elle repose sur le principe de la résonance électromagnétique à l'intérieur de cavités métalliques jouant le rôle de résonateurs. Ces cavités permettent aux ondes électromagnétiques de résonner selon différents modes. Pour guider ces ondes, la technologie

Volumique utilise des guides d'ondes, qui se déclinent principalement en deux types : les guides rectangulaires et les guides circulaires. Le choix entre ces deux formes dépend des exigences spécifiques de l'application visée.

Les guides d'ondes

Une guide d'onde est une portion d'espace vide ou remplie par un diélectrique (milieu isolant) et limité par un conducteur supposé parfait. Il sert à canaliser l'OEM dans cette portion de l'espace sans dissipation de son énergie. Le guide d'onde est invariant par translation dans une direction qui sera la direction de propagation de l'OEM. Il existe un très grand nombre de guides d'ondes, les uns métalliques, les autres diélectriques. Ce sont, dans tous les cas, des structures qui restent invariantes quand on effectue une translation selon un axe qui constitue la direction de propagation de la puissance active.

Les types de guides d'ondes

On distingue deux catégories de guides d'ondes.

Guides d'ondes rectangulaires

Le guide rectangulaire est l'un des premiers types de lignes de transmission utilisés pour acheminer des signaux hyperfréquences. De nombreux composants, tels que des coupleurs, détecteurs ou atténuateurs, sont disponibles sur le marché pour des fréquences allant de 1 GHz à plus de 220 GHz. Bien que les circuits hyperfréquences deviennent de plus en plus compacts, les guides rectangulaires restent largement utilisés en raison de leur capacité à transporter de grandes puissances. [1] Le guide rectangulaire possède un seul conducteur et ne peut donc pas supporter de mode TEM. Étant donné que les modes TE et TM ont des fréquences de coupure, ce type de guide présente une fréquence minimale de fonctionnement.

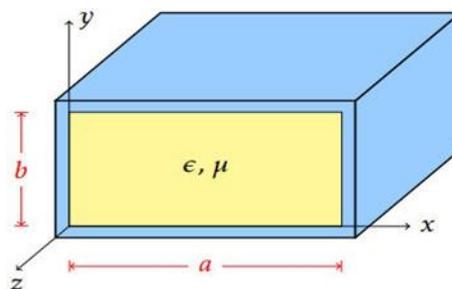


Figure II.1: Guide d'onde à section rectangulaire.

Les guides d'ondes circulaires

Le guide d'ondes circulaire est un cylindre métallique, creux, de rayon a . Il est représenté dans le système de coordonnées cylindriques sur la (figure II.2) ou l'axe z est toujours défini comme étant la direction de propagation

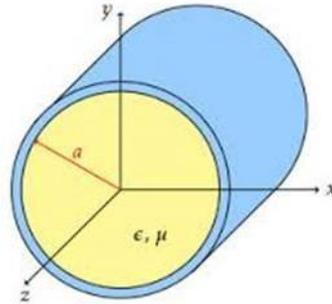


Figure II.2: Guide d'onde circulaire.

Lignes de transmission planaires (lignes imprimées)

Les lignes de transmission planaires, souvent appelées lignes imprimées, sont des structures miniatures utilisées pour la transmission de signaux en hyperfréquence, principalement dans des dispositifs intégrés où l'émetteur et le récepteur sont regroupés au sein d'un même module. Elles se composent de deux conducteurs plans séparés par une couche isolante, appelée substrat diélectrique, sur laquelle les conducteurs sont déposés selon des procédés de fabrication similaires à ceux des circuits imprimés. Cette configuration permet une intégration compacte, une grande reproductibilité et une compatibilité avec les technologies de fabrication en microélectronique. Parmi les différentes topologies existantes, la ligne micro-ruban (microstrip line) est la plus représentative et la plus utilisée. Elle se compose d'un conducteur supérieur déposé sur le substrat et d'un plan de masse situé en dessous, permettant une propagation contrôlée du signal électromagnétique.

Types de circuits planaires

- **MICS (Microwave Integrated Circuits)**
 1. Circuits micro-ondes intégrés.
 2. Substrat recouvert de cuivre.
 3. Composants fixés par soudure (pas tous intégrés).
 4. Circuits passifs et actifs montés de façon hybride.
- **MMICS (Monolithic Microwave Integrated Circuits)**
 1. Composants passifs et actifs intégrés sur le même substrat.
 2. Fabrication monolithique.
 3. Idéal pour des circuits compacts et hautement intégrés.
- **HMICS (Hybrid Microwave Integrated Circuits)**

1. Circuits miniaturisés hybrides.
2. Intègrent composants passifs, interconnexions et éléments de liaison.
3. Avantages: réduction de taille et de masse, meilleure fiabilité et reproductibilité.
4. Usage: militaire, spatial, applications spécialisées, applications spécialisées

Avantages et inconvénients des circuits planaires

Les lignes de transmission possèdent certaines propriétés telles que :

- Faible coût
- Faible poids, faibles dimensions et légèreté
- Compatibilité avec circuits intégrés
- Performances intéressantes
- Meilleures fiabilité et reproductibilité
- Les composants élémentaires peuvent être additionnés aux circuits; sa structure ouverte la rend en effet, très commode pour l'utilisation des MICs. L'inconvénient majeur qui retient l'attention est que les lignes micro rubans sont considérées comme des lignes ouvertes qui rayonnent de l'énergie dans l'espace environnant

Technologies planaires

Les structures planaires de propagation d'ondes électromagnétiques jouent un rôle fondamental dans la conception des dispositifs électroniques fonctionnant à haute fréquence (micro-ondes). Grâce à leur configuration, ces structures permettent une intégration plus compacte des composants, ce qui entraîne une réduction significative de l'encombrement des dispositifs. Ainsi, bien que plusieurs types de structures aient été étudiés par les chercheurs, la technologie planaire s'avère la plus avantageuse pour les applications modernes. [2]

Technologie coplanaire

La technologie coplanaire est constituée d'un plan de masse déposé sur une seule face du substrat. Sur cette même face, le conducteur chaud (ruban métallique) est délimité grâce à deux fentes parallèles. [3] L'intérêt de cette technologie réside dans la compacité des circuits et la facilité de réalisation. En effet, les trous métallisés ne sont pas nécessaires pour réaliser des court-circuit, et il est possible de reporter facilement des composants discrets, qu'ils soient connectés en série ou en parallèle. Le principal inconvénient de cette technologie est la difficulté à garder un mode TEM sur l'ensemble du circuit. En effet, la présence de deux plans de masse et d'un conducteur pour cette

technologie fait apparaître deux modes de propagation possibles, un mode quasi-TEM (impair) recherché et un mode TE (pair) non désiré.

Technologie micro ruban

La technologie micro-ruban est une technique de conception et de fabrication de circuits à micro-ondes et radiofréquences (RF) basée sur des lignes de transmission planaires. Elle consiste à déposer une fine bande conductrice, appelée ruban ou tracé micro-ruban, sur un substrat isolant, au-dessus d'un plan de masse. Cette configuration permet la propagation guidée d'ondes électromagnétiques à haute fréquence. [4].

Technologie tri plaque

La technologie tri plaque consiste à utiliser un ruban métallique noyé dans un substrat sur les faces duquel sont situés des plans de masse. Cette technologie tri plaque peut être symétrique (La ligne de transmission est située à égale distance des deux plans de masse) ou asymétrique (Le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre). Comme dans le cas de la technologie coplanaire, il y a trois conducteurs donc deux modes différents peuvent exister, or un seul est exploitable, c'est pourquoi il est nécessaire de relier les deux plans de masse par des trous métallisés afin d'empêcher le mode parasite de s'installer. Cette technologie permet de réaliser des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure. Les circuits tri plaques sont bien isolés des parasites électromagnétiques grâce aux plans de masse situés sur les faces supérieure et inférieure du substrat, de plus, il n'y a pas de pertes par rayonnement. Les inconvénients majeurs rencontrés par cette technologie concernent les dispersions technologiques qui ont un impact fort sur la réponse électrique en raison de l'immersion totale de la ligne dans le substrat. De plus, le report d'éléments actifs ou tout autre élément discret n'est pas aisé. [5].

Technologie multicouche (LTCC)

Pour satisfaire à la fois aux critères de faibles coûts, de faible encombrement des circuits et interconnexions, et de montée en fréquence des systèmes de communication, des solutions d'intégration multi niveaux ou multicouches ont été développées. La plus répandue est la technologie LTCC pour « Low Temperature Cofired Ceramic ». Cette technologie comprend plusieurs couches diélectriques avec des permittivités différentes (céramique, polyamide, téflon...)[6].

Technologie microstrip

La technologie microstrip consiste en une mince bande conductrice déposée sur la face supérieure d'un substrat diélectrique. La face inférieure de ce substrat est entièrement recouverte d'une couche métallique, qui sert de plan de masse, comme illustré à la figure (II.3). Le substrat diélectrique est caractérisé par sa permittivité relative (ϵ_r) et son épaisseur (h). Il joue un double rôle essentiel :

- Il constitue un support mécanique pour l'alignement de transmission.
- Il permet la propagation du champ électromagnétique, qui se répartit en partie dans l'air (au-dessus de la bande conductrice) et en partie dans le substrat, formant un mode de propagation quasi-TEM.

Ce type de structure est très utilisé dans les circuits haute fréquence (RF et micro-ondes), notamment pour la réalisation d'antennes, de filtres, de coupleurs et d'autres composants passifs.

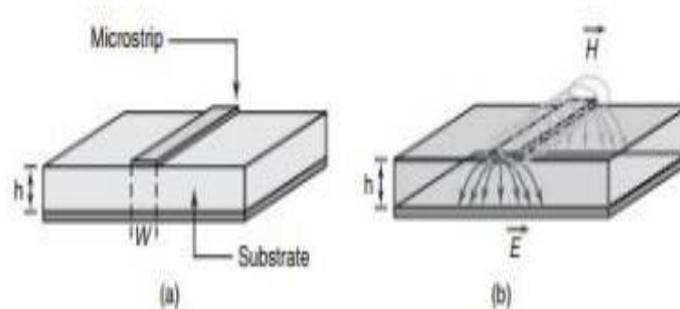


Figure II.3: Technologie microstrip

Présentation de la ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban est une ligne de transmission planaire constituée d'un ruban conducteur (généralement en cuivre) déposé sur un substrat diélectrique, tel que le téflon, le verre ou l'époxy, et accompagnée d'un plan de masse. La Figure II. 4 (a) illustre la structure de cette ligne de transmission, mettant en évidence la disposition de ses différents éléments. Le cas le plus courant correspond à un circuit imprimé à deux faces, où l'une des faces est entièrement cuivrée, formant ainsi un plan de masse. Ce type de structure est fréquemment utilisé dans des configurations similaires à la ligne micro-ruban,

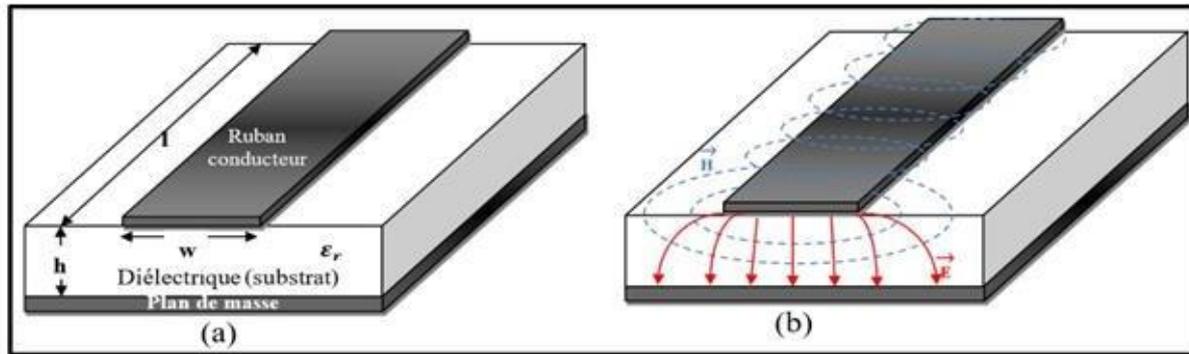


Figure II.4: Ligne micro-ruban (a): Structure (b): Répartition des champs électromagnétiques.

Cette ligne présente les spécificités suivantes [7]:

- W : la largeur de la ligne (calculée par le concepteur en fonction de la valeur souhaitée d'impédance caractéristique) ;
- h : épaisseur de diélectrique (donnée par le fournisseur);
- L : la longueur de la ligne (calculée par le concepteur en fonction des besoins);
- T : épaisseur du métal (donnée par le fournisseur);
- ϵ_r : Constante diélectrique relative du substrat (donnée par le fournisseur).

Mode de propagation sur la ligne

Le mode prédominant sur une ligne micro-ruban est un mode hybride. Cependant, si la fréquence de fonctionnement n'est pas très élevée, et que le substrat possède une permittivité importante et de faibles pertes, les champs électriques (E) et magnétiques (H) sont principalement confinés au substrat diélectrique. Dans ce contexte, les composantes longitudinales (E_z et H_z) deviennent négligeables par rapport aux composantes transverses (E_t et H_t). En raison de cette faible amplitude des composantes longitudinales, on peut approximativement considérer que le mode dominant sur la ligne micro-ruban est un mode quasi-TEM [8] (voir Figure II. 4 (b)). Cette figure illustre que certaines lignes de champ se trouvent dans l'air, donnant ainsi une caractéristique hybride ou inhomogène à la structure. Ainsi, on peut considérer cette configuration comme un milieu homogène imaginaire représentant une permittivité effective ϵ_{eff} inférieure à celle du substrat ϵ_r .

Longueur d'onde dans une ligne micro-ruban

La longueur d'onde dans une ligne micro-ruban est inférieure à celle du vide en raison de la présence du substrat. Elle est également influencée par la permittivité relative et la fréquence du signal. On peut exprimer la longueur d'onde dans une ligne micro-ruban comme suit :

Où :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{II.1})$$

λ_0 : La longueur d'onde dans le vide, qui est liée à la fréquence f par la relation:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (\text{II.2})$$

La permittivité élevée d'un substrat provoque une diminution de la longueur d'onde dans la ligne micro-ruban. Cette permittivité effective est déterminée en utilisant des formules d'analyse, associées au dimensionnement de ces lignes. L'objectif de ce dimensionnement est d'établir des paramètres tels que la largeur W et la longueur L . Cela se fait en utilisant des formules synthétiques. La section suivante fournira des détails sur ces formules.

Formules d'analyse (fournies avec le rapport w/h et la permittivité relative ϵ_r)

Selon SHNEIDER et HAMMEMERSTAD [9], on retrouve les formules d'analyse suivantes:

Lorsque $W/h \leq 1$:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right\} \quad \text{(II.3)}$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h}\right) \quad \text{(II.4)}$$

Lorsque $w/h \geq 1$:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12 \frac{h}{w})^{-0.5} \quad \text{(II.5)}$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right\}^{-1} \quad \text{(II.6)}$$

Formules de synthèse (fournies avec Z_c et la permittivité relative ϵ_r)

Pour effectuer la synthèse d'une ligne visant à calculer le rapport (w/h), divers auteurs ont formulé diverses formules. Pour une situation statique (avec une fréquence plutôt basse), par exemple, SHNEIDER et HAMMERSTAD [10] ont suggéré les formules de synthèse suivantes:

Cas d'une ligne large étroite

Cas d'une ligne large étroite ($w/h \leq 2$):

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad \text{(II.7)}$$

Avec:
$$A = \frac{Z_c w}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad \text{(II.8)}$$

Cas d'une ligne large ($w/h \geq 2$):

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \epsilon_r} [\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}] \right\} \quad \text{(II.9)}$$

Avec:
$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{(II.10)}$$

Lignes micro-ruban couplées

Les lignes couplées sont couramment utilisées pour la conception de filtres en technologie micro-ruban. La Figure II. 5(a) montre la structure de deux lignes micro-ruban couplées, chacune ayant une largeur W et étant séparée par une distance S . Cette configuration de lignes couplées supporte deux modes de propagation le mode paire et impair, comme illustré respectivement dans la Figure II. 5 (b et c) [11]:

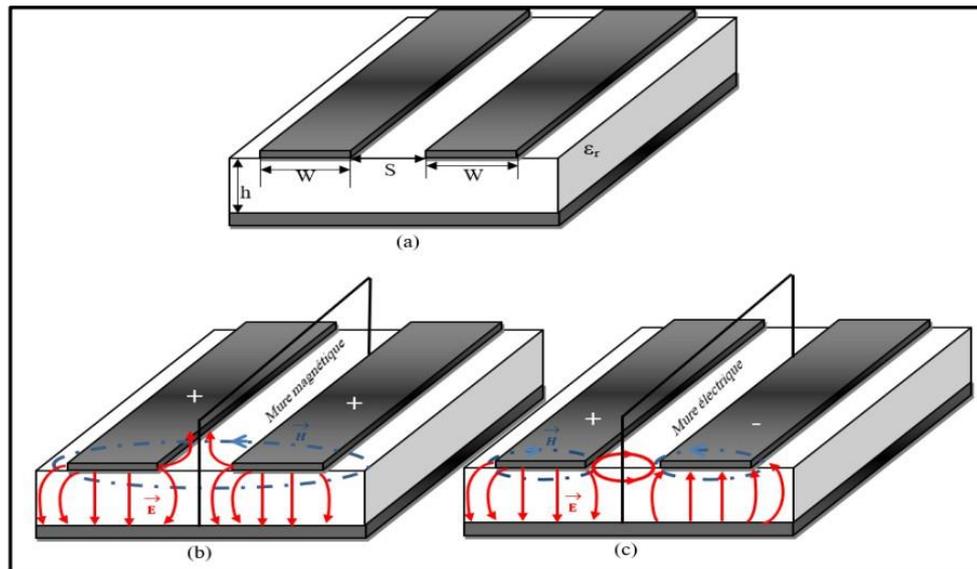


Figure II. 5: Lignes micro-ruban couplées (a) Structure 3D (b) excitations en mode pair (c) excitations en mode impair.

Pour le mode pair, comme illustré dans la Figure II. 5 (b), les courants traversent les deux conducteurs dans la même direction. Dans cette configuration, un circuit ouvert virtuel est créé entre les deux lignes couplées, et le plan de symétrie agit comme un mur magnétique. Dans ce mode, le champ magnétique généré par chaque conducteur s'étend et se renforce, ce qui conduit à un couplage inductif entre les deux lignes. En revanche, dans le mode impair comme montré dans la Figure II. 5 (c) pour une ligne micro-ruban couplée, les courants dans les conducteurs ont une amplitude identique mais circulent dans des directions opposées. Dans ce cas, un court-circuit virtuel est créé entre les deux lignes couplées, et le plan de symétrie agit comme un plan de masse flottant, souvent appelé mur électrique. Par ailleurs, le champ électrique, produit par la différence de potentiel entre les conducteurs, est principalement concentré entre eux, ce qui entraîne un couplage capacitif entre les deux lignes.

Domaine d'utilisation d'une ligne micro-ruban

La ligne micro ruban est l'une des structures de transmission les plus couramment utilisées en technologie hyperfréquence, en particulier dans les circuits imprimés (PCB). Elle permet de réaliser une large gamme d'impédances caractéristiques, typiquement de 10Ω à 200Ω , ce qui la rend particulièrement adaptée aux besoins d'adaptation d'impédance et de transmission de signaux à haute fréquence. Cette flexibilité est maintenue quelle que soit la nature ou l'épaisseur du substrat diélectrique, ce qui en fait une solution très polyvalente. Cependant, cette technologie présente certaines limites lorsqu'elle est utilisée en circuit intégré (IC). En effet, dans ce cas, l'épaisseur du substrat, souvent réduite à quelques micromètres, restreint fortement les dimensions géométriques des lignes, et par conséquent la plage d'impédances réalisables. Cela rend l'usage des lignes micro ruban plus contraint, voire inadapté, dans certaines configurations en technologie intégrée.

Avantages et inconvénients d'une ligne micro ruban

a) Avantages

- ✓ Facilité de fabrication
- ✓ Peu coûteux
- ✓ Compact et léger
- ✓ Large bande de fréquence

b) Inconvénients

- ✓ Sensibilité au substrat
- ✓ Champs peu confinés
- ✓ Faible efficacité pour de basses puissances
- ✓ Augmentation des pertes dues aux radiations émises.

Ligne à fente

La ligne à fente (slot line), encore appelée ligne encoche proposée par Cohn en 1968, La ligne à fente est constituée de deux conducteurs déposés sur la même face du substrat diélectrique, Chapitre 1 : Généralités sur les lignes de transmission 11 la deuxième face n'est pas métallisée, cette structure est particulièrement utile dans les circuits intégrés nécessitant des lignes à haut impédance car il est difficile d'obtenir des impédances caractéristiques inférieures à 60 Ohm pour les lignes à fentes.

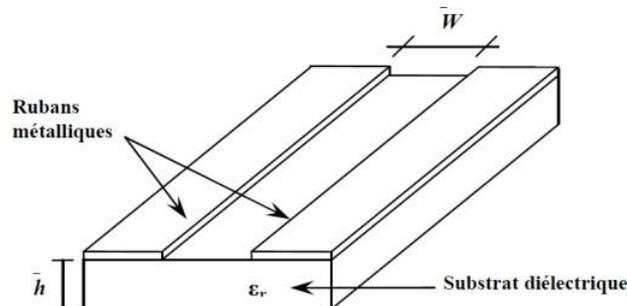


Figure.II.6:Ligne à fente

Ligne coplanaire

La ligne à rubans coplanaires (coplanaire trip line) est une structure de transmission constituée de deux conducteurs métalliques parallèles déposés sur la même face d'un substrat diélectrique. Cette configuration présente une certaine similitude avec la ligne coplanaire classique, bien qu'elle diffère par le nombre de conducteurs utilisés. La ligne coplanaire (coplanaire waveguide) proprement dite est formée de trois bandes métalliques: une bande centrale assurant la transmission du signal,

encadrée par deux plans de masse. Ces éléments sont également déposés sur la même face du substrat, tandis que la face opposée demeure non métallisée. Les bandes sont séparées par deux fentes étroites qui définissent les caractéristiques électromagnétiques de la ligne. Ces structures sont largement utilisées en hyperfréquences et en radiofréquences en raison de leur facilité d'intégration, de leur compatibilité avec les circuits imprimés, et de la possibilité de réaliser des composants passifs et actifs directement sur le même substrat.

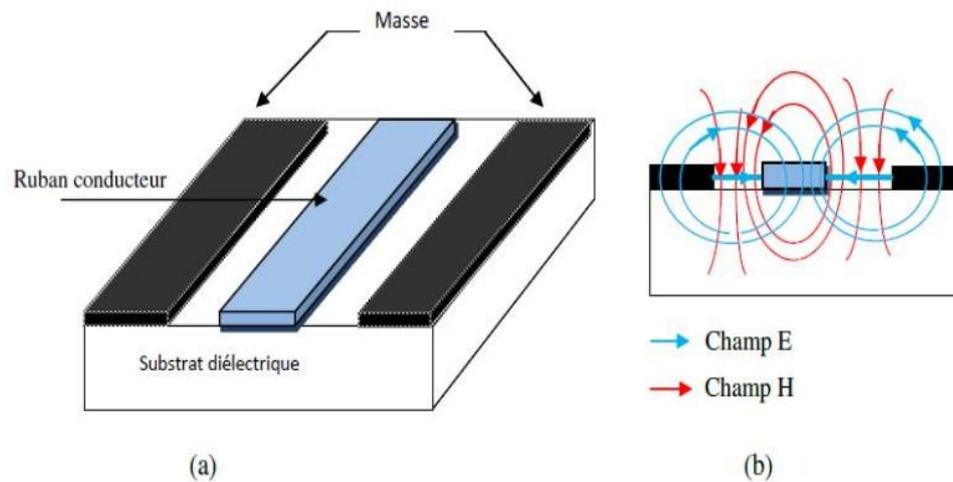


Figure.II.7:(a)Topologie de la ligne coplanaire.(b)Distribution des champs électrique et magnétique.

Ligne Tri plaque

La ligne tri plaque, également appelée ligne ruban, fut la première micro-ligne développée par Barrette et Barnes en 1951. Elle s'inspire directement de la structure de la ligne coaxiale.

Cette ligne se compose :

- d'un ruban conducteur central noyé dans un matériau diélectrique,
- entourée de deux plans de masse placés de part et d'autre du substrat.

Variante de la ligne tri plaques

Plusieurs configurations de lignes tri plaques sont utilisées selon les besoins des circuits micro-ondes :

- **Ligne triplaque centrée (a)**: la forme la plus idéale, assurant une bonne symétrie du champ électromagnétique.
- **Ligne triplaque décentrée (b)**: utilisée dans des cas spécifiques où des contraintes de conception l'imposent.
- **Ligne triplaque double orthogonale**: principalement employée dans des applications de haute tension, grâce à sa capacité à mieux gérer les contraintes électriques. [12]

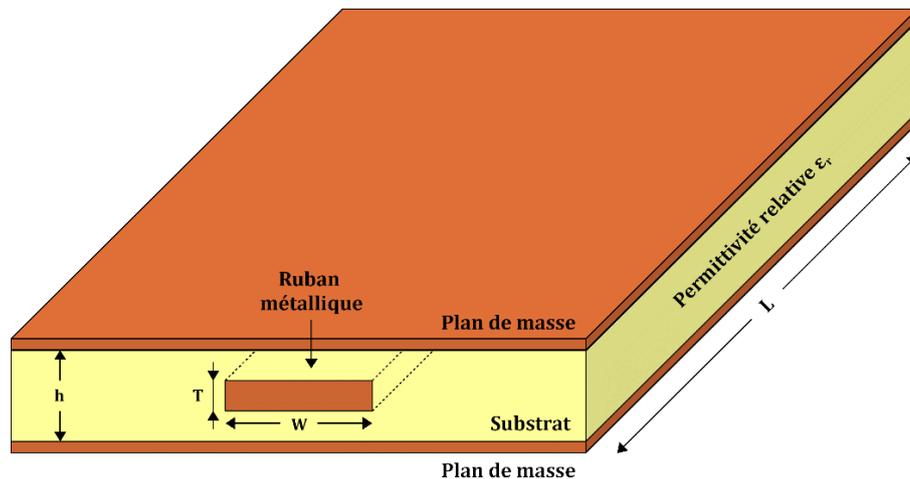


Figure II.8: Ligne tri-plaque

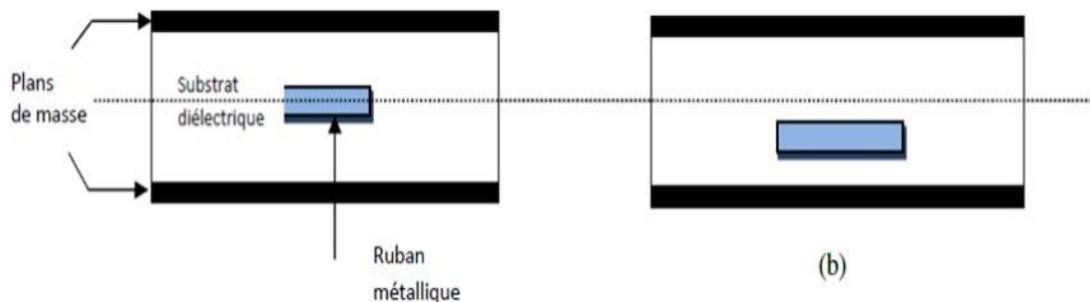


Figure II.9: (a) Topologie de la ligne triplaque centrée (b) Topologie de la ligne triplaque décentrée

Filtre en technologie micro rubans

Filtre passe-bande à base de résonateurs demi-onde

En technologie micro-ruban, les filtres passe-bande sont des dispositifs micro-ondes qui permettent de laisser un spectre précis de fréquences tout en minimisant ceux situés hors de ce spectre. Dans les systèmes radiofréquences, il est primordial d'utiliser ces filtres pour choisir des bandes de fréquence précises tout en excluant les fréquences non désirées. On identifie différentes configurations de filtres passe-bande en micro-ruban, notamment le filtre avec une ligne aux extrémités couplées (end-coupled) [13], le filtre avec un coupleur parallèle (edge-coupled) [14] et le

filtre à stub court-circuit quart d'onde. La Figure II. 10 présente le filtre à ligne aux extrémités couplées. Il emploie un couplage limité entre les lignes de transmission et se distingue par une bande passante relativement restreinte (environ 10 % à 20 % de la fréquence centrale), garantissant une sélectivité élevée tout en présentant des pertes significatives.

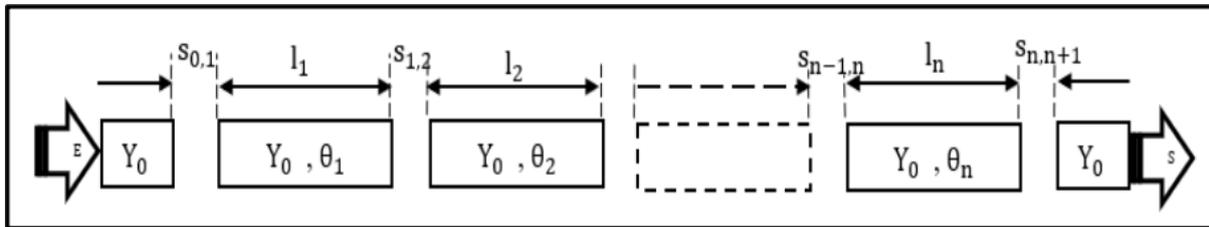


Figure II.10: Filtre passe-bande en micro-ruban aligné aux extrémités couplées.

Grâce à un fort couplage entre les résonateurs, le filtre à couplage parallèle (Figure II.11) offre une large bande passante (20 % à 40 % de la fréquence centrale), mais comporte des pertes d'insertion plus importantes. Enfin, le filtre à stub court-circuit quart d'onde (Figure II.12) se base sur des stubs court-circuités placés à une distance de $\lambda/4$ [15]. Cela permet d'obtenir une large bande passante (généralement entre 50 % et plus de la fréquence centrale). Sa structure est plutôt simple, mais nécessite un processus de production exact pour assurer un rendement optimal.

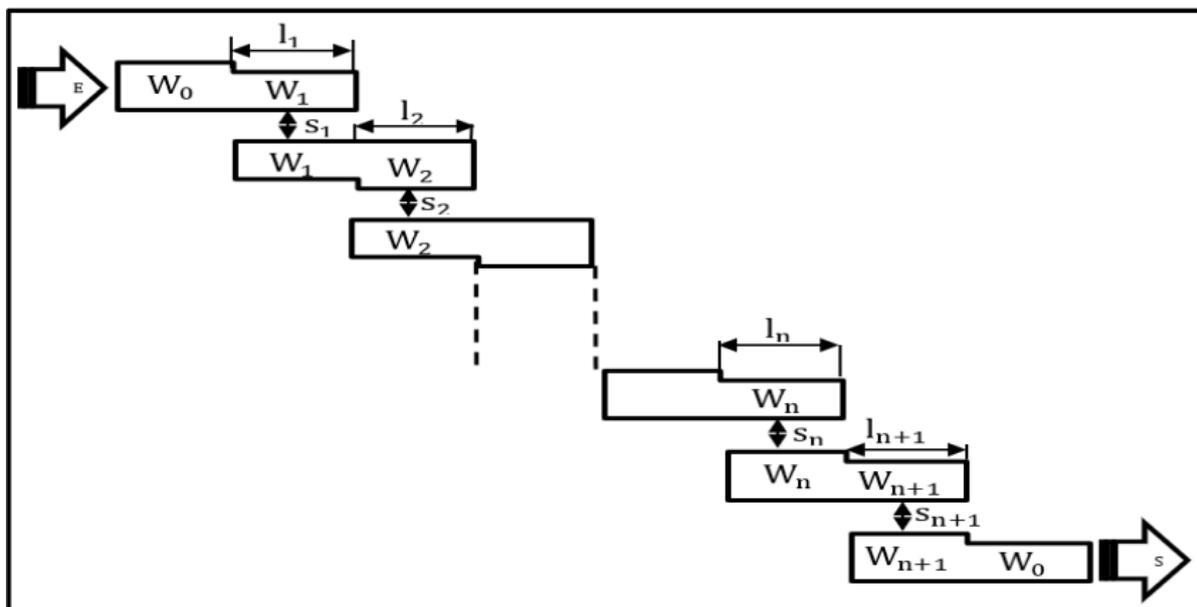


Figure II.11: Filtre passe-bande en micro-ruban avec un couple parallèle.

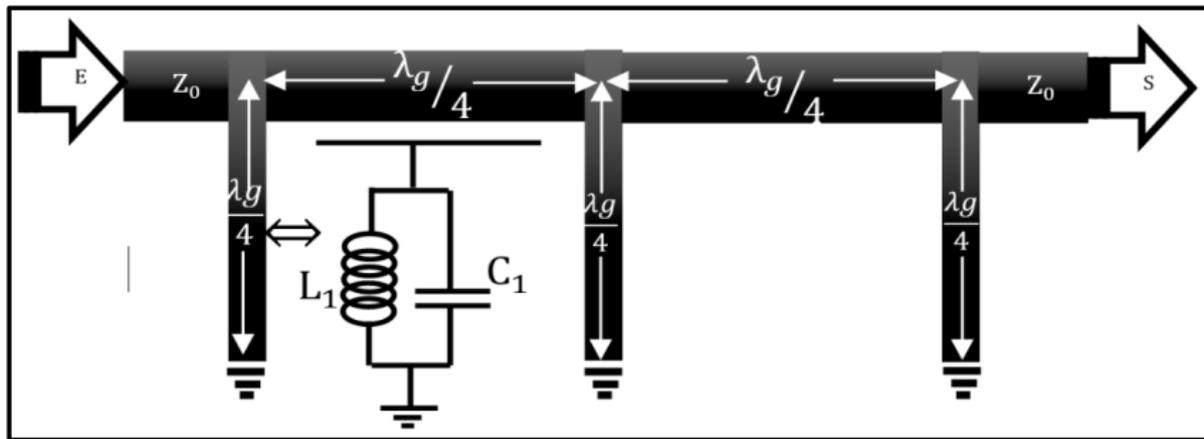


Figure II.12: Filtre passe-bande d'ordre 3 en technologie micro-ruban stub de longueur $\lambda/4$ terminé par un court-circuit.

En termes d'équivalence LC, ces trois types de filtres peuvent être modélisés par des réseaux LC. Les filtres à ligne ont extrémités couplées et à couplage parallèle emploient des résonateurs LC, où les inductances (L) et les capacités (C) sont organisées en parallèle et couplées entre elles pour créer des réseaux résonants. Dans le filtre à stub court-circuit quart d'onde, chaque stub court-circuité peut être représenté par un inducteur (L) et un condensateur (C) en parallèle, situés entre deux inverseurs d'impédance (ligne quart d'onde). Ces configurations LC permettent de simuler efficacement les comportements en fréquence de ces filtres, tout en offrant des performances variées selon la topologie choisie.

Filtre passe-bas micro-ruban

Les filtres passe-bas micro-ruban ont pour but d'éliminer les fréquences qui dépassent une fréquence de coupure précisée. Dans cette catégorie, on retrouve généralement deux sortes de filtres. Le filtre à saut d'impédance [16], [17] (Figure II. 13 (a)) est le premier, tandis que le filtre elliptique [18] (Figure II. 13(b)) fait appel à des résonateurs LC en série reliés en parallèle. Le filtre à saut d'impédance est basé sur des changements brusques de l'impédance de la ligne de transmission, modélisés par des composants inductifs et capacitifs respectivement. Un inducteur en série (L) est utilisé pour illustrer la ligne étroite, présentant une haute impédance, et un condensateur en parallèle (C) est utilisé pour illustrer la ligne large, qui présente une faible impédance. Cette alternance entre les inducteurs et les condensateurs génère des réflexions qui réduisent les hautes fréquences tout en permettant la transmission des basses fréquences. Par contre, le filtre elliptique est basé sur des inducteurs en série et des résonateurs LC. Chaque résonateur est composé d'un inducteur et d'un condensateur en série, qui sont ensuite connectés en parallèle (Figure II. 13 (b)). Cette configuration donne la possibilité de réduire rapidement les fréquences indésirables (bonne sélectivité) et de contrôler de manière précise la bande passante. Ainsi, les deux

types de filtres utilisent donc des réseaux LC pour modéliser leurs comportements en fréquence, avec des caractéristiques distinctes selon le type de filtre.

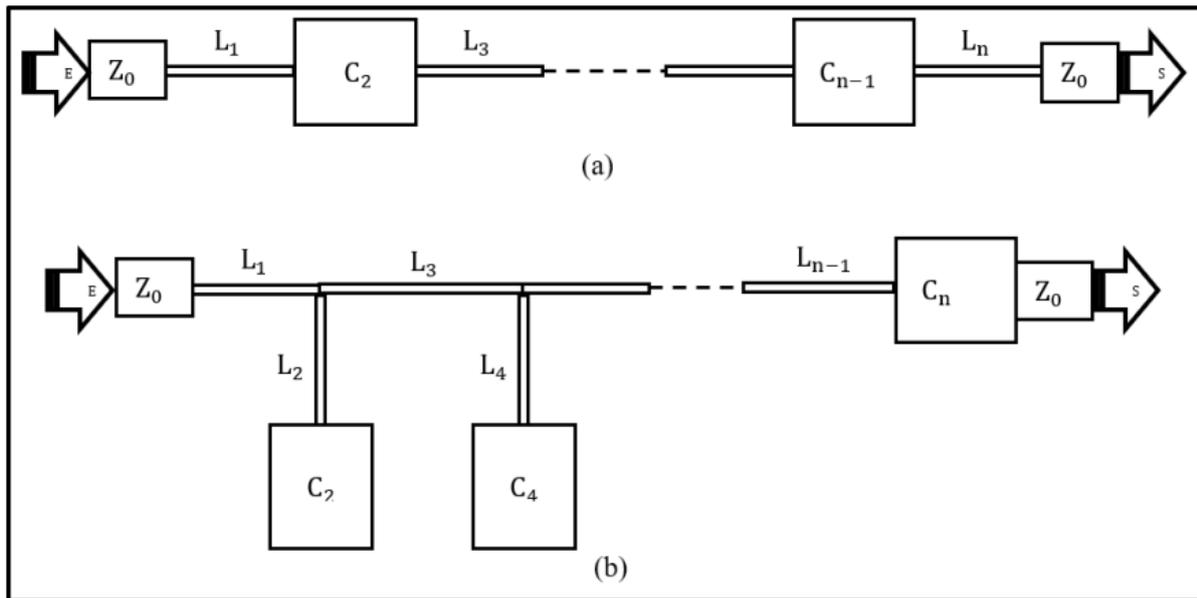


Figure II.13: Filtre passe-bas en micro-ruban : (a) à saut d'impédance (b) elliptique.

Filtre passe-haut en technologie micro-ruban

À l'opposé du filtre passe-bas, le filtre passe-haut autorise la transmission des fréquences dépassant une fréquence de coupure précise, tout en réduisant celles situées inférieurement à celle-ci. Dans le domaine de la technologie micro-ruban, diverses configurations de filtre passe-haut sont utilisées, associant des composants semi-localisés pour satisfaire aux exigences particulières en matière de performance, détail et coût. Pour le filtre passe-haut à compensation semi-localisé [19] (Figure II. 14 (a)) se sert d'inductances connectées en parallèle, formées de segments de ligne de courte longueur ($\lambda/8$) se terminant par un court-circuit. Ces segments de ligne jouent le rôle d'inducteurs qui bloquent les fréquences basses. En même temps, on utilise des capacités en série via des ouvertures inter digitées pour faciliter le passage de fréquences hautes. Cette configuration permet la production d'une réponse sélective en fréquence, tout en réduisant efficacement les fréquences indésirables. Une autre disposition fréquemment utilisée est le filtre passe-haut, qui comprend un stub de longueur $\lambda/8$ terminé par un court-circuit [20] (Figure II. 14 (b)). Ce type de filtre ressemble au filtre passe-bande à court-circuit et quart d'onde, sauf que la longueur du court-circuit est réduite à $\lambda/8$. Cette transformation génère une inductance plutôt qu'un circuit résonant LC, comme c'est le cas dans le filtre passe-bande (tableau I.2).

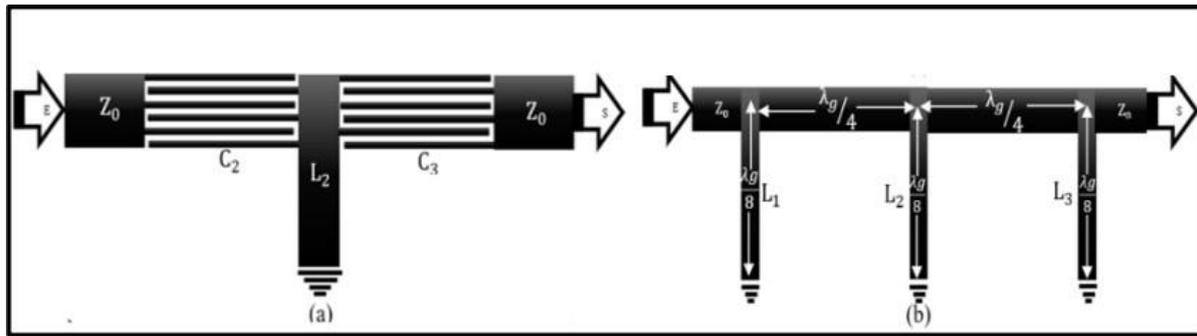


Figure II.14: Filtre passe-haut en technologie micro-ruban (a) à composants semi-localisés, (b) à stub de longueur $\lambda/8$ terminé par un court-circuit.

Filtre coupe bande micro-ruban

Un filtre coupe-bande basé sur la technologie micro-ruban est conçu pour réduire une gamme de fréquences précise tout en autorisant le passage d'autres fréquences. On utilise diverses topologies pour fabriquer de tels filtres, chacune présentant des particularités propres. Le premier type de filtre coupe-bande utilise des stubs ouverts de quart d'onde, séparés par des tronçons de ligne de transmission, chacun ayant une longueur égale à $\lambda/2$ (demi-onde) [21], comme illustré dans la Figure II. 15 (a). Chaque résonateur demi-onde peut être modélisé par un circuit LC en série et branché en parallèle. Ces résonateurs et tronçons de ligne créent une fréquence de résonance spécifique qui bloque une plage de fréquences.

Le deuxième type de filtre coupe-bande repose sur des résonateurs LC en série [22], où chaque résonateur est constitué d'un inducteur (généralement une ligne de transmission étroite, qui agit comme une inductance) et d'un condensateur (formé par une ligne large) qui sont en série et branchés en parallèle (Figure II. 15 (b)).

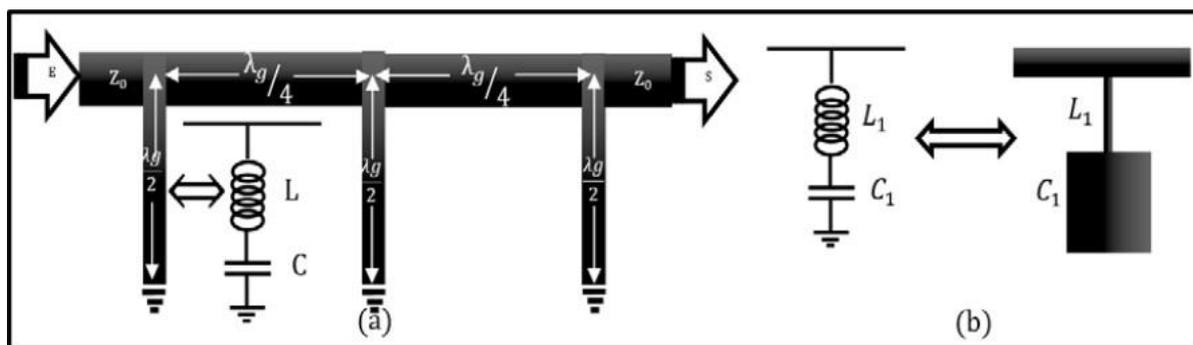


Figure II.15: Filtre coupe-bande en technologie micro-ruban (a) à stub de longueur $\lambda/2$ terminé par un court-circuit, (b) à composants semi-localisés.

Les filtres basés sur la technologie micro-ruban vont au-delà de ceux que nous avons déjà exposés. Effectivement, on retrouve une multitude de catégories et de configurations fondées sur cette technologie, comme les filtres multi bandes, le filtre ultra-large bande, entre autres. Chaque modification de configuration permet d'améliorer les performances du filtre en fonction des

exigences particulières, procurant une grande souplesse pour satisfaire aux besoins contemporains des systèmes de communication et des applications RF.

Conclusions

La ligne micro-ruban est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmission planaires en raison de sa simplicité de fabrication et des applications qu'elle permet tant en circuits passifs qu'en circuits actifs. Sur cette ligne, le mode de propagation est de type quasi-TEM. Son impédance caractéristique, pour une permittivité donnée, est déterminée principalement par le rapport w/h (avec w : largeur de la ligne et h : hauteur du diélectrique). Les propriétés de propagation de ces lignes dépendent des dimensions et de la permittivité du substrat. Le mode dominant de ces lignes est un mode hybride et la distribution des champs n'est pas connue analytiquement mais plutôt par une approximation quasi-TEM qui sera traité en détail dans le deuxième chapitre.

Ce chapitre a présenté la synthèse des filtres et des lignes micro-ruban, en mettant l'accent sur la maîtrise de leur conception. Une fois cette étape achevée, nous aborderons la conception des filtres décrits précédemment, en intégrant des technologies basées sur des structures micro rubans. Nous détaillerons spécifiquement la méthode de conception de ces filtres optimisés. Cependant, avant d'entamer leur développement, le chapitre suivant sera consacré à l'analyse approfondie des filtres planaires avec via. Cette approche nous permettra de mieux comprendre leur fonctionnement et d'optimiser leur intégration des via métalliques aux filtres afin d'améliorer leurs performances.

Référence

- [1] n.senhadji, «conception et réalisation d'un filtre passif planaire du second ordre sur PCB».
- [2] BoubrikNacer,ChamekSiad,FerhaniSamia.,«EtudeetApplicationdelatransmission SDH via fibre optique », (Diplôme d'ingénieur d'Etat en Electronique, Université Mouloud Mammeri- Tizi-Ouzou) ,2000.
- [3] TebinaRanda.,«Conceptiond'interfacegraphiquesousPythonenvueduchoix d'un support de transmission», (Mémoire de Master, en Télécommunications, Université Mohamed Khider – Biskra) ,2020
- [4] «Chapitre7élémentspassifsHyperfréquences»,(documentPDF).
- [5] « Modalisation d'une ligne de transmission homogène», (ensile : Ecole National Supérieur d'ingénieur de Limoges).
- [6] H. Issa. "Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS - Application à la synthèse de filtres", Micro et nanotechnologies/Micro électronique. UJF, 2009.
- [7] D.M.Pozar,*MicrowaveEngineering*,4thed.,JohnWiley&Sons,2012.
- [8] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, 2nd ed., Prentice Hall, 1997
- [9] E.HammerstadandO.Jensen,"Accuratemodelsformicrostripcomputer-aideddesign",in *Proc.IEEMTT-SInt.MicrowaveSymp.*,1980,pp.407-409.
- [10] R.E.Collin,*FoundationsforMicrowaveEngineering*, 2nded., McGraw-Hill,1992.
- [11], [14] K.C. Gupta, R. Garg, I.J. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed., Artech House, 1996.
- [12] D. M.Syahkal,*IntegratedMicrowaveCircuits*, 1sted.,Chapman&Hall,1995
- [13] I.J.BahlandP. Bhartia,*MicrowaveSolidStateCircuitDesign*,2nded., Wiley,2003.
- [15] J.-S.HongandM.J.Lancaster,*MicrostripFiltersforRF/MicrowaveApplications*,Wiley,2001
- [16] G.L.Matthaei,L.Young,andE.M.T.Jones,*MicrowaveFilters,Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, 1964.
- [17] I.J.Bahl,*LumpedElementsforRFandMicrowaveCircuits*,ArtechHouse,2001
- [18] R. Levy,R. V. Snyder, and G. Matthaei,*Microwave Filters,Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 2001.
- [19] T. Itoh (ed.), *Planar Transmission Line Structures*, IEEE Press, 1987.
- [20] J.Helszajn,*MicrowaveFiltersforCommunicationSystems:Fundamentals,DesignandApplications* , McGraw-Hill, 1998
- [21] G. Matthaei, L. Young, andE.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1980.
- [22] I.J.BahlandP.Bhartia,*MicrowaveSolidStateCircuitDesign*, Wiley,2003.

Chapitre III:
Conception d'un filtre passe bande
avec la technologie Planaire

Chapitre III

Conception d'un filtre passe bande avec la technologie Planaire

Chapitre III

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous mettrons en application les concepts développés dans les chapitres précédents, en nous consacrant à l'analyse et à la conception de filtres en technologie micro-ruban. Dans un premier temps, nous aborderons la conception d'un filtre passe-bande en bande C à l'aide du logiciel **Microwave Office (AWR)**. Nous étudierons également plusieurs filtres conventionnels en technologie micro-ruban, couramment utilisés dans les systèmes hyperfréquences. Une attention particulière sera portée aux filtres passe-bas et passe-bande, dont nous détaillerons les principes de fonctionnement, les caractéristiques principales, ainsi que les évolutions récentes en matière de topologies et de méthodes de synthèse visant à améliorer leurs performances. Par ailleurs, une simulation d'un filtre passe-bande micro-ruban à couplage croisé, fonctionnant en bande C, sera réalisée à l'aide du logiciel **HFSS**.

La simulation représente une étape cruciale dans le processus de conception, car elle permet d'obtenir une estimation fiable du comportement réel du circuit avant sa fabrication. Cela facilite le choix des paramètres optimaux et permet d'anticiper d'éventuelles erreurs. Pour

concevoir un circuit passif tel qu'un filtre, une antenne imprimée ou un composant RF, trois étapes fondamentales sont généralement suivies :

- **La modélisation** : À l'aide de la matrice de couplage, nous avons modélisé le filtre à éléments localisés en utilisant le logiciel **AWR**.
- **La simulation**: Les performances du filtre ont ensuite été simulées à l'aide du logiciel **Ansoft HFSS**, permettant une analyse électromagnétique en 3D plus poussée.

Dans un second temps, une comparaison approfondie des résultats sera menée entre les filtres optimisés avec **HFSS** et ceux simulés avec **AWR**, afin d'évaluer les performances obtenues selon l'outil de conception utilisé.

Présentation des logiciels et méthodologie de conception

ANSOFT HFSS

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) ou le simulateur des structures haute fréquence est solveur par la méthode des éléments finis. Ce dernier permet la conception et la simulation de tout type de structure microonde en 2D ou 3D afin de résoudre la majorité des problèmes électromagnétiques liés aux basses et aux hautes fréquences ainsi que les problèmes optiques, thermiques et mécaniques.

On résume les étapes nécessaires pour réussir une simulation :

- Définir les unités.
- Définir les matériaux de base.
- Dessiner le modèle de la structure à simuler.
- Définir la gamme des fréquences ainsi que les ports d'excitations.
- Définir les conditions aux limites (boundaries).

Après avoir rempli toutes les étapes précédentes, il faut compiler en validant et analysant le projet en cliquant sur (validate >>> analyze all). Une fois l'analyse terminée, il faut aller aux résultats, un clic droit sur résultat et choisir ce que on souhaite visualiser (paramètres S_{11} et S_{21} Groupe d'Elay, diagramme de rayonnement, gain ... etc.).

L'interface après l'insertion d'un projet HFSS est illustrée dans la figure suivante:

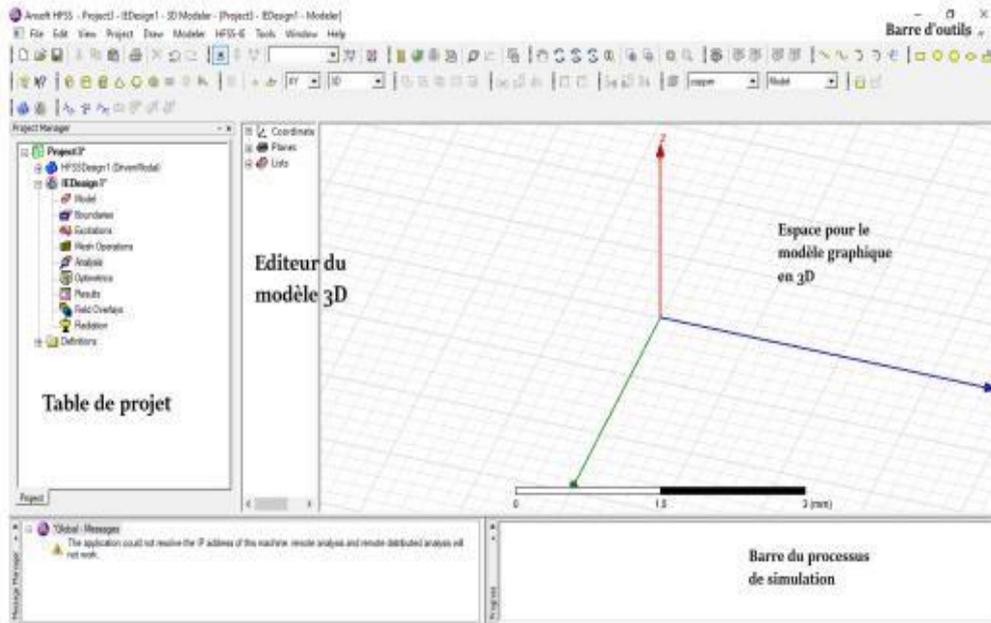


Figure III.1 : Interface du projet HFSS

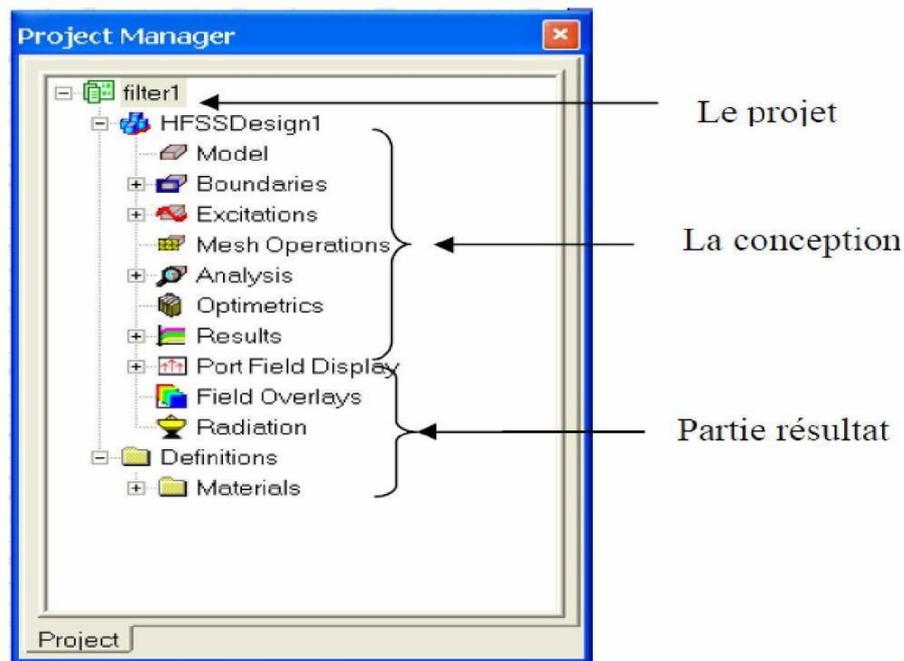


Figure III.2 : La méthode d'analyse

Il existe beaucoup de méthode numérique dite aussi méthode rigoureuses elle sont issues des méthodes électromagnétiques :

- La méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM)
- La méthode des moments (MOM)
- La méthode des différences finies (FDT)
- La méthode des éléments finis (FEM)

- La technique d'intégration finie (FIT)

Méthode des éléments finis

La géométrie du modèle, étudié sous HFSS, est automatiquement divisée en un grand nombre de tétraèdres. La valeur d'un vecteur champ (E ou H) en un point à l'intérieur d'un Tétraèdre est calculée par interpolation des valeurs des champs dans les sommets du tétraèdre. Ainsi, en représentant les valeurs des champs de cette manière, HFSS calcule les champs séparément dans chaque élément en fixant des critères de convergence. La méthode des éléments finis consiste à transformer les équations aux dérivées partielles sous forme intégrale, puis à découper l'espace en sous domaines (mailles) dans lesquelles sont placés les nœuds (l'ensemble maille + nœud formant les éléments) [3]. Pour déterminer une solution approchée du problème, il faut ensuite calculer les valeurs du problème aux nœuds des éléments en résolvant les équations locales sous forme intégrale. Plus les éléments sont petits, plus la solution est précise mais plus le temps de calcul est long. L'analyse par éléments finis se fait en quatre étapes :

- Discrétisation de l'environnement en un nombre fini de sous-régions.
- Dérivation des équations.
- Assemblage de tous les éléments de l'environnement.
- Résolution du système d'équations obtenu.

Logiciel de simulation Micro-Wave Office

Micro-Wave Office design Suite, est une solution logicielle qui permet de créer des conceptions de circuits complexes pour l'électronique haute fréquence composée de structures linéaires, non linéaires et électromagnétiques (EM) avec un haut degré d'automatisation de la conception. Construisez facilement votre schéma à partir d'une bibliothèque de composants, définissez les paramètres des composants et générez une représentation de mise en page adaptée aux RF dans un seul environnement. Effectuez une analyse rapide et précise de votre conception en utilisant les effets linéaires et non linéaires (série Volterra), l'analyse électromagnétique (EM) et l'analyse de l'équilibre harmonique des circuits extrêmement non linéaires (APLAC) ou utilisez d'autres moteurs de simulation si nécessaire. Microwave Office dispose de capacités de réglage et d'optimisation en temps réel. Après une simulation initiale, vous pouvez modifier les paramètres

à l'aide d'un curseur et voir un retour direct des courbes. La demande d'une fonctionnalité accrue entraîne des structures plus complexes dans les cartes de circuits imprimés (PCB) modernes à haute fréquence, comme :

- Dispositifs RF (amplificateurs, filtres).
- Radar.
- Applications de communication.
- Analyse des composants montés en surface sur les PCB.
- Interconnexion des lignes de transmission.
- Éléments passifs intégrés et distribués.

Fiche Technique

- Entrée des schémas/layout.
- Simulation de circuits linéaires et non-linéaires.
- Analyse EM → Synthèse, optimisation et analyse de rendement.
- Vérification des règles de conception/layout vs. Schematic (AWR Design) Kits de processus de conception (PDKs) d'un large éventail de fonderies.

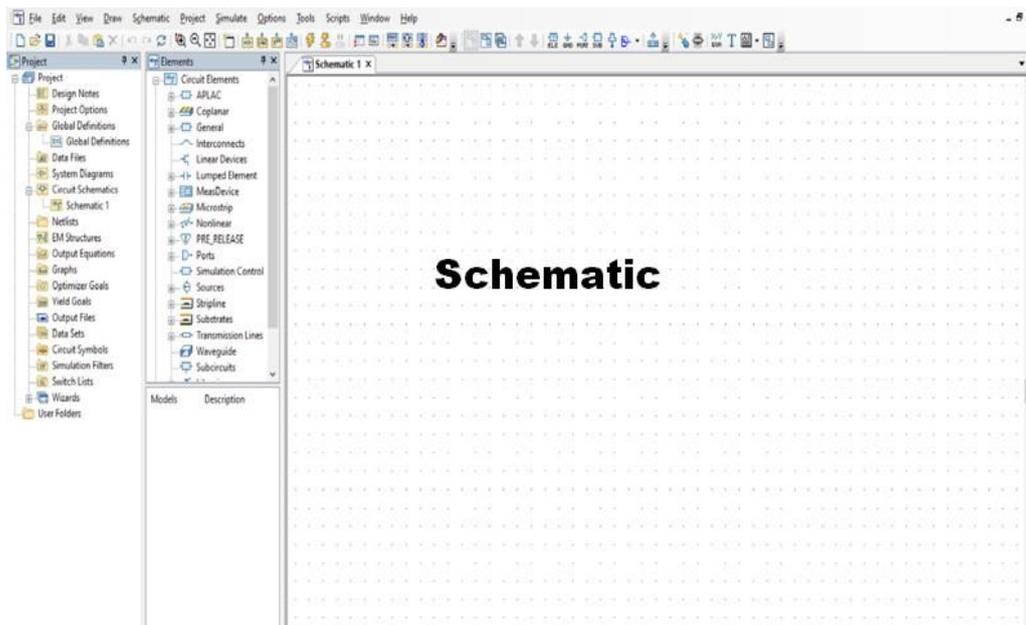


Figure III.3: Interface d'un logiciel micro-Wave office

Théorie de la conception des filtres micro-ondes

Conception d'un filtre de second ordre

La conception des filtres passe bandes à base de circuits électroniques se repose sur les étapes suivantes

:

- Spécifications de cahier de charge: type de filtre, l'ordre de filtre, le niveau d'ondulation du filtre, la bande passante de filtre BW , la bande passante relative FBW , la fréquence de coupure et la fréquence centrale
- Détermination des valeurs des éléments g_i .
- Calcul des éléments de couplage $M_{i,i+1}$ et les facteurs de qualités externes (Q_{e1} et Q_{en}) qui sont liés aux éléments g_i .
- Calcul des éléments localisés R_0, L_0, C_0 de résonateurs.
- Calcul des impédances en série de circuit équivalent à éléments localisés.

Cahier de charge du filtre ordre 2

Paramètres	Valeur (mm)
L'ordre de filtre (Nombre de pôles) Type	02
d'approximation	Tchebychev
Fréquence centrale f_0	10.88 GHz
Bande passante (BW) à -3 dB	2.86 GHz
L'atténuation	< -20 dB

Réponse fréquentielle du filtre passe bande idéale

Une fois que l'ordre du filtre est déterminé, connaissant l'ondulation maximale de 0.01 dB et les spécifications définies dans le cahier de charge, nous obtenons les coefficients g_i du prototype passe-bande du filtre de type Tchebychev :

g_0	g_1	g_2	g_3
1	0.4489	0.4078	1.1008

En utilisant les spécifications définies dans le cahier de charge, pour calculer: Bande passante relative :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 68.36; \quad FBW = \frac{BW}{f_0} = 0.262 = 26.2\%$$

Facteur de Qualité:

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{FBW} = \frac{1 * 0.4489}{0.262} = 1.7265$$

Les coefficients de couplages:

$$M_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = 0.6077$$



Figure III.4: Schéma de découplage du filtre d'ordre 3

Matrice de découplage

Synthèse de ce cahier de charge donne un ordre de deux (2) et la matrice de découplage suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 & 0.6077 \\ 0.6077 & 0 \end{bmatrix}$$

Circuit équivalent du filtre

Les spécifications du filtre se traduisent par les éléments de la matrice de couplage souhaitée, à savoir $M_{i, i+1}$, Q_e , le schéma du circuit pour ce filtre est illustré dans la Figure III.5, où les éléments localisés C_0, R_0, L_0 , représentent les quatre résonateurs accordés simultanément et les lignes de transmission quarte d'onde, dont la longueur électrique $EL = \pm 90^\circ$ à la fréquence centrale f_0 les paramètres de conception correspondants pour le filtre passe-bande sont les suivants :

Éléments localisés R_0, L_0, C_0 des résonateurs

Ces éléments sont choisis de manière à garantir la résonance et à ajuster la fréquence de résonance de chaque résonateur pour qu'ils soient synchronisés à la fréquence centrale f_0 permettant ainsi de réaliser une réponse en fréquence optimale pour le filtre passe-bande.

$$L_0 = \frac{Z}{\omega Q_e} * 10^9 \text{ nH} = 0.4229 \text{ nH}$$

$$C_0 = \frac{Z}{\omega_0 Q_e} * 10^{-9} \text{ nF} = 0.5042 \text{ nF}$$

$$R_0 = 10000 \Omega$$

Les impédances des résonateurs:

$$Z_{i, i+1} = \frac{Z}{QM_{e, i, i+1}}$$

Lorsque $Z_0 = 50 \Omega$ est l'impédance d'alimentation au niveau des ports d'E/S:

$$Z_{12} = 47.6561 \Omega,$$

Schéma équivalent sous AWR

Le prototype de filtre passe-bande s'opère à l'aide de l'impédance caractéristique des lignes de résonateurs quart d'onde positive, et circuit résonant $R_0L_0C_0$ parallèle. Après le calcul des éléments des branches séries et parallèles, le circuit équivalent du filtre est illustré sur la figure III.5:

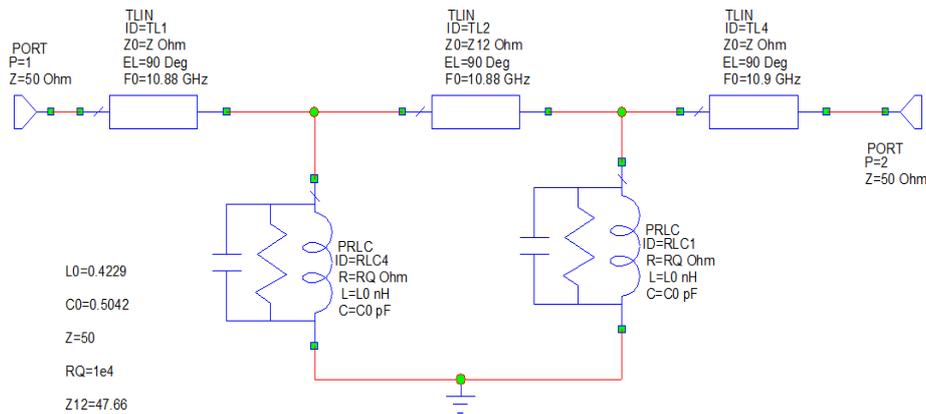


Figure III.5: filtre passe bande à éléments localisés d'ordre 2 à circuit résonant $R_0L_0C_0$

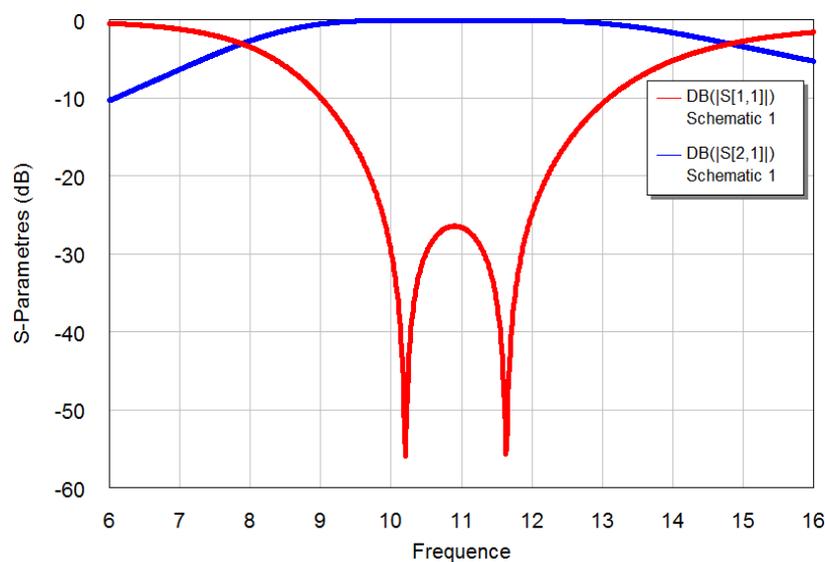


Figure III.6: Réponse idéal du filtre passe-bande d'ordre 2

La réponse idéale en transmission et en réflexion du circuit équivalent en éléments localisés, analysé à l'aide du logiciel AWR, est illustrée sur la Figure (III. 6). Il ressort de la réponse fréquentielle de notre filtre passe-bande qu'il est centré à une fréquence de 10.88 GHz, avec une bande étroite de 2,86 GHz, et qu'il présente des pertes de réflexion de -25 dB dans cette bande.

Conception EM du filtre passe bande en technologie planaire

Configuration géométrique d'un filtre à couplage direct

La topologie de notre filtre passe-bande d'ordre 2 est illustrée à la figure (III-7). Ce filtre, conçu pour fonctionner dans la bande de fréquences [6–16] GHz, utilise deux résonateurs en onde repliée à longueur d'onde réduite, ce qui permet d'obtenir une structure compacte sur un substrat diélectrique d'épaisseur h_{sh_shs} . Chaque résonateur est court-circuité à une extrémité par une connexion via-hole au plan de masse, tandis que l'autre extrémité est ouverte. Les résonateurs 1 et 2 jouent respectivement le rôle d'entrée et de sortie (I/O), et un couplage direct est établi entre eux.

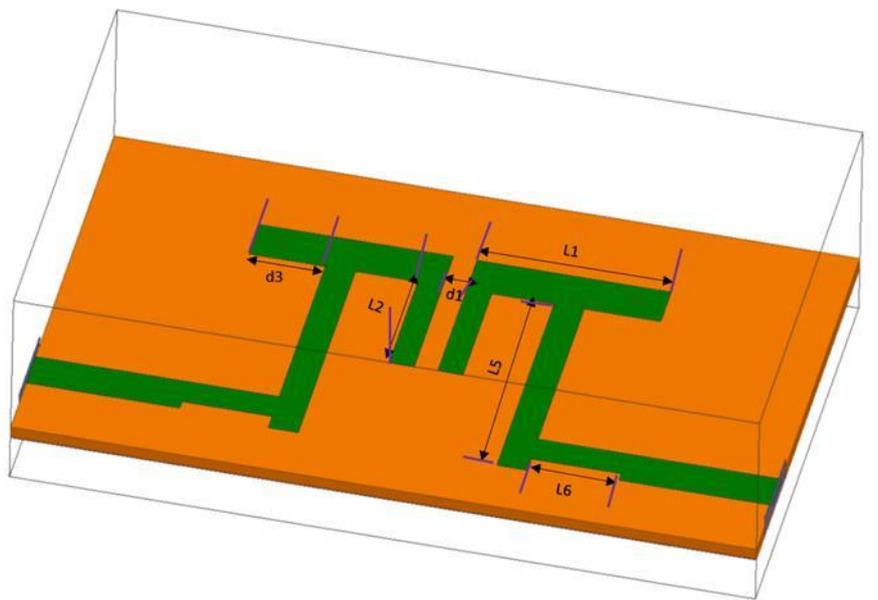


Figure III.7: Structure 3D. Filtre à résonateur microstrip à couplage direct à 2 pôles

Cette configuration géométrique est simulée sur un substrat " RO5870 " ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 2.33$, une tangente de perte diélectrique 0,0012 et une épaisseur de $h_s = 0,254$ mm.

Parametres	Valeurs	Parameters	Valeurs
L1	3.9	D1	0.073
L2	1.9	D2	0.06
L3	3.3309	D3	1.54
L4	4.62	D	0.212

Tableau III.1: Dimensions du filtre passe bande

Le coefficient de couplage entre 1 et le 2 résonateur

Pour isoler le couplage direct entre les résonateurs 1 et 2 dans la configuration du filtre présentée en Fig. III.7, nous utilisons la disposition illustrée sur la figure dédiée aux simulations électromagnétiques. Dans ce contexte, le couplage entre ces deux résonateurs est essentiellement contrôlé par le champ électrique, ce qui justifie de le qualifier de « couplage électrique ». Cette méthode de couplage direct est essentielle pour déterminer avec précision les coefficients M_{12} et M_{21} .

La réponse en fréquence de la structure, obtenue via la simulation illustrée ci-dessous, révèle la présence de deux pics de résonance distincts. Ces derniers constituent la base permettant une évaluation rigoureuse du coefficient de couplage entre le premier et le deuxième résonateur.

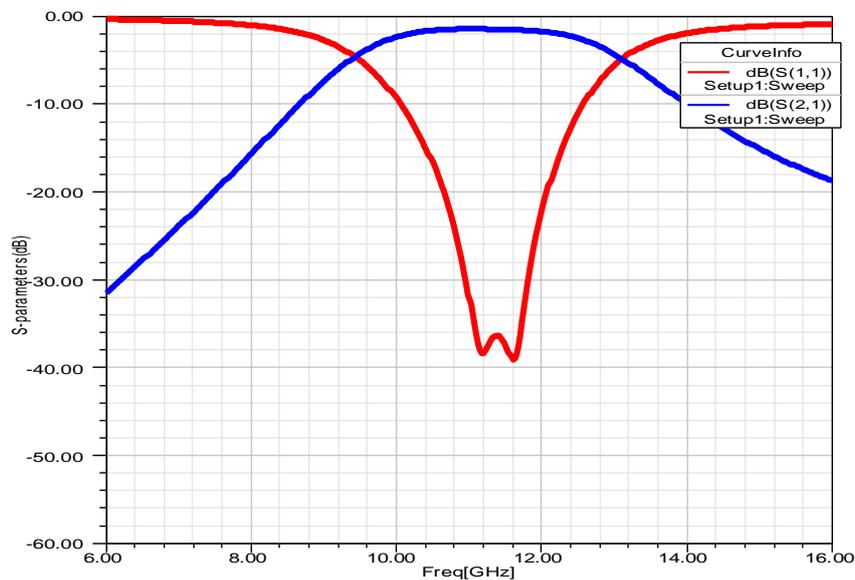


Figure III.8: Réponse fréquentielle entre résonateurs 1 et 2 résonateurs

Étude paramétrique de l'influence de l'espacement d_1 sur les performances du filtre

La première étude paramétrique permet de mettre en évidence l'influence de l'espacement d_1 entre le premier et le deuxième résonateur sur les résultats de la simulation. Cette influence est illustrée par la figure ci-jointe. L'augmentation de la distance d_1 se traduit par une diminution de la bande passante, ce qui se traduit par un rétrécissement de la plage de fréquences opérationnelles du dispositif. Il ressort de cette analyse que le meilleur résultat est obtenu pour une valeur de d_1 égale à 0,0713 mm, où les pertes par réflexion (S_{11}) sont inférieures à -32 dB, avec une bande passante comprise approximativement entre 9,33 GHz et 10,30 GHz.

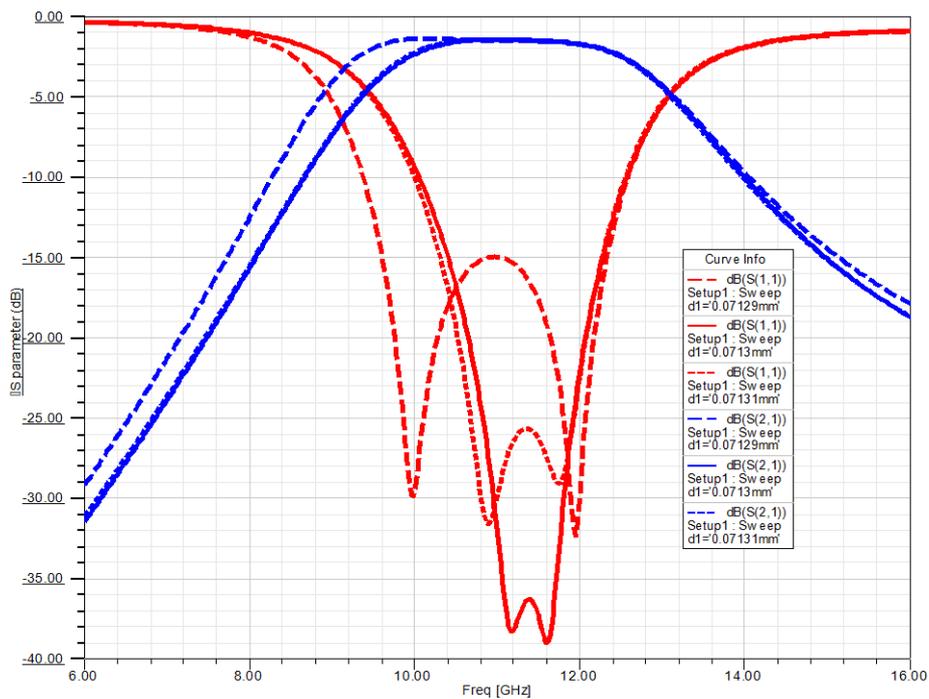


Figure III.9: Résultats de simulation proposés avec différentes valeurs de d_1 .

La figure (III.10) montre les distributions du champ électrique pour différents angles de phase : $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$ et $\varphi = 13^\circ$ dans le filtre passe bande. On observe que le champ électrique traverse les quatre longueurs d'onde de résonance lorsque le filtre proposé fonctionne à 10.88 GHz, comme simulé par HFSS.

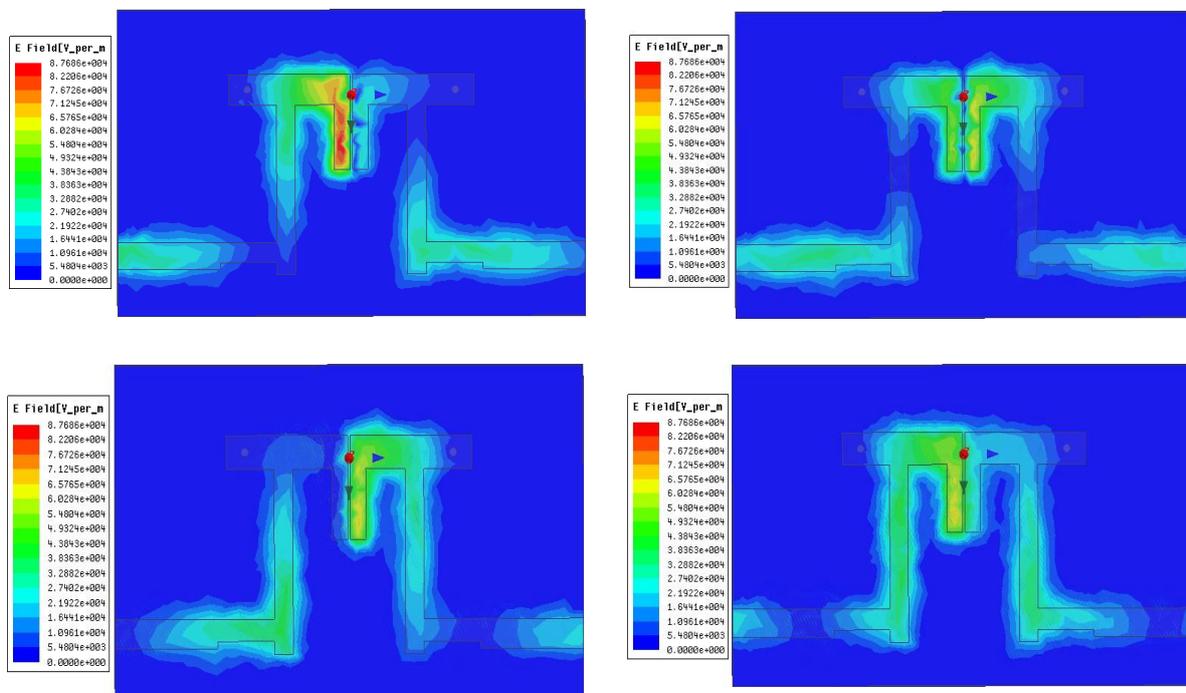


Figure III.10: Représentation de la distribution du champ électrique du résonateur à filtre du second ordre à $f = 10.88$ GHz

$$(\varphi=0^\circ, \varphi=45^\circ, \varphi=90^\circ \text{ et } \varphi=180^\circ)$$

Cette figure illustre la distribution du champ électrique d'un filtre passe-bande transversal de deuxième ordre. Il est à noter que l'intensité du champ électrique atteint son apogée dans les couleurs foncées, en raison de la forte concentration du champ électrique aux extrémités du résonateur 1 et au début du résonateur 2. Dans les zones où l'intensité du champ est faible, des couleurs plus claires sont représentées afin d'indiquer la faible intensité du champ dans ces zones.

Conception d'un filtre d'ordre trois à couplage corsé

Dans la deuxième étape, un filtre d'ordre 3, comme illustré à la Figure III.11 et modélisé dans la Figure III.12. Cette modification renforce la sélectivité du filtre en ajoutant un zéro de transmission et améliore les pertes d'insertion grâce à l'introduction de deux fréquences de résonances supplémentaires dans la bande passante, qui interagissent avec la structure existante. Le filtre ainsi modifié conserve une structure symétrique, avec des fréquences de résonance en modes pair et impair. L'optimisation et le réglage précis des composants du filtre, réalisés à l'aide de l'outil logiciel (AWR), sont essentiels pour obtenir une structure en éléments localisés symétrique et garantir l'équilibre entre les

Cahier de charge du filtre ordre 3

Paramètres	Valeur (mm)
L'ordre de filtre (Nombre de pôles) Type d'approximation	03 Tchebychev
Fréquence centrale f_0	10 GHz
Bande passante (BW) à -3 dB	1.7 GHz
Amplitude de l'ondulation L_A (passband ripple)	0.01 dB
L'atténuation	< -20 dB
TFZ	$f_{z1} = 13.12$ GHz

Réponse fréquentielle du filtre passe bande idéale

Une fois que l'ordre du filtre est déterminé, connaissant l'ondulation maximale de 0.04321 dB et les spécifications définies dans le cahier de charge, nous obtenons les coefficients g_i ($i=1-4$) du prototype passe-bande du filtre de type Tchebychev :

g_0	g_1	g_2	g_3
1	0.6292	0.9703	0.6292

En utilisant les spécifications définies dans le cahier de charge, pour calculer : Bande passante relative :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 62.831 \quad FBW = \frac{BW}{f_0} = 0.17 = 1\%$$

Facteur de Qualité:

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{FBW} = \frac{1 * 0.6292}{0.17} = 3.7012$$

Les coefficients de couplages:

$$M_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}$$

M_{12}	M_{23}	M_{13}
0.2176	0.2176	0.1900

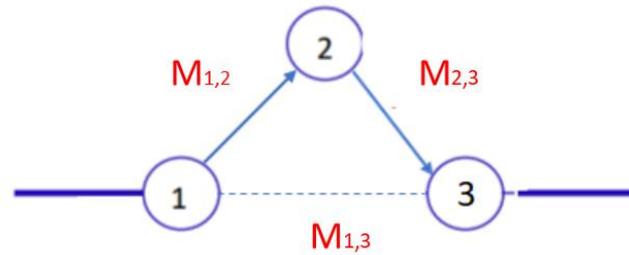


Figure III.1.1 : Schéma de couplage du filtre d'ordre 3.

Matrice de couplage

Synthèse de ce cahier de charge donne un ordre de quatre (4) et la matrice de couplage suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 & 0.2176 & 0.190 \\ 0.2176 & 0 & 0.2176 \\ 0.190 & 0.2176 & 0 \end{bmatrix}$$

Circuit équivalent du filtre

Pour mieux comprendre le comportement du filtre proposé, une analyse à l'aide d'un circuit équivalent a été réalisée. Dans un premier temps, le filtre est considéré, comme illustré dans la Figure III.1.2 montrant son modèle équivalent en éléments discrets $R_0 L_0 C_0$. Ces éléments sont choisis de manière à garantir la résonance et à ajuster la fréquence de résonance de chaque résonateur pour qu'ils soient synchronisés à la fréquence centrale f_0 permettant ainsi de réaliser une réponse en fréquence optimale pour le filtre passe-bande.

$$L_0 = \frac{Z}{\omega Q_e} * 10^9 nH = 0.215 nH$$

$$C_0 = \frac{Z}{\omega Q_e} * 10^{-9} nF = 1.17 nF$$

$$R_0 = 10000 \Omega$$

Les impédances des résonateurs:

$$Z_{i,i+1} = \frac{Z}{QM_{i,i+1}}$$

Lorsque $Z_0 = 50 \Omega$ est l'impédance d'alimentation au niveau des ports d'E/S:

$Z_{12} = 62.090 \Omega, Z_{23} = 62.090 \Omega, Z_{31} = 79.4660 \Omega,$

Schéma équivalent sous AWR

Le prototype de filtre passe-bande s'opère à l'aide de l'impédance caractéristique des lignes de résonateurs quart d'onde positive, et circuit résonant $R_0 L_0 C_0$ parallèle. Après le calcul des éléments des branches séries et parallèles, le circuit équivalent du filtre est illustré sur la figure III.12:

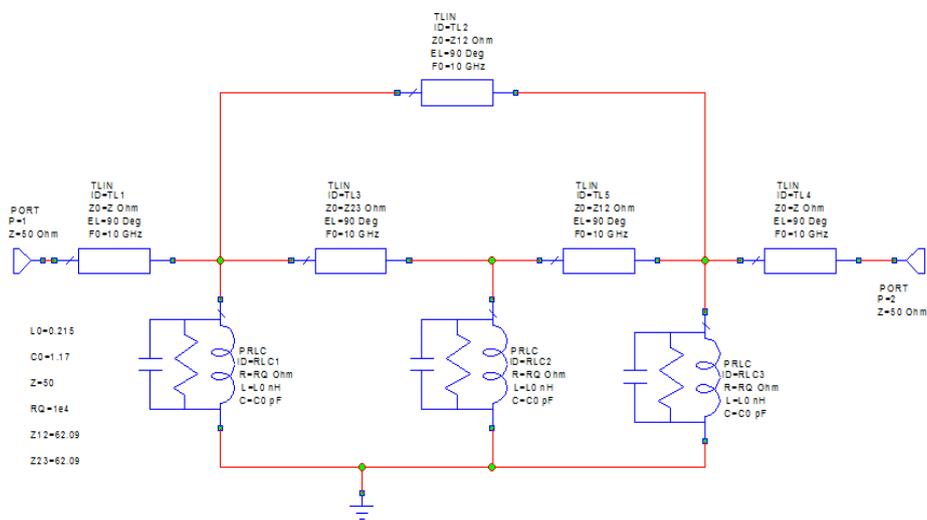


Figure III.12: filtre passe bande à éléments localisés d'ordre 3 à circuit résonant $R_0 L_0 C_0$

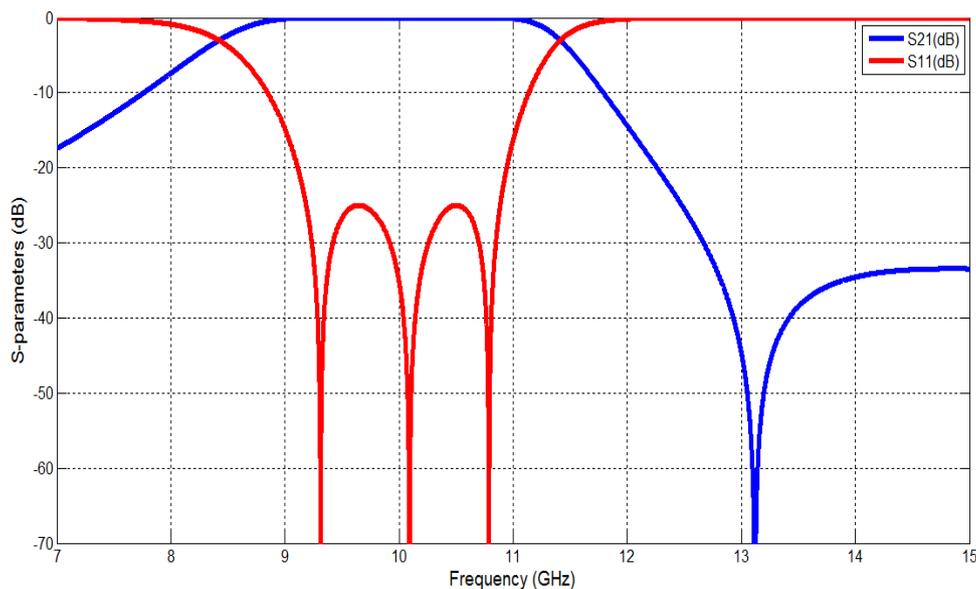


Figure III.13: Réponse idéale du filtre passe-bande d'ordre 3.

La réponse idéale en transmission et en réflexion du circuit équivalent en éléments localisés, analysé à l'aide du logiciel AWR, est illustrée sur la Figure (III. 13). Il ressort de la réponse fréquentielle de notre filtre passe-bande qu'il est centré à une fréquence de 10 GHz, avec une bande étroite de 1,9 GHz, et qu'il présente des pertes de réflexion de -25 dB dans cette bande.

Conception EM du filtre passe bande en technologie planaire

III.12.1. Filtre à couplage cross

La topologie de notre filtre passe bande d'ordre 3 est présentée sur la figure (III-14), qui fonctionne dans la bande de fréquence [7-15] GHz et est composé de 3 résonateurs à onde pliés de longueur d'onde pliées, ce qui donne une topologie de filtre compacte sur un substrat diélectrique d'une épaisseur désignée par h . Le filtre a un court-circuit (via-hole grounding) à une extrémité et un circuit ouvert à l'autre extrémité. Les résonateurs 1 et 3 sont les résonateurs d'entrée et de sortie (I/O), respectivement, et il existe un couplage croisé entre eux.

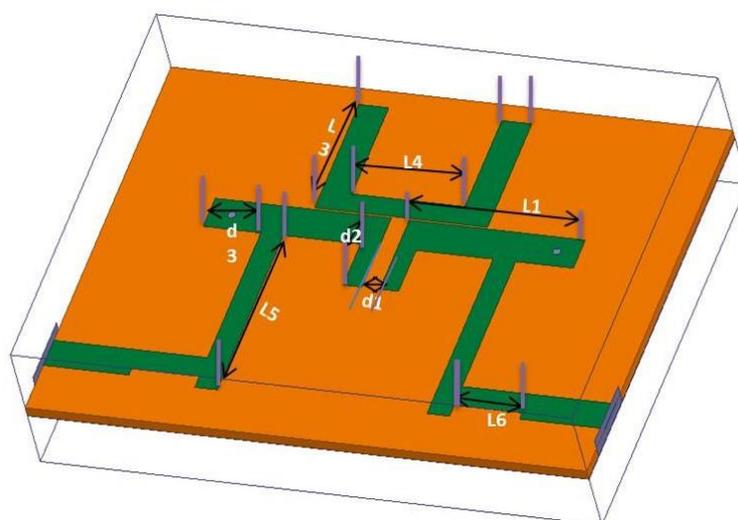


Figure III.14: Structure 3D du filtre à résonateur microstrip à couplage croisé à 3 pôles

Cette configuration géométrique a été simulée sur un substrat "RO5870" ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 2.33$, une tangente de perte diélectrique 0,0012 et une épaisseur de $h = 0,254$ mm.

Paramètres (mm)	Valeurs	Paramètres (mm)	Valeurs (mm)
d_1	0.48	L1	4.7
d_2	0.06	L2	1.32
d_3	1.54	L3	3.3309
d	0.2122	L4	4.62

Tableau III.2: Dimensions du filtre passe bande

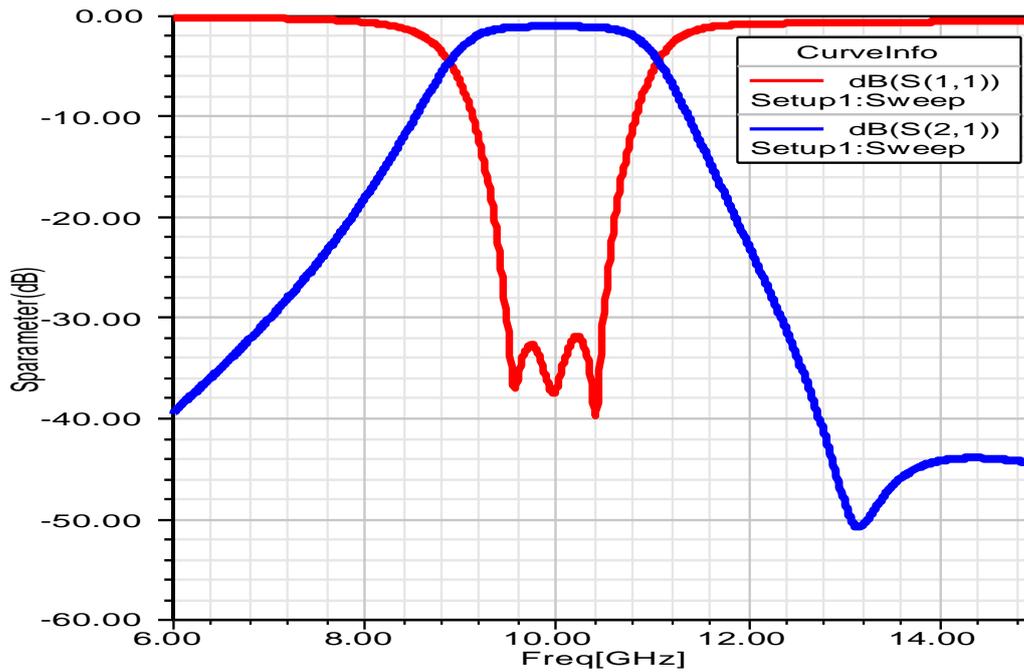


Figure III.15: Réponse fréquentielle en entrée des résonateurs 1 et 2 et 3 résonateur

L'effet de l'espacement d_1 sur la réponse fréquentielle du filtre

La première étude paramétrique montre l'influence de l'espacement d_1 sur les résultats de simulation (figure III.14). Lorsque l'espace d_1 augmente (espace entre premier résonateur et deuxième résonateur), nous pouvons voir que la bande passante diminue, ce qui implique une largeur de bande plus étroite. Nous pouvons voir aussi que le meilleur résultat que nous avons obtenu est à la valeur $d_1 = 0.0713 \text{ mm}$ de pertes de réflexion au-dessous de -32 dB et bande passante comprise entre 9.0321 GHz et 10.9294 GHz .

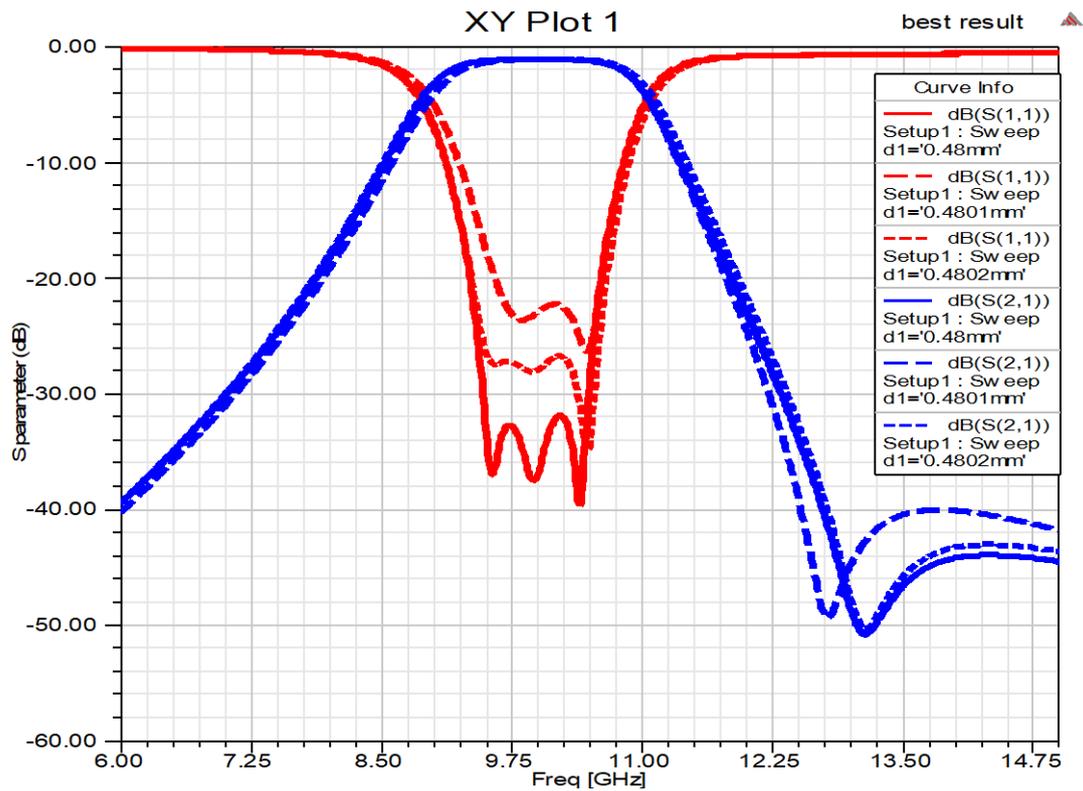


Figure III.16: Résultats de simulation HFSS proposée avec différentes valeurs de d_1 .

La figure III.17 présente les résultats de la simulation HFSS pour différentes valeurs de d_2 . Cette deuxième étude quantifie l'effet de la distance « d_2 » entre les deuxième et troisième résonances. Lorsque d_2 augmente, la fréquence d'inversion supérieure est identique et la fréquence d'inversion inférieure est égale à 0 déplacement plus bas. Par conséquent, d_2 est le deuxième paramètre qui affecte le résultat HFSS : lorsque d_2 augmente, la bande passante est très étroite.

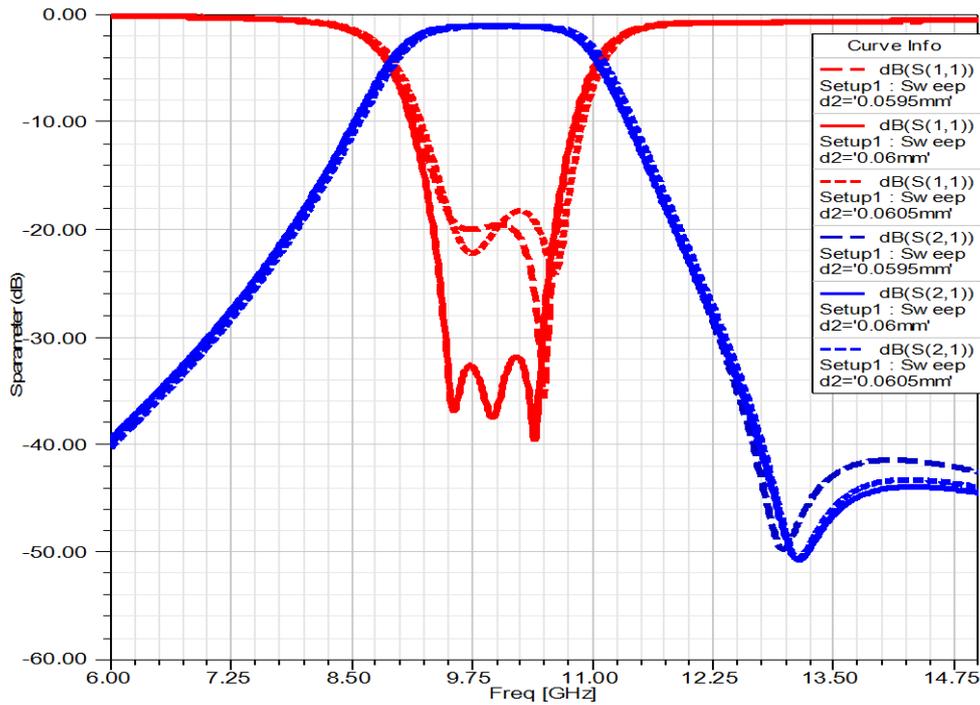


Figure III.17: Résultats de simulation HFSS proposée avec différentes valeurs de d_2

La figure III.18 présente les résultats de simulation des résonateurs S_{11} et S_{21} proposés avec différentes valeurs de « d_3 ». Cette étude paramétrique montre l'effet de la distance « d_3 » entre les premier et troisième résonateurs. À mesure que la distance « d_3 » augmente, la fréquence de coupure supérieure et le point de bande interdite se décalent légèrement vers le bas, ce qui entraîne un rétrécissement de la bande passante.

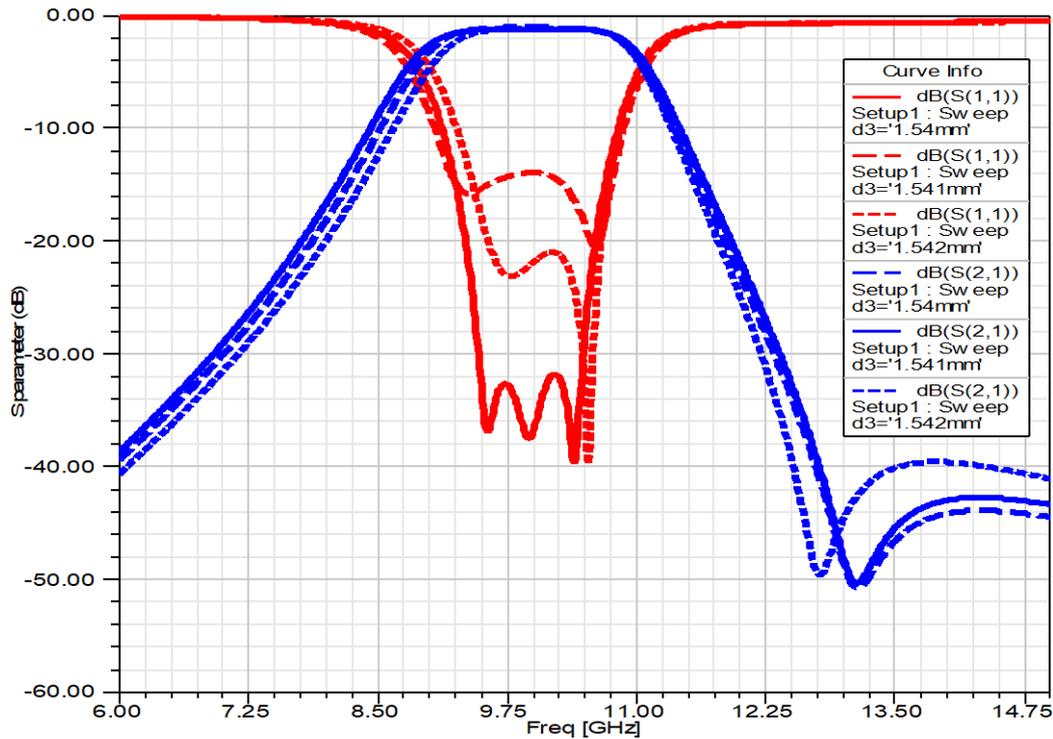


Figure III.18: Résultats de simulation proposés avec différentes valeurs de d_3 .

La figure 19 présente les résultats de simulation du filtre à résonateur microstrip d'ordre 3 proposé. Ces résultats ont été comparés à l'aide de la méthode HFSS avec la matrice de couplage extraite du modèle de circuit équivalent. Les résultats ont montré une bonne concordance entre la simulation HFSS et la simulation du circuit. La figure montre que la fréquence centrale du filtre est de 10 GHz, tandis que les fréquences de coupure (-3 dB) sont situées respectivement à 9,01 GHz et 10,88 GHz, ce qui donne une bande passante (BW) de 1,87 GHz. La perte d'insertion dans la bande passante est de 1,07 dB. Ainsi, le filtre proposé fonctionne efficacement à 10 GHz, avec une bonne concordance entre les résultats de simulation et la matrice de couplage.

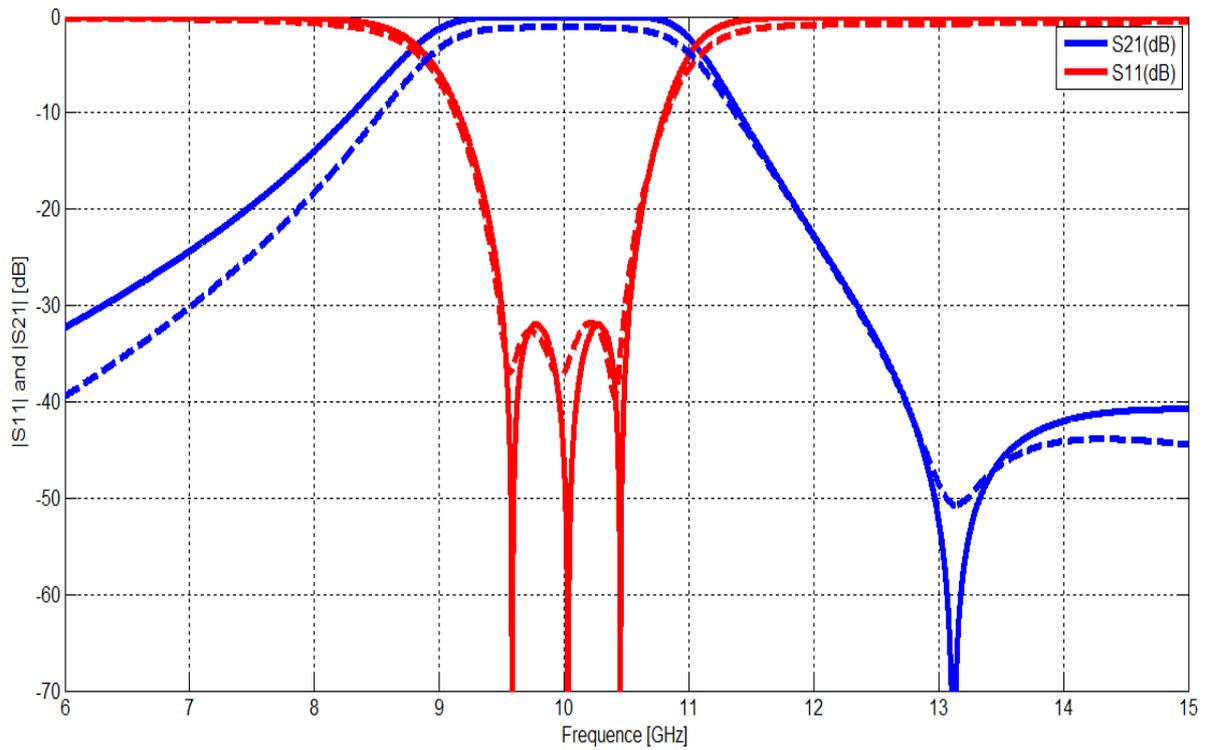


Figure III.19: Résultats de simulation du filtre passe-bande à couplage croisé avec logiciel HFSS

La figure III.20 illustre les distributions du champ électrique simulées à la fréquence de résonance $f = 10$ GHz pour différents angles de phase : $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$, $\varphi = 135^\circ$ et $\varphi = 180^\circ$ dans le filtre SIW hexagonal trisection.

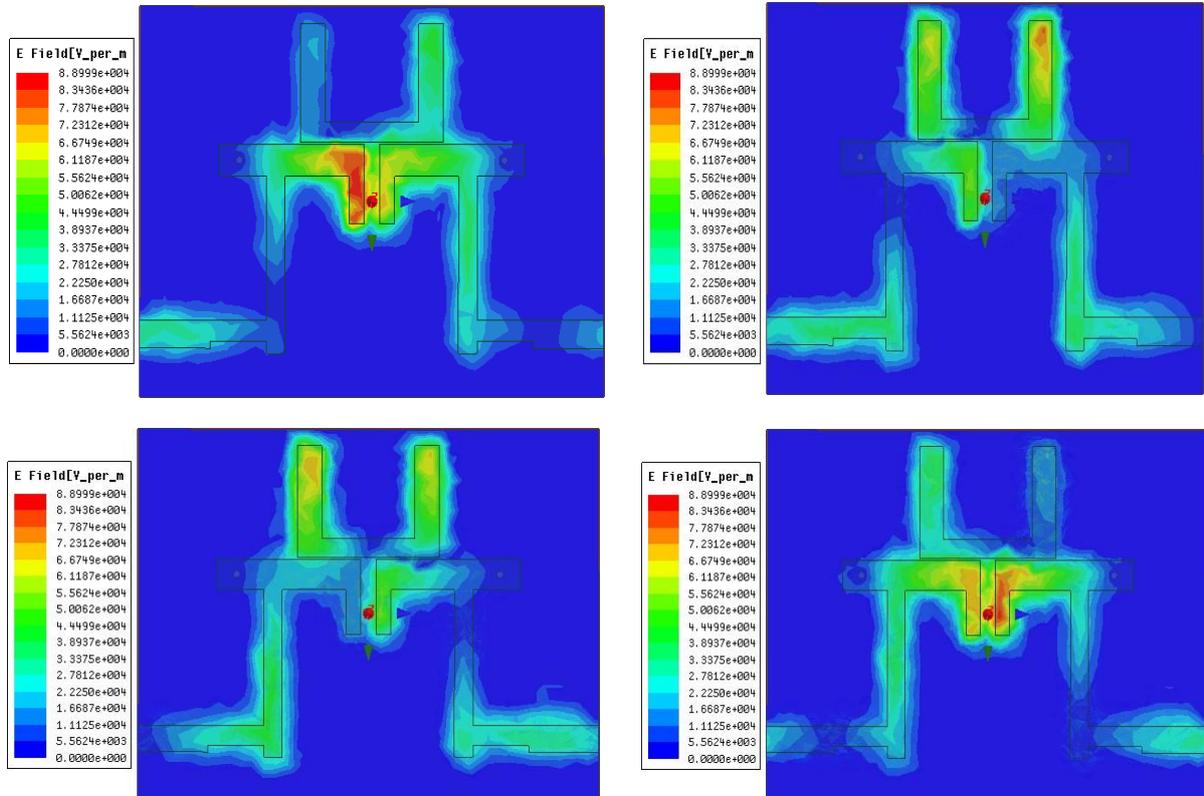


Figure III.20: Distribution du champ électrique du filtre passe-bande 3 ordre.

Comme le montre la figure, la distribution de champ électrique la plus intense est principalement concentrée au centre du résonateur, ce qui indique la présence d'une résonance à cette fréquence. On observe que l'onde électromagnétique à 10 GHz se propage efficacement vers le port de sortie, confirmant l'efficacité du filtre à cette fréquence. La figure III.20 montre la distribution du champ électrique d'un filtre passe-bande croisé du troisième ordre. Notez que les champs électriques maximaux sont représentés par des couleurs foncées (intensité élevée) car la concentration du champ électrique est élevée à l'extrémité du résonateur 1 et au début du résonateur 3, tandis que la concentration moyenne se situe dans la zone de couplage entre les résonateurs 1 et 2. Lorsque l'intensité du champ est faible, elle est représentée par des couleurs claires.

Conclusion

En conclusion, ce mémoire a présenté la conception d'un filtre passe-bande réalisé par la technologie planaire, destiné aux applications à ondes millimétriques. Le filtre proposé a été conçu, modélisé et optimisé à l'aide du simulateur électromagnétique HFSS (version 15). Il affiche de bonnes performances, avec une perte d'insertion de 1,07 dB, une perte de retour de -30 dB sur l'ensemble de la bande passante, et une bande passante fractionnaire de 17,8%.

La comparaison des résultats obtenus à la fréquence centrale de 10 GHz révèle une excellente concordance entre les analyses théoriques, les simulations numériques et les optimisations effectuées. De plus, les résultats fournis par HFSS montrent une bonne correspondance avec ceux obtenus à partir de la matrice de couplage, ce qui confirme la fiabilité et la précision de la méthode de conception adoptée. Le filtre passe-bande développé dans ce travail peut être utilisé dans un large éventail d'applications de communication, notamment les systèmes mobiles, les radars. Ces résultats ouvrent la voie à d'autres travaux d'optimisation et d'intégration dans des systèmes de communication de nouvelle génération.

Conclusion Générale

Ce travail a permis de parcourir de manière structurée et approfondie les principaux concepts liés à la conception et à la synthèse des filtres hyperfréquences, avec un accent particulier sur leur mise en œuvre en technologie planaire.

Dans le premier chapitre, nous avons posé les bases théoriques nécessaires à la compréhension des filtres hyperfréquences. Les différentes catégories de filtres, leurs caractéristiques essentielles (bande passante, facteur de qualité, fréquence de coupure, etc.) ainsi que les méthodes de transformation fréquentielle ont été clairement exposées. Cette première étape a permis de comprendre le rôle central des filtres dans les systèmes de télécommunications modernes, ainsi que les exigences techniques qui guident leur conception.

Le deuxième chapitre a approfondi l'étude des technologies de réalisation, en mettant en lumière la technologie planaire. Nous avons comparé différentes approches (volumique, guide d'ondes, circuits planaires) avant de détailler les circuits imprimés, notamment les lignes micro-ruban, coplanaires et triplaques. Cette analyse a permis d'identifier les nombreux avantages de la technologie planaire, notamment en termes de compacité, de coût de fabrication et d'intégration dans les dispositifs modernes.

Enfin, le troisième chapitre s'est concentré sur la mise en œuvre pratique de la conception d'un filtre passe-bande à l'aide de logiciels de simulation tels que HFSS et AWR. Grâce à une méthodologie rigoureuse, des modèles de filtres du second et du troisième ordre ont été conçus, simulés et analysés. L'étude a mis en évidence l'impact des paramètres géométriques sur la réponse fréquentielle et a permis d'optimiser les performances du filtre selon un cahier des charges précis.

En somme, ce projet a démontré l'appartenance de la technologie planaire pour la conception de filtres hyperfréquences efficaces et adaptés aux exigences des systèmes de communication modernes. La combinaison entre la théorie, la technologie et la simulation ouvre la voie à des conceptions toujours plus performantes, compactes et intégrables.