



N° d'ordre :

UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département d'Electronique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Magistère

Spécialité : Electronique.

Option : Communication

Par DJELLID Asma

SUJET

FILTRE MICROSTRIP SUR SUBSTRAT METAMATERIAU.

Soutenance prévue pour le mois de Juin 2010

Le jury d'examen

M. CHIKOUCHE	Djamel, Professeur, Université de M'Sila
M. BOUTTOUT	Farid, Maître de Conférences A
M. MEZAACHE	Ammar, Maître de Conférences A
M. KHEDROUCHE	Djamel, Maître de Conférences B
M. TITAOUINE	Mohammed, Maître de Conférences B, Centre Univ. de BBA

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

Promotion : 2009/2010.

Remerciements

Nous tenons à remercier en premier lieu, le bon dieu qui nous a accordé la volonté et le courage pour la réalisation de ce projet.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à mon encadreur Monsieur BOUTTOUT Farid, pour ses précieux conseils, ses encouragements, son soutien continu et sa disponibilité.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury qui ont bien voulu consacrer de leur temps à l'examen et l'étude de notre travail et pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail, nous aimerions leur dire merci.

Enfin, nous ne pouvons pas terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de nos enseignants qui sont à l'origine de nos savoirs.

Dédicace

A Mes parents, Mes frères et sœurs

Touts Mes amies

A tous, je dédié ce travail

DJELLID Asma

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX.

Figure 1. Types des filtres. (a) Passe bas. (b) Passe haut. (c) Passe bande. (d) Coupe bande. 07

Figure 2. Procédure de la conception de filtre par la méthode de la perte par insertion.. 13

Figure 3. Forme générale d'un réseau bi-ports linéaire et invariant dans le temps..... 13

Figure 4. Circuit électrique d'un filtre passe bas14

Figure 5. Perte par insertion versus la fréquence normalisée pour des prototypes de filtres maximally flat ($n = 1$ à 5).....16

Figure 6. Définition des éléments des filtres passe bas17

Figure 7. Pertes par insertion des prototypes de filtres passe bas de Chebyshev pour n variable ; $n = 2, 3, 4$19

Figure 8. Transformation passe bas21

Figure 9. Transformation passe bas en passe haut.....22

Figure 10. Transformation passe en vers passe bande24

Figure 11. Transformation passe bas en une coupe bande.....26

Figure 12. Transformation de Richard28

Figure 13. Identités de Kuroda.....29

Figure 14. Structure générale d'un filtre passe bas stepped impédance31

Figure 15. Circuit électrique d'un filtre passe bas d'ordre 5.....33

Figure 16. Implémentation de filtre passe bas par la méthode stepped impedance. (a). Vue en perspective. (b). Vue de dessus sur la partie métallique.....34

Figure 17. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du prototype de filtre passe bas réalisé par stepped impédance.....35

Figure 18. Implémentation de filtre passe bas par des stubs en circuit ouvert et des lignes microstrip hautes impédances. (a). Vue en perspective (3D). (b). Vue en dessus sur la partie métallique.....37

Figure 19. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du prototype de filtre passe bas réalisé par des stubs circuit ouverts.....38

Figure 20. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du prototype de filtre passe bas réalisé par la méthode stepped impedance et stubs circuits ouverts.39

Figure 21. Transformation passe bas vers passe bande. (a). Prototype passe bas. (b) Prototype passe bande.	40
Figure 22. Structure pour la conception d'un filtre passe bande avec stubs circuit ouvert de longueur $\lambda_{g0}/2$ et des lignes de raccordements.....	43
Figure 23. Structure d'un filtre passe bande. (a). Vue en perspective (3D). (b). Vue en dessus ; métal seul. Les parties du métal sont alternées de gauche à droite comme suit : stubs circuit ouvert et ligne de racordement respectivement.....	45
Figure 24. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du prototype de filtre passe bande utilisant les stub circuit ouvert.....	46
Figure 25. Transformation passe bas en passe haut. (a). Passe bas. (b). Passe haut.....	47
Figure 26. Filtre passe haut optimum distribué.....	49
Figure 27. Implémentation de filtre passe haut optimum distribué. (a). Vue en perspective (3D). (b). Vue de dessus sur la partie métallique.....	52
Figure 28. $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ de la conception de la figure 30 par l'ANSOFT designer....	53
Figure 29. Transformation passe bas en coupe bande. (a). Passe bas. (b). Coupe bande.....	54
Figure 30. Circuit équivalent d'un filtre coupe bande. (a). Circuit équivalent avec stubs circuit ouvert. (b). Circuit équivalent utilisant des résonateurs et admittance inversers. (c). Circuit équivalent coupe bande utilisant lumped éléments.....	55
Figure 31. Structure générale d'un filtre coupe bande utilisant des stubs circuit ouvert et des lignes de raccordement ($\theta = \pi/2$).....	56
Figure 32. Structure d'un filtre coupe bande optimum d'ordre trois. (a). Vue en perspective (3D). (b). Vue en dessus sur la partie métallique.....	57
Figure 33. Résultats simulées sous Ansoft Designer 3.5 de la conception d'un filtre coupe bande de la figure 32.....	58
Figure 34. Diagramme $\varepsilon - \mu$	63
Figure 35. Métamatériau LH à base deSRR [28]. (a) Cellule unité. (b). Métamatériau LH basé sur des SRRs bidimensionnelles.....	65

Figure 36. Cellule unité du circuit du modèle de la ligne de transmission. (a) Cellule unité de la ligne de transmission RH (b) Cellule unité de la ligne de transmission LH.....66

Figure 37. Circuit équivalent d'une cellule unité CRLH dans l'approche de ligne de transmission.....66

Figure. 38. Diagramme de dispersion typique avec la fréquence dans un modèle de ligne de transmission CRLH. On prendra ($\omega_s < \omega_p$).....68

Figure 39. Cellule unité unidimensionnelle CRLH.....69

Figure 40. Cellule unité CRLH unidimensionnelle.....71

Figure 41. Diagramme de dispersion pour les valeurs du Tableau 2.....74

Figure 42. Impédance de Bloch d'une cellule unité CRLH pour les valeurs du Tableau 2...75

Figure 43. Diagramme de dispersion d'une cellule unité CRLH de paramètres donnés dans le Tableau 3.....77

Figure 44. Impédance de Bloch d'une cellule unité CRLH en fonction de la fréquence ; les paramètres de la cellule sont ceux du Tableau 3.....79

Figure 45. Diagramme de dispersion d'une cellule unité CRLH de paramètres donnés dans le Tableau 4.....80

Figure 46. Impédance de Bloch d'une cellule unité CRLH en fonction de la fréquence ; les paramètres de la cellule unité CRLH sont ceux du Tableau 4.....81

Figure 47. Diagramme de dispersion de cellule unité CRLH de paramètres donnés dans le Tableau 5.....78

Figure 48. Impédance de Bloch d'une cellule unité CRLH extrait pour la variation finale, les paramètres sont donnés dans le Tableau 5.....82

Figure 49. Implémentation de filtre passe bas d'ordre $n = 2$ par la méthode stepped impédance.....86

Figure 50. Implémentation de filtre passe bas d'ordre $n = 2$ par la méthode stepped impédance sur une substrat diélectrique LH.....86

Figure 51. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du prototype de filtre passe bas réalisé par stepped impédance implémenté sur un substrat LH et RH.....87

Figure 52. Implémentation de filtre passe bande d'ordre $n = 2$ sur une substrat RH.....88

Figure 53. Implémentation de filtre passe bande d'ordre $n = 2$ sur une substrat LH.....89

Figure 54. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du prototype de filtre passe bande implémenté sur un substrat RH et LH.....	90
Figure 55. Implémentation de filtre coupe bande sur substrat RH.....	92
Figure 56. Implémentation d'un filtre coupe bande sur substrat métamatériau.....	92
Figure 57. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du prototype de filtre coupe bande implémenté sur substrat RH.et LH.....	93
Figure 58. Ligne de transmission microstrip. (a) Géométrie. (b) Lignes de champ électrique et magnétique.....	103
Figure 59. Géométrie équivalente d'une ligne microstrip quasi-TEM où la lame diélectrique d'épaisseur d et de permittivité relative ϵ_r est remplacée par un milieu homogène de permittivité relative effective ϵ_e	106
Tableau 1. Valeurs d'éléments distribué des filtres passe haut avec le niveau d'ondulation est de 0.1dB.....	50
Tableau 2. Valeur des variables utilisées pour la conception de la cellule unité de la Figure 39.....	70
Tableau 3. Variation de la longueur de stub d'une cellule unité CRLH.....	76
Tableau 4. Variation de la longueur des doigts interdigits.....	79
Tableau5. Variation de la longueur de stub.....	81

TABLE DES MATIERES

Table des Matières.

Listes des figure et Tableaux.....	III
Chapitre I: Introduction générale.....	03
I. Introduction	04
II. Etat de l'art.....	05
III. Présentation du manuscrit.....	09
Chapitre II : Conception de filtres microstrip sur substrats main droite.....	11
Introduction.....	12
I.FONCTION DE TRANSFERT.....	12
II. PROTOTYPES DE FILTRE PASSE BAS.....	15
II.1. Conception de prototype de filtre passe bas maximally flat (Butterworth)...	15
II.2. Conception de prototype de filtre passe bas de Chebyshev (equal ripple)...	17
III. TRANSFORMATION DES FILTRES	19
III.1. Mise en échelle (scaling) en impédance.....	19
III.2. Mise en échelle en fréquence (Frequency scaling).....	20
<i>a. Transformation passe bas.....</i>	<i>20</i>
<i>b. Transformation en passe haut.....</i>	<i>21</i>
<i>c. Transformation passe bas en une passe bande.....</i>	<i>23</i>
<i>d. Transformation d'un filtre passe bas en une coupe bande.....</i>	<i>25</i>
IV. IMPLEMENTATION DES FILTRES.....	26
IV.1. Transformation de Richard.....	26
VI. 2. Identités de Kuroda.....	28
V. RESULTATS ET DISCUSSIONS.....	30
V. 1. Filtre passe bas.....	30

<i>Exemple 1. Conception de filtre passe bas par la méthode Stepped-Impedance.....</i>	30
<i>Exemple 2. Ladder L-C de filtres passé bas utilisant des stubs circuit ouvert..</i>	36
V.2. Filtre passe bande.....	40
<i>Exemple 3. Filtre passe bande avec stubs circuit ouvert de longueur $\lambda_{g0}/2$..</i>	41
V.3. Filtre passe haut.....	47
<i>Exemple 4. Filtre passe haut optimum distribué.....</i>	48
V.4. Filtre coupe bande.....	54
<i>Exemple 5. Filtre coupe bande Optimum.....</i>	54
Conclusion.....	59
Chapitre III. Théorie et réalisation des métamatériaux.....	60
Introduction.....	61
I. HISTORIQUE.....	61
II. APPROCHE DE VESELAGO.....	62
III. DEFINITION DES METAMATERIAUX.....	63
IV. REALISATION PHYSIQUE DES METAMATERIAUX.....	64
IV.1. Approche de la ligne de transmission.....	65
IV.2. Réalisation et analyse.....	68
IV.3. Conception d'une cellule unité CRLH.....	69
a. Extraction du diagramme de dispersion.....	70
b. Extraction de l'impédance de Bloch.....	74
Variation de la longueur de stub.....	76
Variation de la longueur des doigts interdigits.....	78
Variation de la longueur de stub.....	80

Conclusion	83
Chapitre IV : Résultats et discussion.....	84
Introduction.....	85
I . FILTRE PASSE BAS.....	85
II. FILTRE PASSE BANDE.....	88
III. FILTRE COUPE BANDE.....	91
Conclusion.....	94
Chapitre V : Conclusion générale.....	95
Conclusion générale.....	96
Référence bibliographiques.....	98
Annexe.....	102

Chapitre I

INTRODUCTION GENERALE

I. INTRODUCTION

Les filtres sont les composants passifs les plus importants utilisés dans les systèmes micro-ondes et des instruments. La plupart des systèmes microondes se composent de plusieurs composants actifs et passifs qui sont difficiles à concevoir et fabriquer avec des caractéristiques de fréquence précises. La première utilisation de filtres a été signalée en 1937 [1].

Le travail de pionnier des filtres en ligne couplés en se servant des striplines TEM a été réalisé dans les années 1950, 1960 et 1970. Les configurations de filtres les plus populaires sont les lignes couplées en parallèle [2], Interdigital [3], comblines [4] et lignes hairpins [5].

Tous les récepteurs micro-ondes, les transmetteurs et ainsi de suite ont besoin de filtres. Les circuits typiques couramment utilisés qui ont besoin de filtres comprennent les mélangeurs, les émetteurs, les multiplexeurs, etc. Les applications du système de filtres incluent les radars, les communications, la surveillance, les récepteurs GSM, les communications par satellite (SATCOM), les communications mobiles, les systèmes de radiodiffusion directe par satellite, les systèmes de communications personnelles (SCP). Les filtres miniatures sont un élément clé de la réduction de la taille exigée [6].

Depuis 2000, un nouvel élément artificiel a été mis au point pour ses caractéristiques. Cet élément est connu sous l'appellation de *split ring resonators SRR* qui est caractérisé par une perméabilité et une permittivité effectives négatives dans une bande étroite de fréquence [7]. Réellement, ceux-ci ont été introduits théoriquement en 1967 par Veselago dans son article où il déclare que même si les matériaux main gauche (Left-Handed Materials ; LHM) n'existent pas dans la nature, ils peuvent être construits artificiellement [8]. Pour surmonter les inconvénients des métamatériaux main gauche basés sur les SRRs pour des applications de technologie de microonde, plusieurs recherches bientôt rendaient compte qu'une ligne de transmission pourrait être employée pour réaliser un métamatériau main gauche non résonant, c'est l'approche des lignes de transmission.

L'objectif de ce travail de magistère consiste en la conception de filtres microstrip hyperfréquence sur substrat isotrope et sur substrat métamatériau. Deux outils de conception sont utilisés ; ce sont : La méthode de la perte par insertion et le simulateur de conception assistée par ordinateur (Computer Aided Design ; CAD) Ansoft Designer 3.5. Les propriétés intéressantes des matériaux main gauche ont été mises en évidence. Plusieurs méthodes

théoriques analytiques ont été également utilisées pour concevoir des filtres hyperfréquences et des comparaisons ont été faites.

II. ETAT DE L'ART

Un filtre est utilisé pour transmettre quelque chose et d'arrêter tout le reste. De même, le filtre électrique est un réseau électrique qui transmet le signal désiré ou une bande de signaux nécessaires à un système électrique et de rejeter le reste des signaux. Les filtres électriques ont été utilisés dans des applications pratiques pour plus de huit décennies, et sont actuellement utilisés dans toutes les gammes de fréquences pour fournir aussi près que possible une transmission parfaite du signal dans la bande désirée, avec le rejet de ces signaux et bruit à l'extérieur de la bande désirée. Les systèmes RF et micro-ondes nécessitent souvent des moyens pour supprimer les signaux indésirables et/ou des signaux de séparation ayant des fréquences différentes dans la région microonde. Naturellement, ces fonctions sont aussi réalisées par le filtre électrique. La technologie de filtres RF et micro-ondes stimule de nombreuses applications microondes, telles que des égaliseurs, des réseaux d'adaptation d'impédance, des transformateurs, des diviseurs de puissance, des atténuateurs et des coupleurs directionnels. En outre, ils sont des composants fondamentaux dans une variété de systèmes RF et microonde, tels que les communications radio cellulaire, la communication par satellite, les applications militaires et le radar.

Les filtres modernes remontent à 1915 lorsque Wagner en Allemagne et Campbell aux États-Unis, travaillant indépendamment, ont proposé le filtre [1]. En 1923, au Bell Laboratories, Zobel publia une méthode de conception de filtre en utilisant des mathématiques simples. Sa technique approchée de l'« image parameter » a été l'unique méthode de conception de filtre, pendant des décennies.

Vers 1940, les théories antérieures de Foster ont été étendues par Darlington et Cauer pour synthétiser exactement des réseaux à fonctions de transfert prescrites. En raison d'une lourde charge de calcul, ces méthodes sont restées essentiellement à intérêt purement théorique jusqu'à ce que les ordinateurs numériques ont été utilisés pour la synthèse de prototypes de filtres passe bas, à partir desquels les autres structures de filtres ont été facilement déduites. Ces prototypes passe bas ont été tabulés pour de nombreuses approximations spécifiques des fonctions de transfert auxquelles des noms de mathématiciens

ayant développés certains types de polynômes tel que Butterworth, Chebyshev, Bessel, Gaussian et autres, sont attribués.

Les filtres électriques peuvent être classés en plusieurs catégories en fonction des types de leurs réponses générales : passe bas, passe bande, passe haut et bandstop. Leur réponses en fréquence sont illustrées dans la Figure 1. La réponse en amplitude d'une transmission passe bas est donnée en haut gauche de la Figure 1. Les filtres passe bas transmettent toutes les fréquences entre zéro et une limite supérieure de fréquence appelée fréquence de coupure ω_c . L'énergie de la source à des fréquences inférieures à la fréquence de coupure est transmise à travers le filtre et remis à la charge avec un minimum d'atténuation. Les filtres passe-haut transmettent toutes les fréquences au-dessus d'une fréquence de coupure et atténuent toutes les fréquences en dessous de la valeur de coupure. Les filtres passe bande transmettent toutes les fréquences dans une bande de fréquence (ω_l à ω_u , où ω_l est plus faible fréquence de coupure et ω_u est la fréquence de coupure supérieure, comme indiqué dans les Figure 1.c et 1.d, respectivement et de rejeter toutes les fréquences au-dessous et au-dessus de cette bande. Enfin, les filtres bandstop sont complémentaires à des filtres passe bande et rejettent toutes les fréquences dans une bande de fréquence (ω_l à ω_u) et passent toutes les fréquences à l'extérieur de la bande.

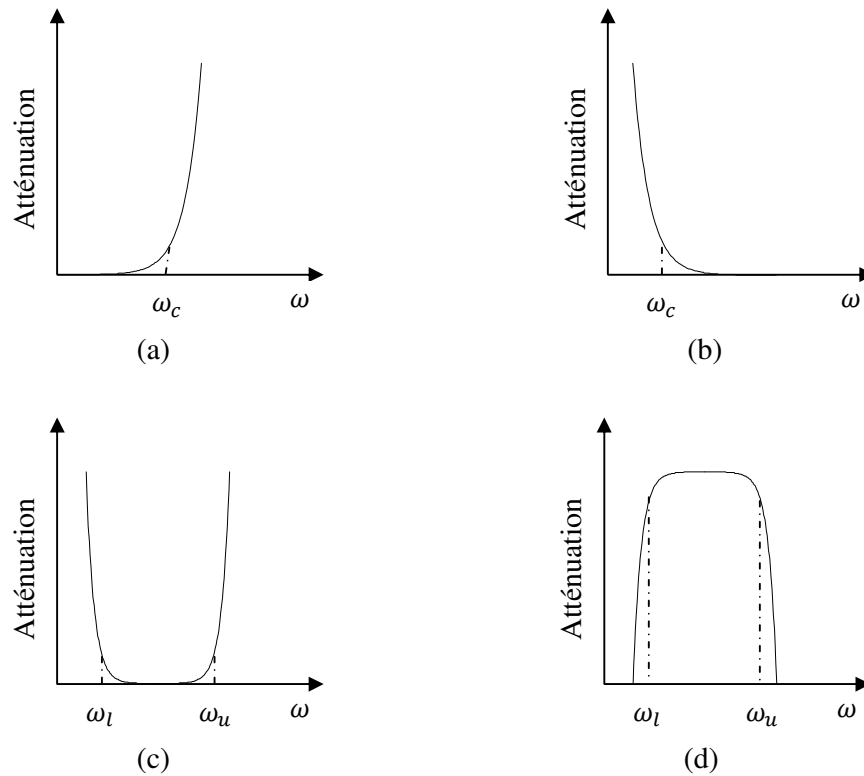


Figure 1. Types des filtres. (a) Passe bas. (b) Passe haut. (c) Passe bande. (d) Coupe bande.

Les filtres électriques sont également classés selon leurs fonctions de réponse, comme au maximum plat ou Butterworth, Chebyshev, fonction elliptique, pseudoelliptic Chebyshev. Ces réponses des filtres peuvent être distinguées les unes des autres par l'examen de l'emplacement des pôles et les zéros de leurs fonctions de transfert. En bref, les zéros d'une fonction de transfert sont appelés transmission des zéros (ou les pôles d'atténuation) et ses pôles les pôles de transmission.

Quand la sélectivité en fréquence ou la pente de la passe bande sont considérées comme les paramètres significatifs du filtrage, alors les filtres de Butterworth et de Chebyshev ne sont pas optimums. Par conséquent, les filtres peuvent aussi être conçus tels que la fonction de transfert possède des ondulations égales (equal ripple) dans la passe bande et la bande d'arrêt. Dans ce cas particulier, puisque la fonction de transfert est résultat des expressions contenant les fonctions elliptiques, un filtre de ce type s'appelle souvent un filtre elliptique. Les filtres elliptiques ont le nombre maximum des pôles situés aux fréquences finies. Par comparaison

au filtre de Chebyshev, ils montrent une meilleure performance de passe bande et une pente plus raide de la bande d'arrêt.

Il est bien connu que les filtres microondes puissent être réalisés avec seulement des éléments localisés tels que des inductances, des capacités, et des résistances ou seulement des éléments distribués tels que des sections de guides d'ondes, lignes coaxiales, lignes microruban disposées dans une configuration particulière. aux fréquences micro-ondes, la difficulté dans la réalisation des filtres avec éléments localisés nécessite l'utilisation de divers éléments distribués où la taille des éléments est comparable à la longueur d'onde.

Il existe deux méthodes pour la conception des prototypes de filtre passe bas : la méthode du paramètre image et la méthode de la perte par insertion. Bien que la méthode de conception de filtre la plus ancienne est basée sur la méthode du paramètre image, la conception de filtre à élément localisés par la méthode de la perte par insertion est cependant plus préférable car elle permet d'optimiser la réponse en fréquence. Dans cette étude nous utilisons la méthode de la perte par insertion.

En 1967 Veselago est introduit théoriquement une nouvelle catégorie des matériaux possède une permittivité et une perméabilité négative simultanément. Il déclare que même si les matières LH n'existent pas dans la nature, elles peuvent être construites artificiellement. Depuis 2000, ce nouvel élément artificiel a été réalisé physiquement par les *split ring resonators SRR* qui caractérisent une perméabilité et une permittivité effective négative dans une bande étroite de fréquence. Pour surmonter les inconvénients des métamatériaux basés sur les SRRs pour des applications de technologie de microonde, plusieurs recherches bientôt rendu compte qu'une ligne de transmission d'onde peut être employée pour réaliser un métamatériau main gauche non résonant avec l'approche des lignes de transmission.

L'objectif de ce mémoire est de comprendre et de mettre en évidence les propriétés intéressantes des métamatériaux main gauche en vue d'applications aux filtres microstrip passe bas, passe bande et coupe bande.

III. PRESENTATION DU MANUSCRIT

Ce mémoire consiste en cinq chapitres organisés comme suit :

- **Chapitre I :** Concernant l'introduction générale, dans laquelle on explique l'objectif du travail et l'organisation du manuscrit.
- **Chapitre II :** C'est une partie des filtres où nous présentons une partie théorique sur les filtres hyperfréquences sur substrat isotrope comme la fonction de transfert (Butterworth, Chebyshev et elliptique...etc). Nous donnons ensuite un algorithme de la transformation ou le scaling en impédance et en fréquence des filtres puis la transformation passe-bas vers différents autres réponses en fréquence du prototype à réaliser. Ensuite, nous développons quelques méthodes pour l'implémentation des filtres comme le stepped impedance et les stubs en circuit-ouvert et en court-circuit dont on fait appel à deux formalismes très utiles ; ce sont la transformation de Richard et les identités de Kuroda. Plusieurs conceptions ont été données et commentées. Ces mêmes conceptions ont été introduites et analysées sous le simulateur commercial Ansoft Designer 3.5 pour s'assurer de la validité de nos résultats.
- **Chapitre III :** Dans ce chapitre, nous présentons le fondement théorique des matériaux à indice de réfraction négatif, dits métamatériaux. La réalisation des métamatériaux est illustrée en utilisant des cellules unités en SRR et TW pour créer des matériaux à permittivité et perméabilité négatives, respectivement. Ensuite, l'approche de la ligne de transmission est utilisée pour implémenter un métamatériau composite main droite/gauche ; CRLH en utilisant une cellule unité à base de capacité interdigitale. Différents projets ont été créés sous Ansoft Designer 3.5 pour implémenter et analyser une cellule unité CRLH et l'effet métamatériau résultant, caractérisé par une vitesse de phase négative, est mis en évidence. Ces métamatériaux sont utilisés par la suite comme des substrats pour implémenter des filtres microstrip métamatériaux.
- **Chapitre IV :** Dans ce chapitre, nous étudions l'effet du substrat métamatériau sur les réponses en fréquence des prototypes de filtres standards. En effet, pour chaque prototype conçu sur substrat RH, un deuxième prototype de filtre ayant les mêmes paramètres dimensionnels et électriques est conçu, mais sur un substrat LH afin de voir l'effet des substrats métamatériaux.

- **Chapitre V** : Une conclusion générale concernant le travail réalisé et l'accent est mis sur les résultats obtenus. Des perspectives pour un travail futur concernant les filtres métamatériaux sont données.

Chapitre II

**CONCEPTION DE FILTRES MICROSTRIP SUR
SUBSTRATS MAIN DROITE.**

Introduction

Ce chapitre décrit la théorie de conception des filtres RF/microondes, et en particulier les filtres microstrip. Les quatre étapes de la conception ; à savoir : la spécification du filtre, l'implémentation du prototype passe bas, le scaling en impédance et en fréquence et finalement l'implémentation du prototype de filtre sont détaillées et illustrées sur des exemples. Pour chaque conception deux approches sont utilisées ; une approche analytique est utilisée dans un premier temps pour estimer les paramètres du prototype du filtre, ensuite, en se basant sur les paramètres ainsi obtenus, un projet est créé puis analysé sous Ansoft Designer 3.5. Pour l'approche analytique, elle est basée sur la méthode de la perte par insertion permettant d'optimiser la réponse en fréquence d'un filtre et on utilise également la transformation de Richards et les identités de Kuroda. Aussi, différentes méthodes d'implémentation de filtres sont présentées ; tel que : stepped impedance, stubs en circuit ouvert, stubs en court-circuit. Il est l'objet de ce chapitre de présenter les conceptions de ces filtres avec des exemples instructifs de conception utilisant Ansoft designer (méthode des moments) selon le schéma bloc de la Figure 2 ci-dessous.

I. FONCTION DE TRANSFERT

La fonction de transfert d'un réseau linéaire et invariant dans le temps représenté dans la Figure 3 est exprimée sous la forme d'une fonction rationnelle [13], [14]

$$S_{21} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (1)$$

Le plan ($s = \sigma + j\omega$) est une représentation de la réponse du réseau à bi-ports en fonction de la fréquence en néper σ et la fréquence en radian ω .

Pour un réseau sans pertes $\sigma = 0$ et par conséquent $s = j\omega$. Dans ce cas, la fonction de transfert d'un réseau bi-ports sans pertes est également exprimée comme :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + k^2 F_n^2(\omega)} \quad (2)$$

où k est la constante d'ondulation et $F_n(\omega)$ est une fonction de filtrage qui prendra différentes formes selon le type de filtre à réaliser.

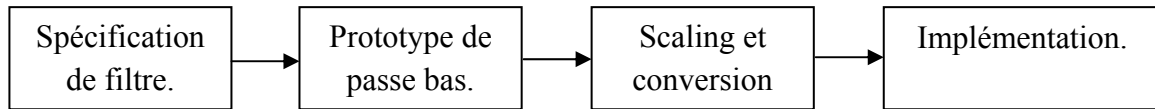


Figure 2. Procédure de la conception de filtre par la méthode de la perte par insertion

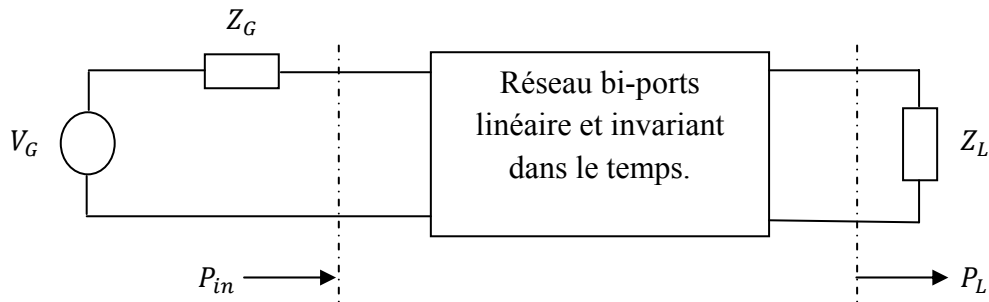


Figure 3. Forme générale d'un réseau bi-ports linéaire et invariant dans le temps [15].

La fonction de transfert rationnelle décrite dans l'équation (1) est définie dans le plan complexe s . Les racines du polynôme $N(s)$ donnent les zéros de la fonction de transfert $S_{21}(s)$, tandis que les racines du polynôme $D(s)$ donnent les pôles de cette même. Selon Hurwitz [16], toutes les racines de $D(s)$ se trouvent sur l'axe imaginaire du plan complexe s ; ($D(s)$ est appelé aussi polynôme de Hurwitz). Par conséquent, pour que le filtre d'un réseau soit stable et causal, sa fonction de transfert décrite par l'équation (1) doit satisfaire les conditions suivantes:

- Elle doit être une fonction rationnelle de fréquence variable complexe s avec des coefficients réels.
- Les fréquences du filtre doivent se situer sur l'axe imaginaire $j\omega$.
- L'ordre du numérateur $N(s)$ doit être égal ou inférieur à celui du dénominateur $D(s)$ [17].

La perte par insertion du filtre est liée à sa fonction de transfert par [15]

$$L_A(\omega) = 10 \log \left(\frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \right) \text{ dB} \quad (3)$$

La perte par insertion devient infinie à la transmission des zéros (ou à l'atténuation des pôles), tandis qu'elle est égale à zéro à la réflexion des zéros (ou transmission des pôles). Tous les zéros de transmission doivent être situés dans les coupe bandes afin d'obtenir le maximum de l'atténuation du signal dans ces bandes de fréquences [17].

Puisque $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ pour un réseau bi-ports sans pertes, la perte de retour $L_R(\omega)$ (mesurée en décibels) du filtre caractérise la puissance réfléchiée et est définie comme le rapport de la puissance d'entrée à la puissance réfléchiée [17]

$$L_R(\omega) = 10 \log[1 - |S_{21}(j\omega)|^2] \text{ dB} \tag{4}$$

La perte de retour est infinie à la réflexion des zéros, mais elle devient nulle à la transmission des zéros. En d'autres termes, la puissance réfléchiée est un nombre infini de décibels (∞ dB) plus petit que la puissance incidente à la réflexion des zéros, alors qu'elle est égale à la puissance incidente à la transmission de zéros. Noter que la perte de retour devient infinie à des fréquences où la perte par insertion est nulle. Tous les zéros de réflexion doivent être situés dans la passe bande pour permettre un transfert d'énergie à la sortie avec un minimum de réflexion. Le degré ou l'ordre d'un filtre est égal au nombre total de zéros de transmission ou de zéros de réflexion [17].

La mise en cascade d'inductances série et de capacités shunt forment un filtre passe bas comme le montre la Figure 4.

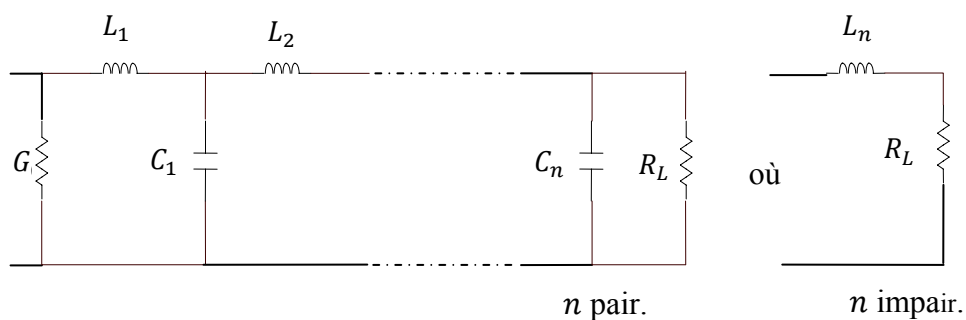


Figure 4. Circuit électrique d'un filtre passe bas [15].

II. PROTOTYPES DE FILTRE PASSE BAS

II.1. Conception de prototype de filtre passe bas maximally flat (Butterworth).

La fonction d'approximation de Butterworth est souvent appelée la réponse maximally flat car aucune autre approximation possèdera une transition plus douce de la passe bande à la bande d'arrêt. La réponse de phase est également très lisse, ce qui est important lors de la considération de la distorsion. Le polynôme de Butterworth pour un filtre passe bas a une fonction de transfert sans zéros finis. Il s'agit de choisir la méthode d'approximation lors d'une faible distorsion de phase [15].

La méthode de Butterworth est optimale dans le sens qu'elle prévoit la réponse la plus plate possible dans la bande passante pour un filtre d'ordre n . Pour un filtre passe bas, la réponse est donnée par [15] :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (5)$$

où n est l'ordre du filtre, qui correspond au nombre d'éléments réactifs nécessaires dans le filtre passe bas. k est la constante d'ondulation et ω_c la fréquence de coupure [15].

La passe bande s'étend de $\omega = 0$ à $\omega = \omega_c$; sur la limite de la passe bande la perte de puissance par insertion est $1/(1 + k^2)$. Si on choisit cette valeur comme le point -3 dB, on aura $k = 1$, qu'on prendra par la suite.

Compte tenu de l'expression de la réponse $|S_{21}(j\omega)|^2$ donnée par l'équation (5), la variation de la perte par insertion de l'équation (3), en fonction de fréquence normalisée pour différentes valeurs de l'ordre n , est représentée dans la Figure 5. On constate le suivant :

- Pour $\omega > \omega_c$, l'atténuation croit monotoniquement avec la fréquence.
- Pour $\omega \gg \omega_c$, $L_A \simeq k^2(\omega/\omega_c)^{2n}$ qui signifie que la perte par insertion augmente par le taux de $20n$ dB/décade [12].

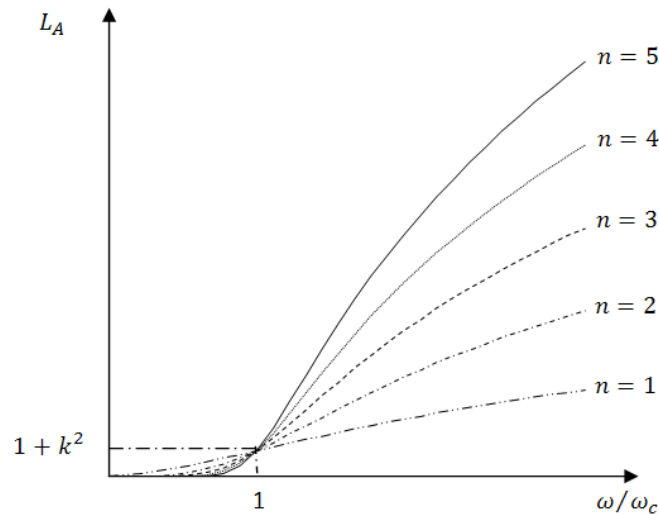


Figure 5. Perte par insertion versus la fréquence normalisée pour des prototypes de filtres maximally flat ($n = 1$ à 5).

Pour les filtres de Butterworth ayant une fonction de transfert donnée par l'équation (5) avec une perte par insertion $L_A = 3.01$ dB à la fréquence de coupure $\omega_c = 1$, les valeurs des éléments du filtre comme représenté dans la Figure 6 peuvent être calculées par :

$$\begin{cases} g_0 = 1.0 \\ g_i = 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \text{ pour } i = 1 \text{ à } n. \\ g_{n+1} = 1.0 \end{cases} \quad (6)$$

Les filtres bi-ports de Butterworth sont toujours symétriques dans la structure du réseau ; i.e. $g_0 = g_{n+1}$, $g_1 = g_n, \dots, g_i = g_{n+1-i}$ [15]. Contrairement à la formule analytique compacte établie dans l'équation (6) donnant les valeurs des éléments g_i du filtre, ces éléments sont tabulés dans [14].

Finalement, comme étant un intérêt pratique de la procédure de conception, il sera nécessaire de déterminer la dimension ou l'ordre du filtre. Ceci est souvent imposé par une spécification sur la perte par insertion à une fréquence donnée dans la coupe bande du filtre. Si un filtre avec un ordre $n > 10$ est requis, un bon résultat peut souvent être obtenu en mettant en cascade deux modèles ayant des ordres inférieurs [12].

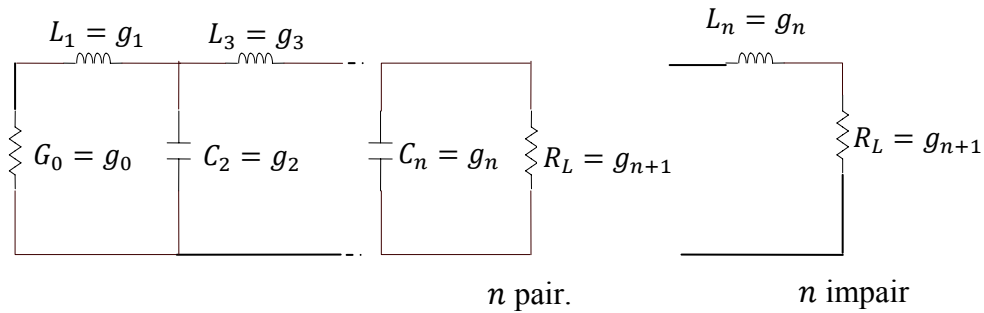


Figure 6. Définition des éléments des filtres passe bas [12].

II.2. Conception de prototype de filtre passe bas de Chebyshev (equal ripple).

La fonction d'approximation de Chebyshev est également appelée approximation à ondulation égale (equal ripple). Toutefois, contrairement au cas du filtre de Butterworth, le filtre de Chebyshev permet de modifier l'ondulation de la passe bande du filtre. Cette réduction dans les restrictions imposées sur les caractéristiques de la bande passante permet à la transition des caractéristiques du filtre de Chebyshev d'être plus raide que la transition du filtre de Butterworth. En raison de cette transition plus rapide, le filtre de Chebyshev est en mesure de satisfaire les spécifications de l'utilisateur avec des filtres d'ordre plus faible que dans le cas de Butterworth. Cependant, la réponse de phase n'est pas aussi linéaire comme le cas de Butterworth. Par conséquent, si une faible distorsion de phase est une priorité, l'approximation de Chebyshev n'est pas le meilleur choix [15]. Pour les filtres passe bas de Chebyshev la fonction de transfert est la suivante :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + k^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (7)$$

où $T_n(\omega)$ est le polynôme de Chebyshev de premier espèce et d'ordre n , définit par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos[n \cos^{-1}(x)] & x \leq 1 \\ \cosh[n \cosh^{-1}(x)] & x > 1 \end{cases} \quad (8)$$

La perte par insertion de la passe bande aura des ondulations d'amplitude $(1 + k^2)$, comme le montre la Figure 7, puisque $T_n(x)$ oscille entre ± 1 pour $|x| \leq 1$. Pour x grand, $T_n(x) \simeq \frac{1}{2}(2x)^n$ donc pour $\omega \gg \omega_c$ la perte par insertion devient

$$L_A \simeq \frac{k^2}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \quad (9)$$

qui augmente aussi avec le taux de $20n$ dB/décade. Par simple comparaison entre la perte par insertion déduite de l'équation (5) et celle donnée par l'équation (9), la perte par insertion pour le cas du filtre de Chebyshev est $2^{2(n-1)}$ plus grande que la réponse binomiale, à une fréquence donnée où $\omega \gg \omega_c$ [12]. La variation de la perte par insertion du filtre de Chebyshev, donnée par les équations (3) et (7), en fonction de fréquence normalisée pour différentes valeurs de l'ordre n , est représentée dans la Figure 7.

Pour un filtre passe bas de Chebyshev ayant une fonction de transfert donnée par l'équation (7), une ondulation dans la passe bande de valeur $L_R(dB)$ et une fréquence de coupure $\omega_c = 1$, les valeurs des éléments pour le réseau bi-ports de la Figure 6 peuvent être calculées en utilisant les équations suivantes [12]

$$\begin{cases} g_0 = 1.0 \\ g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\ g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} & \text{pour } i = 2, 3, \dots, n \\ g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{pour } n \text{ impair} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases} \end{cases} \quad (10)$$

où

$$\begin{cases} \beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{AR}}{17.37}\right)\right] \\ \gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \end{cases} \quad (11)$$

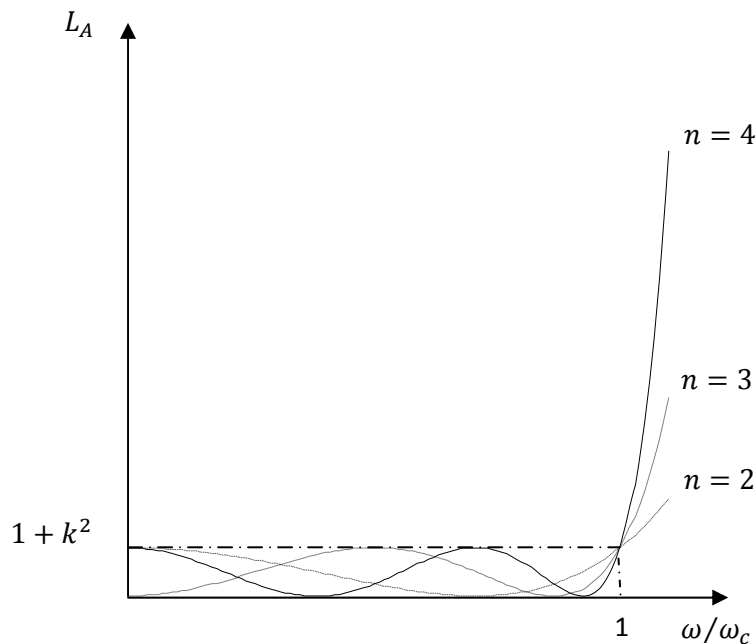


Figure 7. Pertes par insertion des prototypes de filtres passe bas de Chebyshev pour n variable ; $n = 2, 3, 4$.

III. TRANSFORMATION DES FILTRES

Jusqu'à présent, les prototypes de filtres passe bas considérés sont des conceptions normalisées ayant une impédance de source $g_0 = R_S = 1 \Omega$ et une fréquence de coupure $\omega_c = 1$. Dans ce paragraphe, on montrera comment ces conceptions peuvent être mises en échelle (scaling) en termes d'impédance, et converties en fréquence pour donner des caractéristiques passe haut, passe bande ou coupe bande.

III.1. Mise en échelle en impédance (impedance scaling)

Lors de la conception d'un prototype de filtre, la résistance de la source et de la charge sont égales à l'unité (à l'exception des filtres equal-ripple ayant n pair, qui ont une résistance de charge non unitaire). Une résistance de source R_0 peut être obtenue par la multiplication des impédances de la conception de prototype par R_0 . Ensuite, si on désigne en prime les quantités échelonnées (scaled) des impédances, nous avons les nouvelles valeurs des composants du filtre données par [12]

$$\begin{cases} L' = \gamma_0 L \\ C' = C / \gamma_0 \\ R_S' = \gamma_0 R_0 \\ R_L' = \gamma_0 R_L \end{cases} \quad (12)$$

où, L , C et R_L sont les valeurs des composants pour le prototype original et

$$\gamma_0 = \begin{cases} R_0 / g_0 & \text{pour } g_0 \text{ une résistance.} \\ R_0 g_0 & \text{pour } g_0 \text{ une conductance.} \end{cases} \quad (13)$$

III.2. Mise en échelle en fréquence (Frequency scaling)

a. Transformation passe bas

Pour changer la fréquence de coupure d'un filtre passe bas de l'unité à ω_c , on multiplie la fréquence du filtre par le facteur $1/\omega_c$, ceci est accompli en remplaçant ω par ω/ω_c où ω_c est la nouvelle fréquence de coupure [12].

$$\omega \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c} \quad (14)$$

Les nouvelles valeurs des éléments sont déterminées en appliquant la substitution de l'équation (14) aux réactances série, $j\omega L_k$, et aux susceptances shunt, $j\omega C_k$ du filtre. Ainsi :

$$\begin{cases} jX_k = j \frac{\omega}{\omega_c} L_k = j\omega L_k' \\ jB_k = j \frac{\omega}{\omega_c} C_k = j\omega C_k' \end{cases} \quad (15)$$

Ceci donne les nouvelles valeurs des éléments comme suit [15] :

$$\begin{cases} L_k' = \frac{L_k}{\omega_c} \\ C_k' = \frac{C_k}{\omega_c} \end{cases} \quad (16)$$

L'application de l'équation (16) ainsi que la graduation d'impédance décrite ci-dessus donne [12] :

$$\begin{cases} L'_k = \frac{\gamma_0 L_k}{\omega_c} \\ C'_k = \frac{C_k}{\gamma_0 \omega_c} \end{cases} \quad (17)$$

La transformation, des éléments LC , donnée par cette dernière équation est représentée dans la Figure 8.

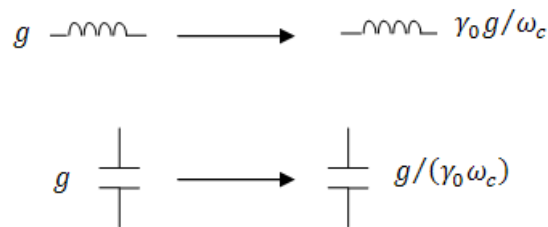


Figure 8. Transformation passe bas [15].

b. Transformation passe bas en passe haut

Pour le passage du filtre passe bas vers un passe haut avec une fréquence de coupure ω_c , la transformation de fréquence est :

$$\omega \leftarrow -\frac{\omega_c}{\omega} \quad (18)$$

Cette substitution transforme $\omega = 0$ à $\omega = \pm\infty$, et vice versa; la coupure se produit pour $\omega = \pm\omega_c$. Le signe négatif est nécessaire pour convertir des inductances (respectivement des capacitances) en capacitances (respectivement des inductances) réalisables. L'application de l'équation (18) aux réactances série, $j\omega L_k$, et des susceptances shunt, $j\omega C_k$, du filtre donne [15]

$$\begin{cases} jX_k = -j \frac{\omega_c}{\omega} L_k = \frac{1}{j\omega C'_k} \\ jB_k = -j \frac{\omega_c}{\omega} C_k = \frac{1}{j\omega L'_k} \end{cases} \quad (19)$$

Ceci montre que les inductances série, L_k , doivent être remplacées par des capacités, C'_k , et les capacités shunt, C_k , doivent être remplacées par des inductances, L'_k . Les nouvelles valeurs des composants sont données par :

$$\begin{cases} C'_k = \frac{1}{\omega_c L_k} \\ L'_k = \frac{1}{\omega_c C_k} \end{cases} \quad (20)$$

Avec la mise en échelle d'impédance, la transformation des éléments est donnée par [12], [15] :

$$\begin{cases} C'_k = \frac{1}{\omega_c \gamma_0 L_k} \\ L'_k = \frac{\gamma_0}{\omega_c C_k} \end{cases} \quad (21)$$

La transformation, des éléments LC , donnée par cette dernière équation est représentée dans la Figure 9.

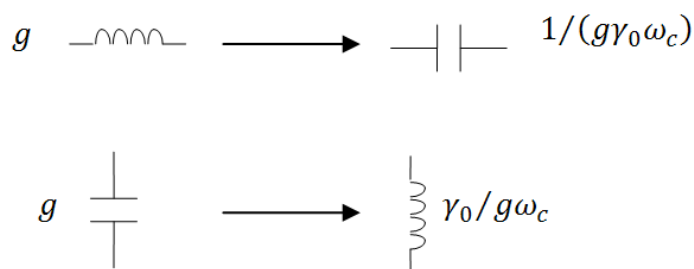


Figure 9. Transformation passe bas en passe haut.

c. Transformation passe bas en passe bande

Des conceptions de filtre passe bas peuvent également être transformées pour avoir des réponses passe bande ou coupe bande. Si ω_1 et ω_2 sont les bords de la passe bande, alors une réponse passe bande peut être obtenue en utilisant la substitution suivante de fréquence [12] :

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (22)$$

où

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (23)$$

est la largeur de bande relative de la passe bande. La fréquence centrale ω_0 , serait choisie comme la moyenne arithmétique de ω_1 et ω_2 , mais les équations sont plus simples si elle est choisie comme moyen géométrique :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (24)$$

Si nous appliquons cette transformation de fréquence à un élément réactif g , nous avons

$$jX_k = \frac{j}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) L_k = j \frac{\omega L_k}{\omega_0 \Delta} - j \frac{\omega_0 L_k}{\omega \Delta} = j\omega L'_k - j \frac{1}{\omega C'_k} \quad (25)$$

qui montre qu'une inductance série, L_k , est transformée à un circuit série LC dont les valeurs des éléments :

$$\begin{cases} L'_k = \frac{L_k}{\omega_0 \Delta} \\ C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} \end{cases} \quad (26)$$

De même :

$$jB_k = \frac{j}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) C_k = j \frac{\omega C_k}{\omega_0 \Delta} - j \frac{\omega_0 C_k}{\omega \Delta} = j\omega C'_k - j \frac{1}{\omega L'_k} \quad (27)$$

Donc une conductance shunt est transformée en une paire LC shunt avec

$$\begin{cases} L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} \\ C'_k = \frac{C_k}{\Delta \omega_0} \end{cases} \quad (28)$$

Les éléments du filtre passe bas sont ainsi convertis en circuits résonnants série (basse impédance à la résonance) dans les branches série, et en circuits résonnants parallèles (haute impédance à la résonance) dans la branche shunt. Noter que les éléments série et parallèle du résonateur ont une fréquence de résonance ω_0 [12], [15].

Les transformations, des éléments LC , données par les équations (25) et (27) sont représentées dans la Figure 10.

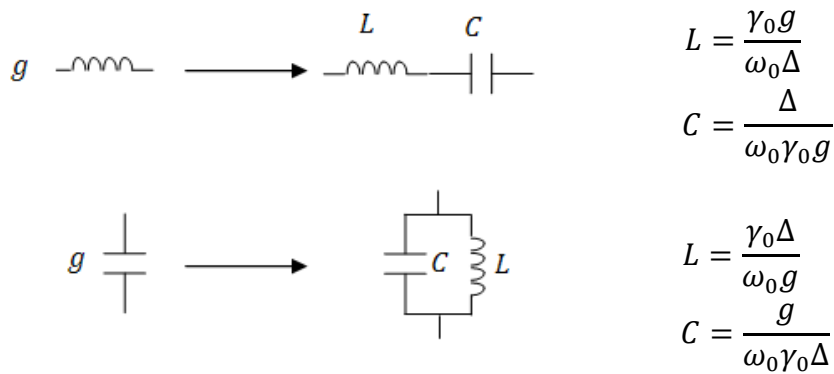


Figure 10. Transformation passe en vers passe bande

d. Transformation d'un filtre passe bas en une coupe bande

L'inverse de la transformation précédente peut être employée pour obtenir une réponse de coupe bande. Ainsi,

$$\omega \leftarrow \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1} \quad (29)$$

où Δ et ω_0 ont les mêmes définitions qu'en (23) et (24). Alors des inductances série du passe bas sont converties en circuits LC parallèles dont les valeurs des éléments sont données par [12] :

$$\begin{cases} L'_k = \left(\frac{\Delta}{\omega_0} \right) \gamma_0 g \\ C'_k = \left(\frac{1}{\omega_0 \Delta} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \end{cases} \quad (30)$$

et les capacitances shunt du passe bas sont converties en circuit LC séries dont les valeurs des éléments sont données par :

$$\begin{cases} L'_k = \left(\frac{1}{\omega_0 \Delta} \right) \frac{\gamma_0}{g} \\ C'_k = \left(\frac{\Delta}{\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \end{cases} \quad (31)$$

Les transformations, des éléments LC , données par les équations (30) et (31) sont représentées dans la Figure 11.

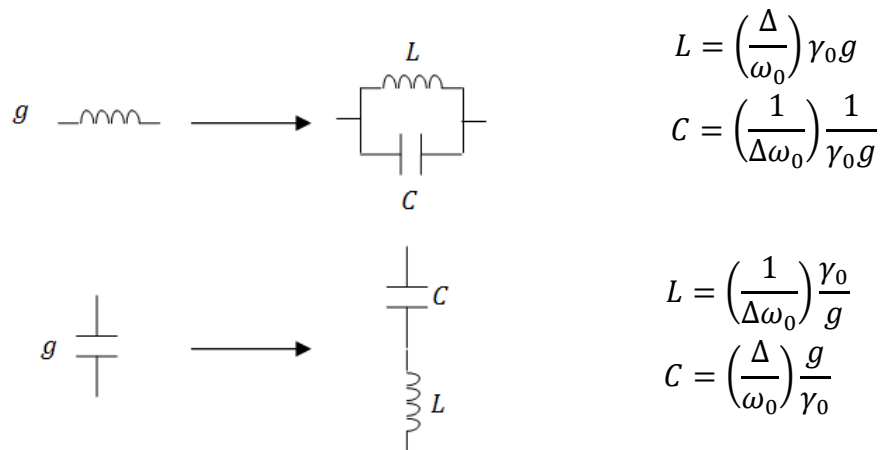


Figure 11. Transformation passe bas en une coupe bande.

IV. IMPLEMENTATION DES FILTRES

La conception de filtre à éléments localisés fonctionne généralement bien à des fréquences basses, mais deux problèmes surgissent aux fréquences microondes. D'abord, les éléments localisés tels que des inductances et les capacitances sont généralement disponibles seulement pour une gamme limitée des valeurs et sont difficiles à mettre en application aux fréquences microondes, mais doivent être rapprochés avec les composants distribués. En outre, aux fréquences microondes les distances entre les composants de filtre ne sont pas négligeables. La transformation de Richard est employée pour convertir les éléments localisés en une section d'une ligne de transmission, alors que les identités de Kuroda peuvent être employées pour séparer les éléments du filtre en utilisant des sections des lignes de transmission. Puisque de telles sections additionnelles n'affectent pas la réponse du filtre, ce type de conception s'appelle la synthèse redondante de filtre. Il est possible de concevoir les filtres microondes qui tirent profit de ces sections pour améliorer la réponse du filtre; une telle synthèse non redondante n'a pas des contre-partie en éléments localisés.

IV.1. Transformation de Richard

Les éléments des lignes de transmission sont d'importance pour concevoir la réalisation des filtres microondes. Une approche généralement utilisée à la conception d'un filtre distribué est de chercher une certaine équivalence approximative entre les éléments localisés et les éléments distribués. Une telle équivalence peut être établie en appliquant la transformation de Richard. Richard a prouvé que les réseaux distribués, consistant en

proportionné des lignes de transmission et les résistances localisées, pourrait être traité dans l'analyse ou la synthèse comme un réseau *LCR* localisé par la transformation [12] :

$$\Omega = \tanh\left(\frac{lp}{v_p}\right) \quad (32)$$

où $p = \sigma + j\omega$ est la variable complexe de fréquence, et l/v_p est le rapport de la longueur d'élément de la ligne de transmission à la vitesse de phase dans un tel élément de la ligne. Ω est une nouvelle variable complexe de fréquence, également connue sous le nom de la variable de Richard. L'équation (32) est appelée transformation de Richard. Pour les réseaux sans pertes $p = j\omega$ et la variable de Richard devient :

$$\Omega = \tan \beta l = \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) \quad (33)$$

Transforme le plan ω à Ω , se répète avec une période de $\omega l/v_p = 2\pi$. Cette transformation a été présentée par P. Richard synthétisant un réseau *LC* en utilisant les lignes de transmission en circuit ouvert et en court circuit. Ainsi, si nous remplaçons la variable de fréquence ω par Ω , la réactance d'une inductance peut être écrite comme [12] :

$$jX_L = j\Omega L = jL \tan(\theta) \quad (34)$$

et la susceptance d'une conductance est écrite comme :

$$jB_c = j\Omega C = jC \tan(\theta) \quad (35)$$

Ces résultats indiquent qu'une inductance peut être remplacée par un stub court-circuité de longueur θ et d'impédance caractéristique L , alors qu'une conductance C soit remplacée par un stub circuit ouvert de longueur θ et d'impédance caractéristique $1/C$, comme illustré dans la Figure 12 [15]. La longueur électrique étant définie comme suit :

$$\theta = \frac{\omega}{v_p} l \quad (36)$$

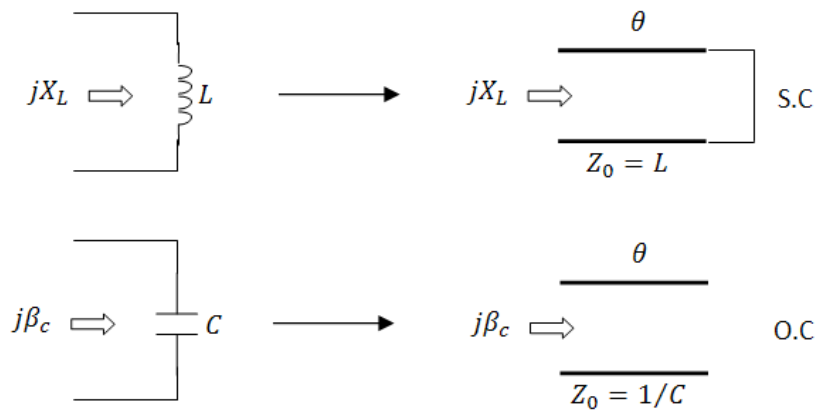


Figure 12. Transformation de Richard

VI. 2. Identités de Kuroda

Lors de la conception des filtres avec les lignes de transmission, les diverses identités de réseau peuvent être souhaitables pour obtenir des filtres de réseau qui sont équivalents aux réseaux électriques. Non seulement, ces transformations fournissent aux concepteurs la flexibilité, mais aussi sont essentiels dans de nombreux cas, pour obtenir des réseaux qui sont physiquement réalisables avec les dimensions physiques.

Les quatre identités de Kuroda utilisent des sections redondantes des lignes de transmission pour atteindre un modèle de filtre microonde plus pratique par la mise en œuvre des opérations suivantes :

- Séparer physiquement les stubs des lignes de transmission.
- Transformer les stubs séries en des stubs shunt et vice versa.
- Changer une impédance caractéristique par une autre plus réalisable [15].

Les quatre identités de Kuroda sont illustrées dans la Figure 13, où chaque boîte représente un élément d'unité, ou une ligne de transmission. Les inductances et les conductances sont représentées par des stubs court-circuit et circuit ouvert, respectivement [18].

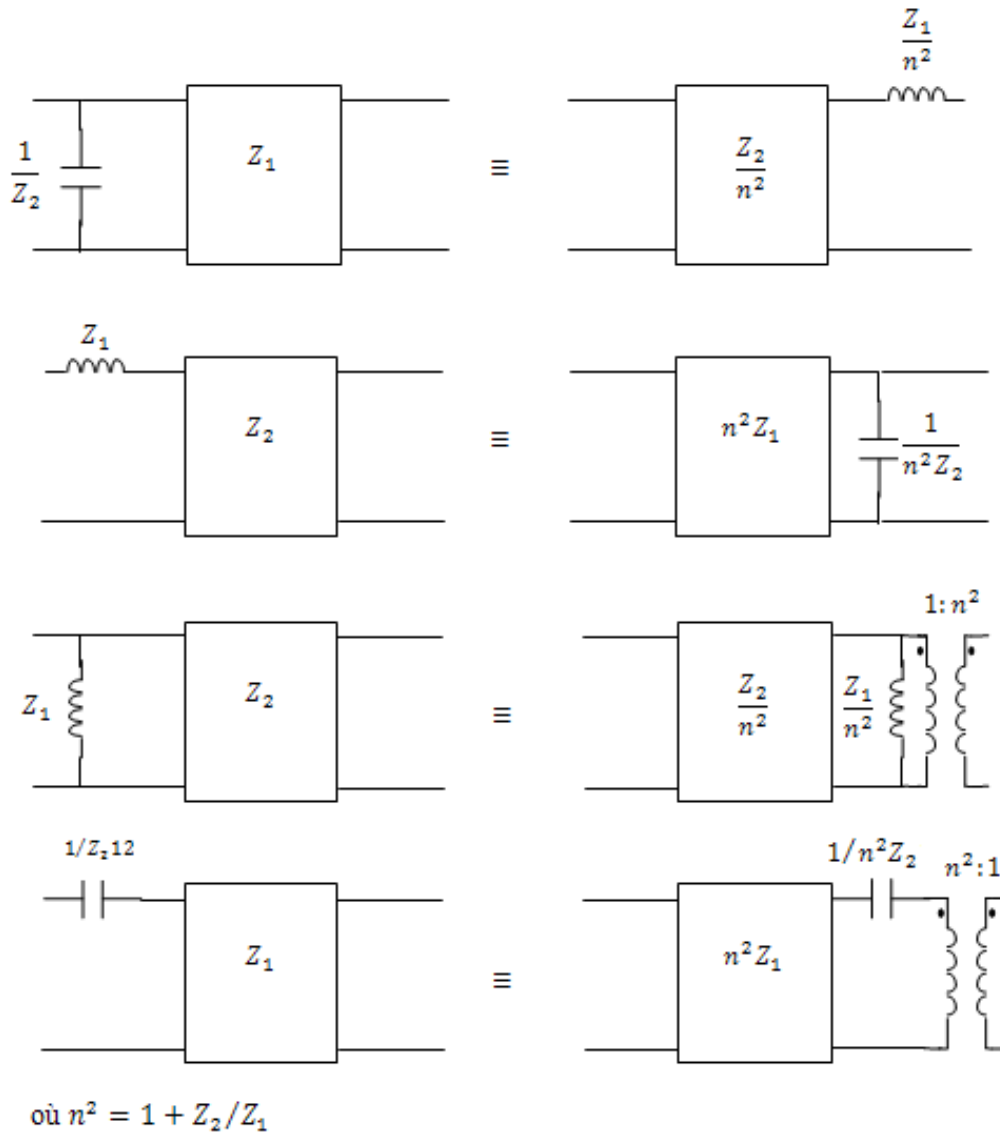


Figure 13. Identités de Kuroda [12].

Dans la prochaine section nous appliquerons les principes développés plutôt au développement des structures pratiques des filtres passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande. Nous commençons par le premier type qui est le filtre passe bas.

V. RESULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette étude, on développe la conception des filtres basée sur deux étapes. La première étape de conception est basée sur un calcul analytique et la deuxième étape est réalisée par le simulateur Ansoft Designer 3.5. Nous allons considérer cinq exemples de conception.

V. 1. Filtre passe bas

Le LC passe bas est une application directe de la synthèse de prototypes et pose le moins de difficultés de mise en œuvre de toutes les structures de filtre. En général, la conception de filtres passe bas microruban comporte deux étapes principales. La première consiste à choisir un prototype passe bas. Le choix du type de réponse, y compris l'ondulation de bande passante et le nombre d'éléments réactifs, dépendra des spécifications requises. Les valeurs des éléments du prototype de filtre passe bas, qui sont généralement normalisés à une impédance de source $g_0 = 1$ et une fréquence de coupure $\omega_c = 1$, sont ensuite transformées en éléments LC pour la fréquence de coupure désirée et l'impédance de source désirée qui est normalement 50Ω pour le filtre microstrip. Ayant obtenu un élément de filtre éléments localisés, la prochaine grande étape dans la conception de filtres passe bas microruban est de trouver un microruban qui se rapproche de la réalisation en éléments localisés du filtre. Dans cette section, nous nous concentrons sur la deuxième étape. Plusieurs réalisations des filtres microstrip seront décrites.

Exemple 1. Conception de filtre passe bas par la méthode Stepped-Impedance.

La Figure 14.b montre une structure générale d'un filtre microstrip passe bas par la méthode stepped impedance, qui utilise une structure en cascade de haute et faible impédances de lignes de transmission. Les lignes à haute impédance comme l'inductance série et les lignes d'impédance basse comme les conductances shunt. Par conséquent, cette structure de filtre constitue la réalisation directe du filtre LC de la figure 14a [15].

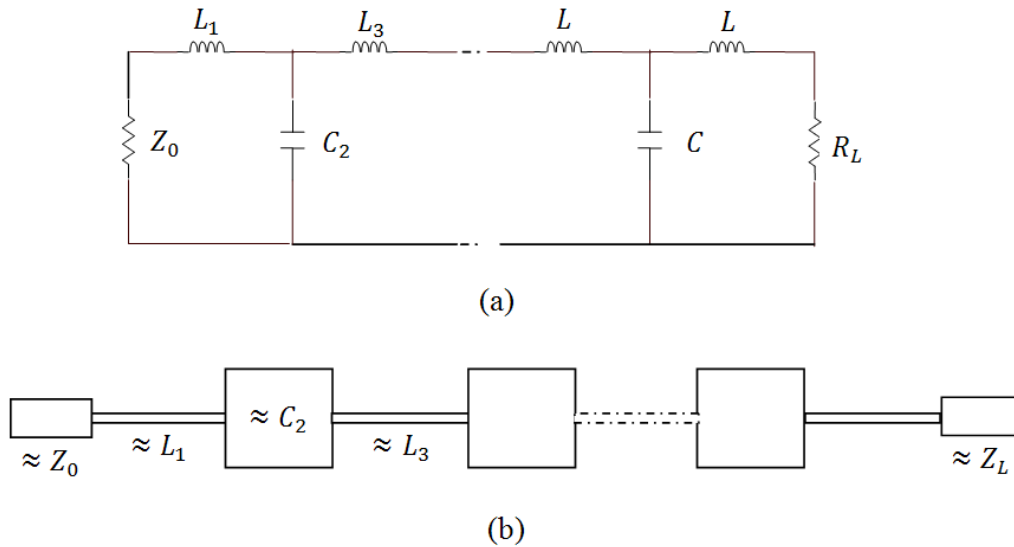


Figure 14. Structure générale d'un filtre passe bas stepped impédance [15].

Certaines informations, a priori, sur la conception doivent être fournies sur les lignes microruban, parce que les expressions de l'inductance et de la capacitance dépend à la fois de l'impédance caractéristique et de la longueur. Il serait possible de fixer d'abord les caractéristiques des haute et basse impédances des lignes de transmission par les considérations suivantes :

- $Z_{0C} < Z_0 < Z_{0L}$, où Z_{0C} et Z_{0L} désignent les impédances caractéristiques basses et hautes des lignes de transmission respectivement, Z_0 est l'impédance de la source, qui est généralement de 50Ω pour les filtres microstrip.
- Une faible impédance Z_{0C} est une meilleure approximation d'un élément de conductance.
- Une plus grande Z_{0L} conduit à une meilleure approximation d'un élément d'inductance, mais Z_{0L} ne doit pas être si élevée que sa fabrication est difficile, comme une ligne étroite, ou de ses capacités de transport de courant devient une limitation [15].

Initialement, la longueur physique d'une haute et faible impédance de ligne de transmission est données par:

$$\begin{cases} l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1}\left(\frac{\omega_c L}{Z_{0L}}\right) \\ l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1}(\omega_c C Z_{0C}) \end{cases} \quad (37)$$

Avec la longueur d'onde guidante

$$\lambda_g = \frac{\lambda_c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (38)$$

Et les éléments L et C non normalisés peuvent être décrits dans l'équation (17) comme suit :

$$\begin{cases} L'_k = \frac{R_0 L_k}{g_0 \omega_c} \\ C'_k = \frac{g_0 C_k}{R_0 \omega_c} \end{cases}$$

Les résultats de l'équation (37) ne tiennent pas en compte la réactance série de l'impédance faible et la susceptance shunt des lignes à haute impédance. Pour comprendre ces effets, les longueurs de la haute et basse impédance des lignes doivent être modifiées pour satisfaire les équations suivantes [15] :

$$\begin{cases} \omega_c L = Z_{0L} \sin\left(\frac{2\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right) + Z_{0C} \tan\left(\frac{\pi l_C}{\lambda_{gC}}\right) \\ \omega_c C = \frac{1}{Z_{0C}} \sin\left(\frac{2\pi l_C}{\lambda_{gC}}\right) + 2 * \frac{1}{Z_{0L}} \tan\left(\frac{\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right) \end{cases} \quad (39)$$

Afin d'illustrer la procédure de conception pour ce type de filtre, la conception d'un filtre passe bas dont les spécifications sont comme suit :

- Ordre $n = 5$.
- Fréquence de coupure $f_c = 4$ GHz.
- Niveau des ondulations dans la passe bande est de 0.1 dB.
- Impédance de source/charge $R_0 = 50 \Omega$.

Le circuit de ce filtre est illustré dans la Figure 15.

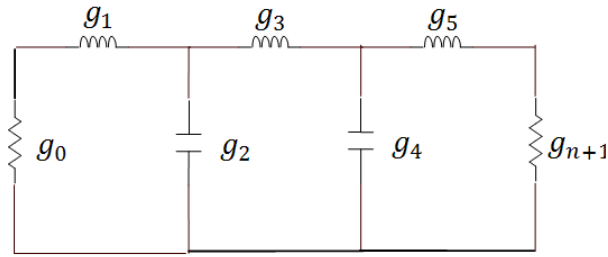


Figure 15. Circuit électrique d'un filtre passe bas d'ordre 5.

Pour déterminer les valeurs des composants du prototype de la Figure 15, on suivra les étapes représentées par les équations (10) et (11).

$$\begin{cases} g_0 = g_6 = 1 \\ g_1 = g_5 = 1.1468 \\ g_2 = g_4 = 1.3712 \\ g_3 = 1.9750 \end{cases}$$

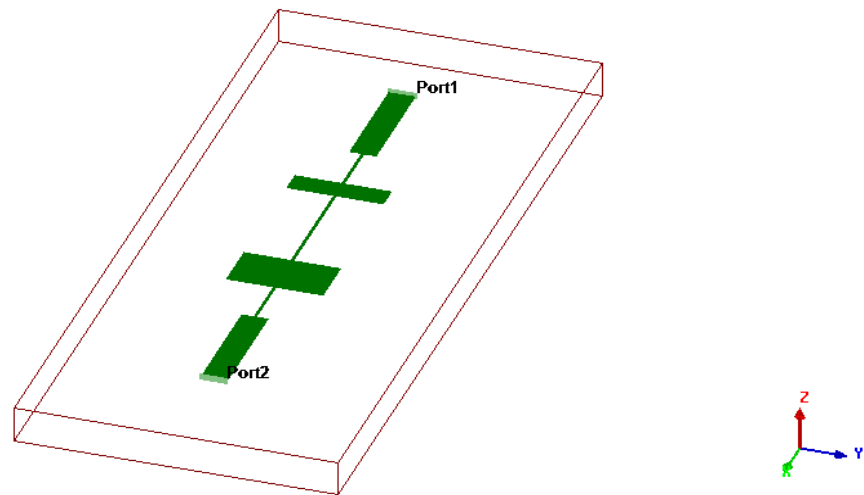
A l'aide de la transformation des éléments décrite dans l'équation (17), nous avons :

$$\begin{aligned} L_1 = L_3 &= \frac{R_0 g_1}{g_0 \omega_c} = 2.282 \times 10^{-9} H \\ L_2 &= \frac{R_0 g_3}{g_0 \omega_c} = 3.929 \times 10^{-9} H \\ C_1 = C_2 &= \frac{g_0 g_2}{R_0 \omega_c} = 1.091 \times 10^{-12} F \\ R_0 = R_L &= R_0 g_0 = 50 \Omega \end{aligned}$$

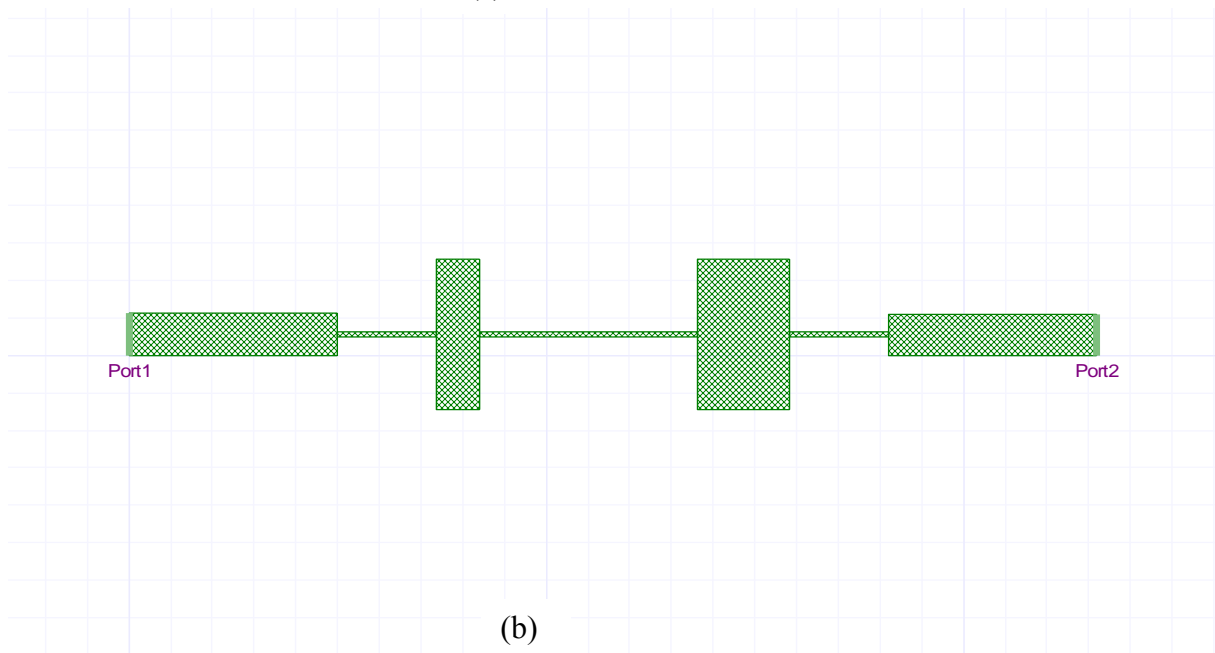
Le filtre est fabriqué sur un substrat avec une constante diélectrique relative de 10.8 et d'une épaisseur de 1.27 mm. L'impédance caractéristique haute et basse des lignes de transmission sont choisies comme $Z_{0L} = 100 \Omega$ et $Z_{0C} = 24 \Omega$. Les paramètres de conception des lignes microruban et de la longueur physique de la haute et basse impédance des lignes de transmission sont :

$$\begin{cases} Z_{0C} = 24 \text{ ohms} \\ Z_0 = 50 \text{ ohms} \\ Z_{0L} = 100 \text{ ohms} \end{cases} \begin{cases} \lambda_{gC} = 26.3452 \text{ mm} \\ \lambda_0 = 28.0779 \text{ mm} \\ \lambda_{gL} = 29.4150 \text{ mm} \end{cases} \begin{cases} W_C = 3.9370 \text{ mm} \\ W_0 = 1.1176 \text{ mm} \\ W_L = 0.1397 \text{ mm} \end{cases} \begin{cases} l_{C1} = 1.0538 \text{ mm} \\ l_{C2} = 2.2289 \text{ mm} \\ l_{L1} = l_{L3} = 2.3615 \text{ mm} \\ l_{L2} = 5.2145 \text{ mm} \end{cases}$$

La réalisation physique du filtre avec les dimensions des tronçons de lignes avec le substrat diélectrique sont montrés dans la Figure 16 (a). la partie métallique de la structure est présentée dans la Figure 16.b. les résultats obtenus par le simulateur Ansoft Designer 3.5 sont tracés dans la Figure 17.



(a)



(b)

Figure 16. Implémentation de filtre passe bas par la méthode stepped impedance. (a). Vue en perspective. (b). Vue de dessus sur la partie métallique.

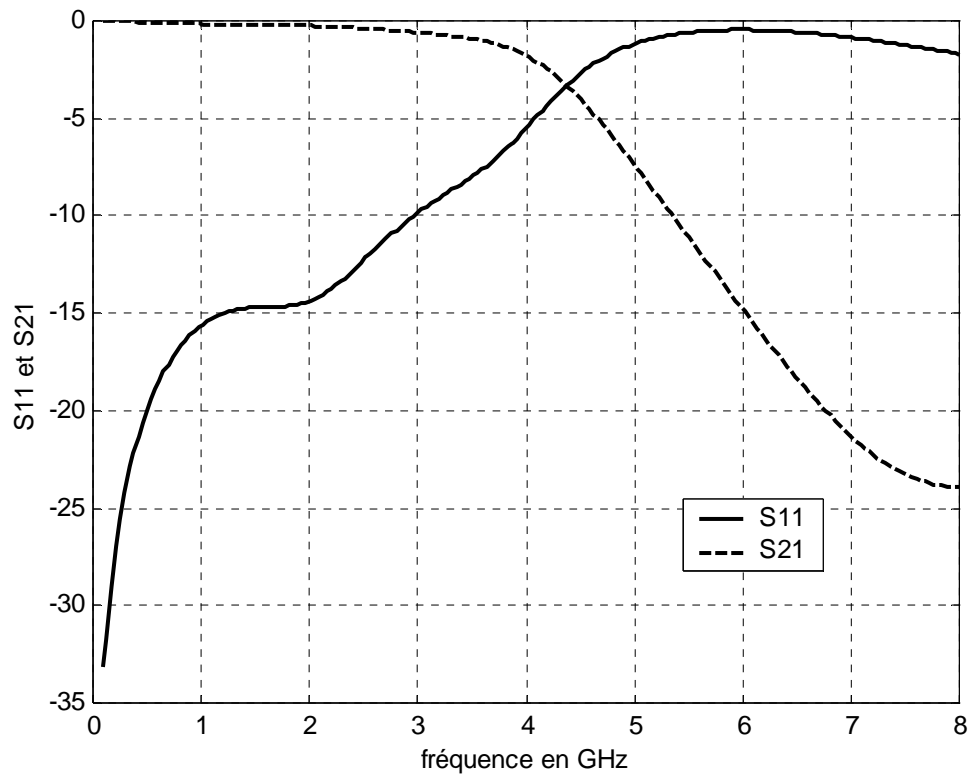


Figure 17. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du prototype de filtre passe bas réalisé par stepped impédance.

La Figure 17 montre les paramètres $S_{11}(dB)$ et $S_{21}(dB)$ du filtre passe bas de Chebyshev de l'exemple précédent. La fréquence de coupure est calculée pour $S_{21}(dB) = -3$ dB ce qui correspond à $f_c = 4.3$ GHz. Dans la passe bande $[0, f_c]$, $S_{21}(dB)$ est au dessous de -3 dB donc très faible, pour les fréquence très basses $S_{21}(dB)$ est presque 0 dB donc une transmission totale de la puissance incidente vers le port 2. Au delà de la fréquence de coupure $\omega > \omega_c$ une réflexion presque totale de la puissance incidente. La transition est relativement large ceci est un inconvénient.

La forme de la réponse en fréquence du prototype de filtre passe bas de notre exemple est en accord avec la littérature [15, Chapitre 05, Pages 112]. Les modèles analytiques développés pour ces filtres constituent bien une assez bonne approximation pour la conception de filtre passe bas par la méthode stepped impédance, cependant, pour une conception plus rigoureuse le prototype de filtre ainsi conçu doit être simulé sous Ansoft Designer 3.5 et ajusté pour répondre aux spécifications.

Exemple 2. Ladder L-C de filtres passé bas utilisant des stubs circuit ouvert

Dans la conception de filtre passe bas par la méthode stepped impédance, les capacités sont implémentées par les lignes de transmission faible impédance. Une implémentation alternative de ces capacités pourrait se faire par des stubs circuit ouvert. Les longueurs physiques de l'impédance des lignes et des stubs circuit ouvert sont déterminées par [15] :

$$\begin{cases} \omega_c L = Z_{0L} \sin\left(\frac{2\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right) & (40a) \\ \omega_c C = \frac{1}{Z_{0C}} \tan\left(\frac{2\pi l_C}{\lambda_{gC}}\right) + 2 * \frac{1}{Z_{0L}} \tan\left(\frac{\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right) & (40b) \end{cases}$$

Le deuxième terme de l'équation (40b) est introduit pour compenser les susceptances indésirables résultantes de deux hautes impédances des lignes de transmission adjacentes.

Pour comparaison avec l'exemple de conception (par la méthode stepped impédance) du prototype de filtre passe bas présenté dans la section précédente, nous considérons les mêmes spécifications que pour l'exemple sus-cité. Les résultats de la conception type échelle L-C en utilisant des stubs circuit ouverts sont présentés comme suit :

$$\begin{cases} Z_{0C} = 24 \Omega \\ Z_0 = 50 \Omega \\ Z_{0L} = 100 \Omega \end{cases} \begin{cases} l_{C1} = 1.0220 \text{ mm} \\ l_{C2} = 1.9671 \text{ mm} \\ l_{L1} = l_{L3} = 2.8589 \text{ mm} \\ l_{L2} = 6.6132 \text{ mm} \end{cases} \begin{cases} \lambda_{gC} = 26.3452 \text{ mm} \\ \lambda_0 = 28.0779 \text{ mm} \\ \lambda_{gL} = 29.4150 \text{ mm} \end{cases} \begin{cases} W_C = 3.9370 \text{ mm} \\ W_0 = 1.1176 \text{ mm} \\ W_L = 0.1397 \text{ mm} \end{cases}$$

où :

- Les valeurs des impédances Z_{0C} , Z_0 et Z_{0L} sont imposées par les spécifications du cahier de charge.
- Les valeurs des largeurs l_{C1} , ... et l_{L2} sont calculées par les équations (40).
- Les valeurs des longueurs d'onde λ_{gC} , λ_{g0} et λ_{gL} ainsi que la largeur des stubs W_C , des impédances de la source et de la charge W_0 et des lignes de haute impédance W_L sont estimées par les équations de conception de la ligne microstrip données dans l'Annexe.

Les résultats obtenus sont utilisés dans un projet Ansoft Designer 3.5 pour implémenter le filtre correspondant. La vue en perspective de ce filtre est présentée dans la Figure 18. (a). la partie métallique du filtre ainsi réalisée est représentée dans la Figure 18 (b). Les performances en terme de réponse en S_{11} (dB) et S_{21} (dB) sont représentées dans la Figure 19.

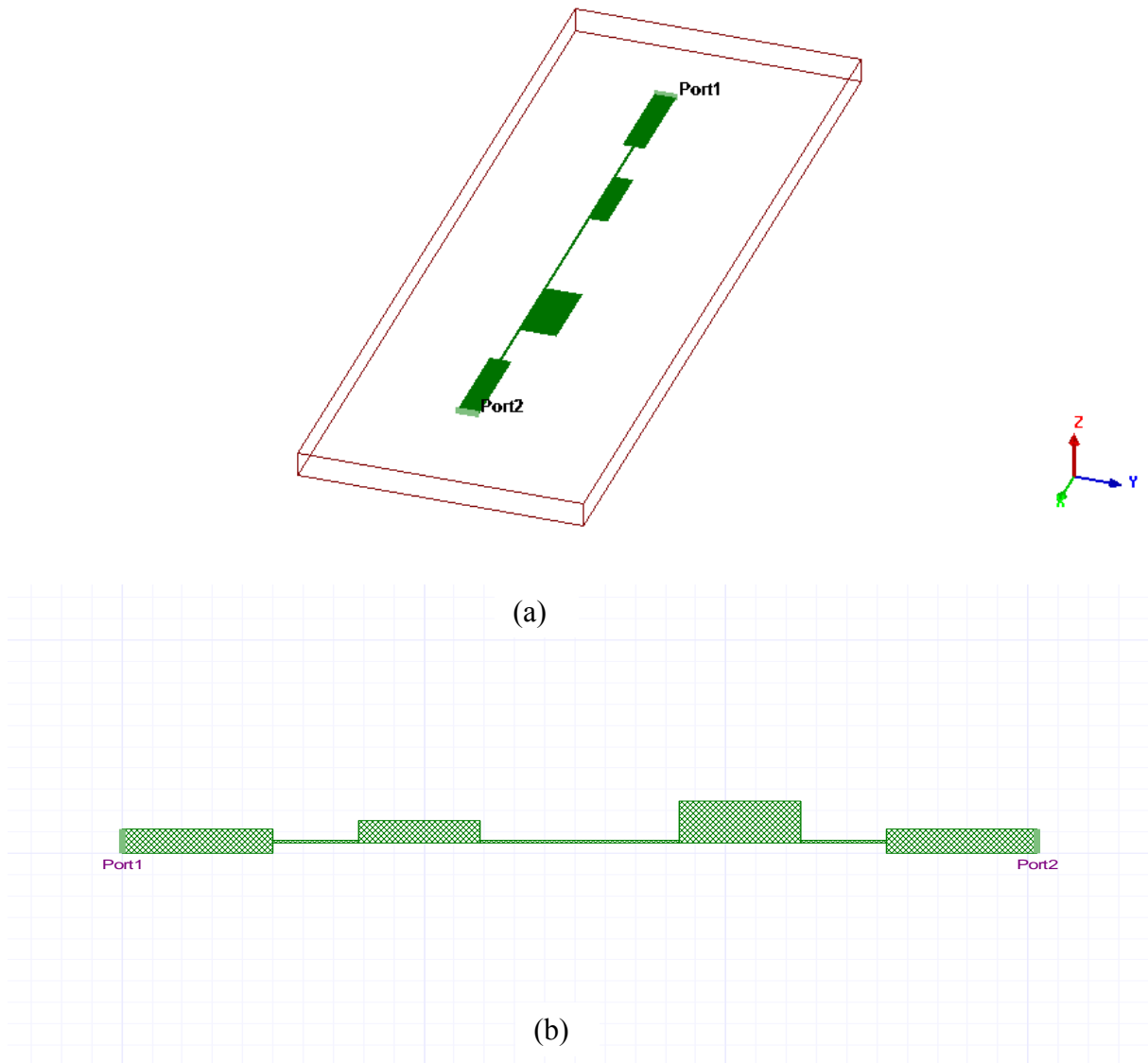


Figure 18. Implémentation de filtre passe bas par des stubs en circuit ouvert et des lignes microstrip hautes impédances.

(a). Vue en perspective (3D).

(b). Vue en dessus sur la partie métallique.

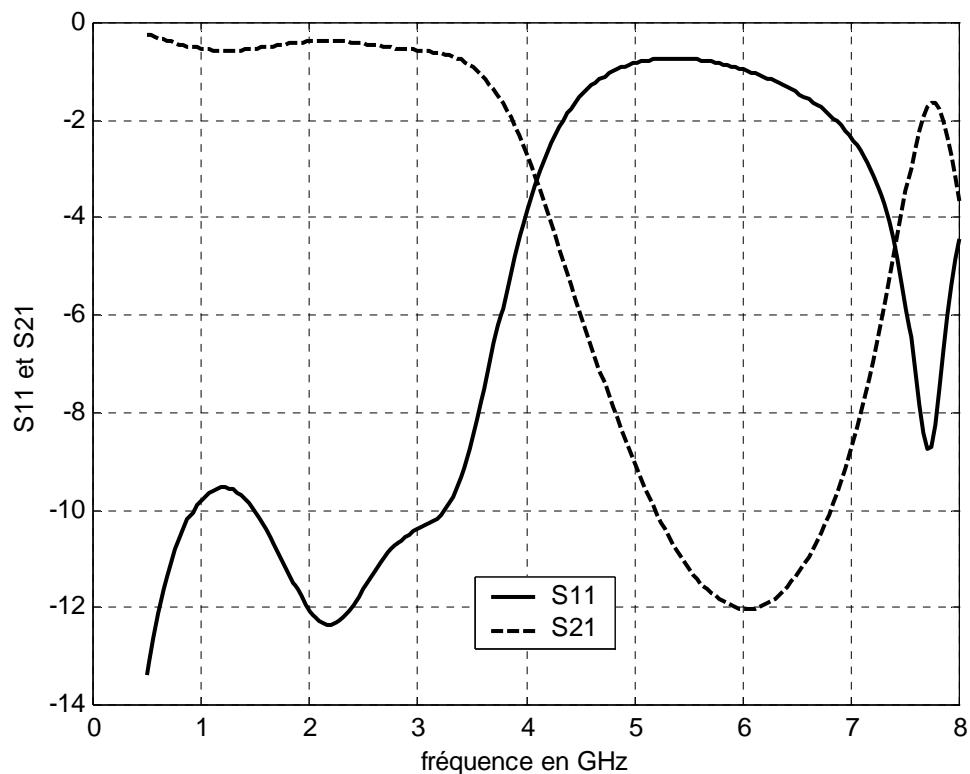


Figure 19. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du prototype de filtre passe bas réalisé par des stubs circuit ouverts.

La Figure 19 montre les paramètres S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du filtre passe bas de Chebyshev par la méthode échelle $L-C$ en utilisant des stubs circuit ouverts. La courbe en pointillés représente le paramètre S_{21} (dB) et l'autre présente le paramètre S_{11} (dB).

- Pour S_{21} (dB) = -3 dB en calcule la fréquence de coupure qui est $f_c = 4.04$ GHz.
- Dans la passe bande $[0, f_c]$ S_{21} (dB) est très faible qui montre une transmission presque totale de la puissance incidente.
- Au delà de la fréquence de coupure $\omega > \omega_c$, S_{11} (dB) est très faible donc une réflexion presque totale de la puissance incidente.
- Au voisinage de la fréquence 7.8 GHz, une bande de transmission indésirable apparaît. C'est parce qu'à cette fréquence le stub circuit ouvert est environ un quart de la longueur d'onde.

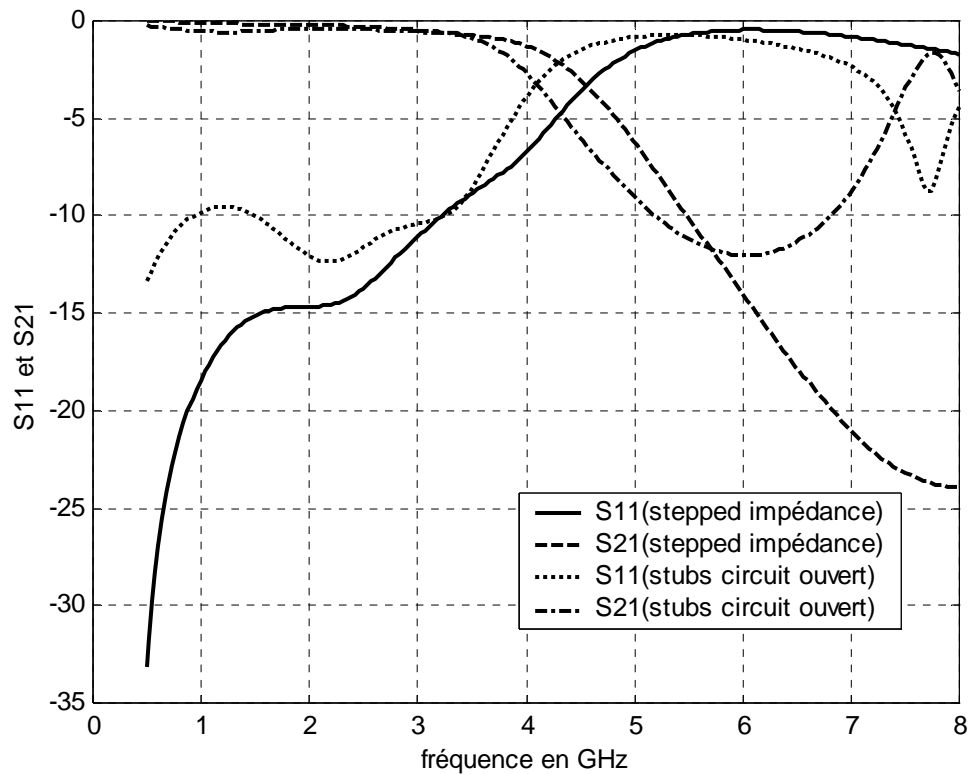


Figure 20. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du prototype de filtre passe bas réalisé par la méthode stepped impedance et stubs circuits ouverts.

Comparons maintenant les performances des deux conceptions de prototypes de filtre passe bas par les deux méthodes stepped impedance et par les stubs circuits ouverts. La comparaison est portée sur la réponse en fréquence de S_{11} (dB) et de S_{21} (dB) pour la bande de fréquence allant de 100 MHz à 10 GHz. Nous remarquons le suivant :

- Bande de transition de la passe bande vers la coupe bande est plus étroite dans le filtre passe bas utilisant les stubs circuits ouverts que dans le cas de stepped impedance.
- Une meilleure coupe bande dans le filtre passe bande par stepped impedance que la méthode des stubs en circuit ouvert.
- Une bande de transmission indésirable dans le cas d'un filtre passe bas utilisant les stubs circuit ouvert.

V.2. Filtre passe bande

La réponse en amplitude d'un filtre passe bande est donnée dans la Figure 1.c. L'énergie est transférée à la charge dans une bande de fréquences entre la fréquence de coupure inférieure f_l et à la fréquence de coupure supérieure f_u . Les régions de coupe bande se produisent au-dessous et au-dessus des fréquences de passe bande. La fréquence centrale f_0 est définie comme la moyenne géométrique de f_l et f_u (équation (26)). Une méthode pour la réalisation d'une structure passe bande consiste à remplacer :

- chaque inductance série du prototype passe bas par une paire LC série et
- chaque conductance shunt du prototype passe bas par une paire LC shunt comme le montre dans la figure 21.

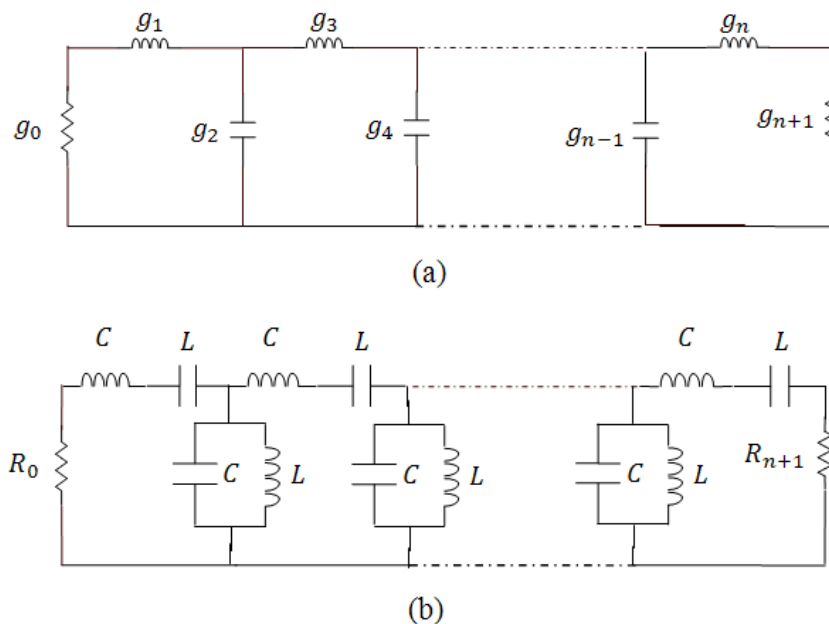


Figure 21. Transformation passe bas vers passe bande.

(a). Prototype passe bas. (b) Prototype passe bande.

Dans le suivant, nous discutons la technique des stubs circuit ouvert de longueur $\lambda_{g0}/2$ pour réaliser un filtre passe bande.

Exemple 3. Filtre passe bande avec stubs circuit ouvert de longueur $\lambda_{g0}/2$

Des filtres passe bande peuvent être conçus selon la structure de la Figure 22, qui est composée de stubs circuit ouvert de longueur l_{ai} et l_{bi} chacune de longueur $\lambda_{g0}/4$ avec les sections de raccordement qui sont également de longueur $\lambda_{g0}/4$, où λ_{g0} est la longueur d'onde guidée dans le milieu de la propagation à la fréquence f_0 . Pour un ordre de filtre n donné, les caractéristiques du filtre passe bande utilisant les stubs circuit ouvert dépendront alors des admittances caractéristiques des stubs dénotées par Y_{ia} ($i = 1$ à n) et Y_{ib} ($i = 1$ à n) et des admittances caractéristiques des lignes de raccordement dénotées par $Y_{i,i+1}$ ($i = 1$ à n). Les équations de conception pour déterminer ces admittances caractéristiques sont données par [15] :

$$\begin{cases} Y_{ia} = \frac{Y_i(\alpha_i \tan^2 \theta - 1)}{(\alpha_i + 1) \tan^2 \theta} \\ Y_{ib} = \alpha_i Y_{ia} \end{cases} \quad (41)$$

Avec

$$\begin{cases} Y_1 = g_0 Y_0 \left(1 - \frac{h}{2}\right) g_1 \tan \theta + Y_0 \left(N_{1,2} - \frac{J_{1,2}}{Y_0}\right) \\ Y_n = Y_0 \left(g_n g_{n+1} - g_0 g_1 \frac{h}{2}\right) \tan \theta + Y_0 \left(N_{n-1,n} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_0}\right) \\ Y_i = Y_0 \left(N_{i-1,i} + N_{i,i+1} - \frac{J_{i-1,i}}{Y_0} - \frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right) & \text{pour } i = 2 \text{ à } (n-1) \\ Y_{i,i+1} = Y_0 \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right) & \text{pour } i = 1 \text{ à } (n-1) \end{cases} \quad (42)$$

Et les valeurs de $N_{i,i+1}$ sont données par :

$$N_{i,i+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right)^2 + \left(\frac{h g_0 g_1 \tan \theta}{2}\right)^2} \quad \text{pour } i = 1 \text{ à } n-1 \quad (43)$$

$$\begin{cases} \frac{J_{1,2}}{Y_0} = g_0 \sqrt{\frac{hg_1}{g_2}} \\ \frac{J_{i,i+1}}{Y_0} = \frac{hg_0g_1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} & \text{pour } i = 2 \text{ à } n-2 \\ \frac{J_{n-1,n}}{Y_0} = g_0 \sqrt{\frac{hg_1g_{n+1}}{g_0g_{n-1}}} \end{cases} \quad (44)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\Delta}{2}\right) \quad (45)$$

où

$$\Delta = \frac{f_u - f_l}{f_0} \quad \text{et} \quad f_0 = \sqrt{f_l f_u}$$

Et la constante α_i est comme suit :

$$\alpha_i = \cot^2 \left(\frac{\pi f_{zi}}{f_l} \right) \quad (46)$$

Avec f_{zi} est une fréquence où on a une transmission de zéro ou atténuation de pole ; ($f_{zi} < f_l$) et g_i sont les valeurs des éléments d'un filtre passe bas, tel que le filtre de Chebyshev, données pour une fréquence de coupure normalisée $\omega_c = 1$. h est une constante sans dimensions; $h = 2$ ou pourrait être assignée une autre valeur afin de donner un niveau convenable d'accès à l'intérieur du filtre.

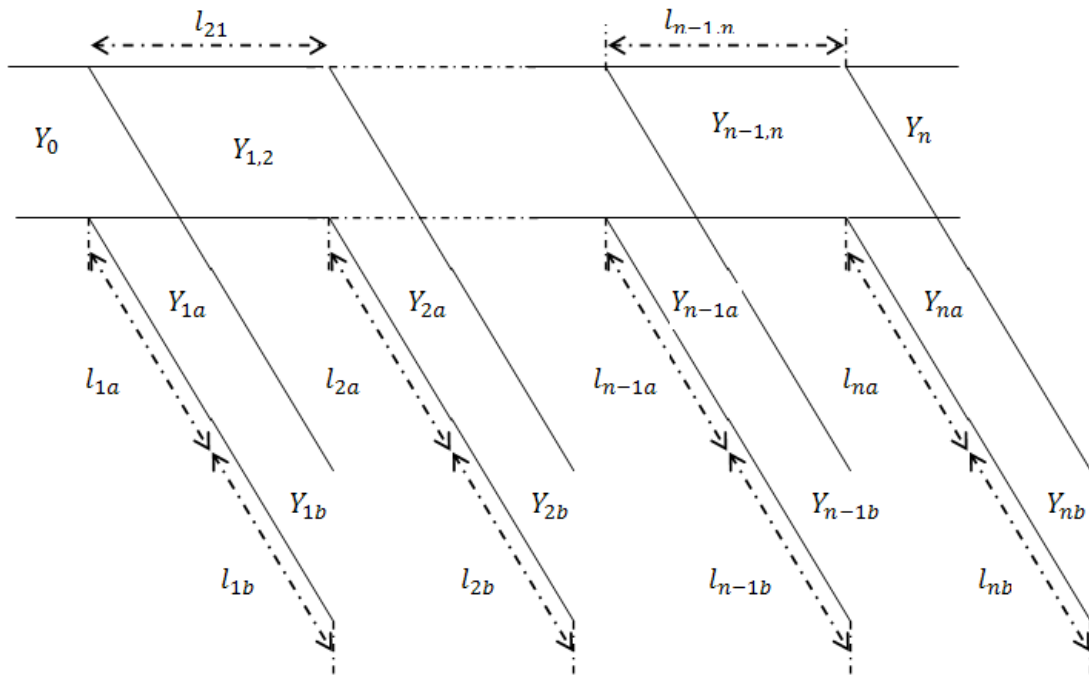


Figure 22. Structure pour la conception d'un filtre passe bande avec stubs circuit ouvert de longueur $\lambda_{g0}/2$ et des lignes de raccordements.

Pour démontrer comment concevoir ce type de filtre microruban, nous nous proposons un filtre passe bande de Chebyshev d'ordre $n = 5$ avec le niveau d'ondulation dans la passe bande est de 0.1 dB et une passe bande entre $f_l = 1.5$ GHz et $f_u = 2.5$ GHz. On choisit $f_{zi} = 1$ GHz pour tous les stubs qui donne $\alpha_i = 1$. Les valeurs des éléments sont déterminées par les équations (10) et (11) de la page 14 :

$$\begin{cases} g_0 = g_6 = 1.0000 \\ g_1 = g_5 = 1.1468 \\ g_2 = g_4 = 1.3712 \\ g_3 = 1.9750 \end{cases}$$

Pour l'implémentation de filtre passe bande par des microrubans nous utilisons un substrat diélectrique d'épaisseur 1.57 mm et une constante diélectrique relative de 2.2. En appliquant l'algorithme précédent, nous pouvons déterminer les caractéristiques de la conception comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_{1a} = Y_{1b} = 0.01460 \Omega^{-1} \\ Y_{2a} = Y_{2b} = 0.02873 \Omega^{-1} \\ Y_{3a} = Y_{3b} = 0.02826 \Omega^{-1} \\ Y_{4a} = Y_{4b} = 0.02873 \Omega^{-1} \\ Y_{5a} = Y_{5b} = 0.01460 \Omega^{-1} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} Y_{1,2} = 0.02587 \Omega^{-1} \\ Y_{2,3} = 0.02787 \Omega^{-1} \\ Y_{3,4} = 0.02787 \Omega^{-1} \\ Y_{4,5} = 0.02587 \Omega^{-1} \end{array} \right.$$

En utilisant les équations de la ligne microruban données en Annexe, nous obtenons les résultats suivantes :

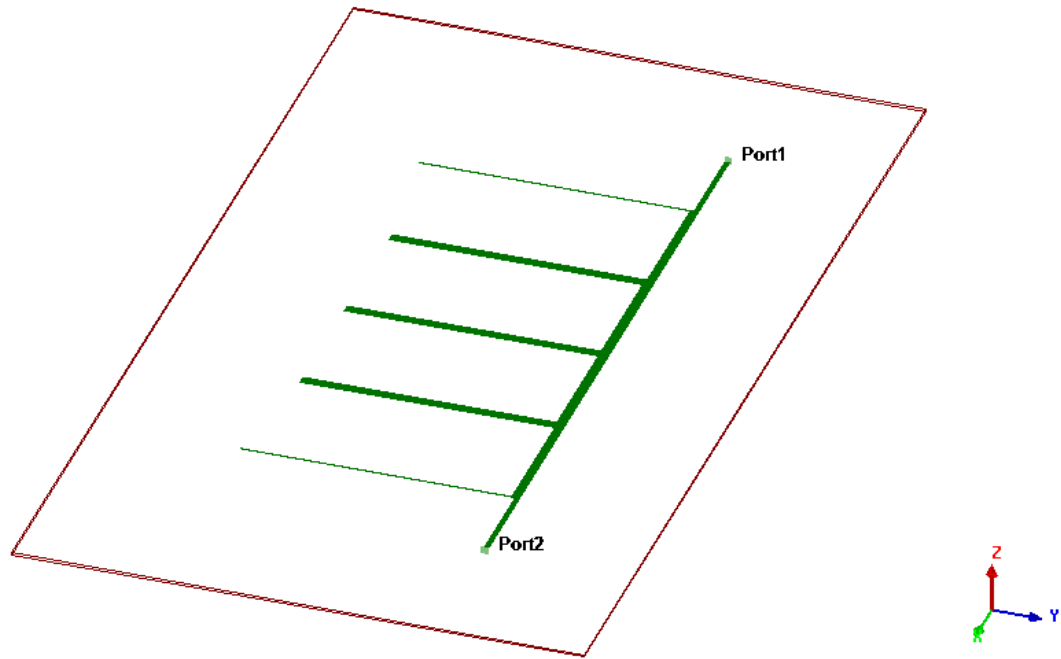
- Pour les stubs :

$$\left\{ \begin{array}{l} W_1 = W_5 = 0.28 \text{ mm} \\ W_2 = W_4 = 1.16 \text{ mm} \\ W_3 = 1.13 \text{ mm} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \lambda_{g01}/4 = \lambda_{g05}/4 = 14.73 \text{ mm} \\ \lambda_{g02}/4 = \lambda_{g04}/4 = 13.91 \text{ mm} \\ \lambda_{g03}/4 = 13.92 \text{ mm} \end{array} \right.$$

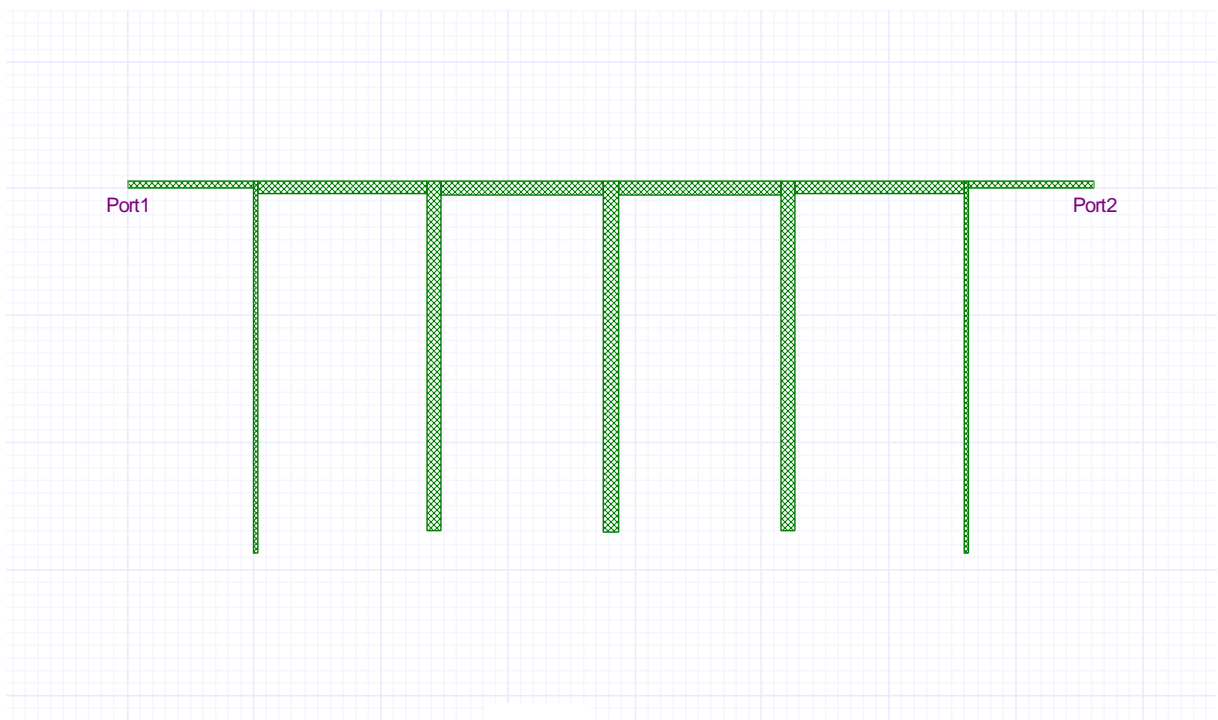
- Pour les lignes de raccordement :

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{1,2} = W_{4,5} = 0.97 \text{ mm} \\ W_{2,3} = W_{3,4} = 1.10 \text{ mm} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \lambda_{g0(1,2)}/4 = \lambda_{g0(4,5)}/4 = 14.03 \text{ mm} \\ \lambda_{g0(2,3)}/4 = \lambda_{g0(3,4)}/4 = 13.97 \text{ mm} \end{array} \right.$$

Les résultats obtenus sont utilisés dans un projet Ansoft Designer 3.5 pour implémenter le filtre correspondant. La vue en perspective de ce filtre est présentée dans la Figure 23a. la partie métallique du filtre ainsi réalisée est représentée dans la Figure 23b. Les performances en terme de réponse en S_{11} (dB) et S_{21} (dB) sont représentées dans la Figure 24.



(a)



(b)

Figure 23. Structure d'un filtre passe bande.

(a). Vue en perspective (3D).

(b). Vue en dessus ; métal seul. Les parties du métal sont alternées de gauche à droite comme suit : stubs circuit ouvert (partie transversale) et ligne de raccordement, respectivement.

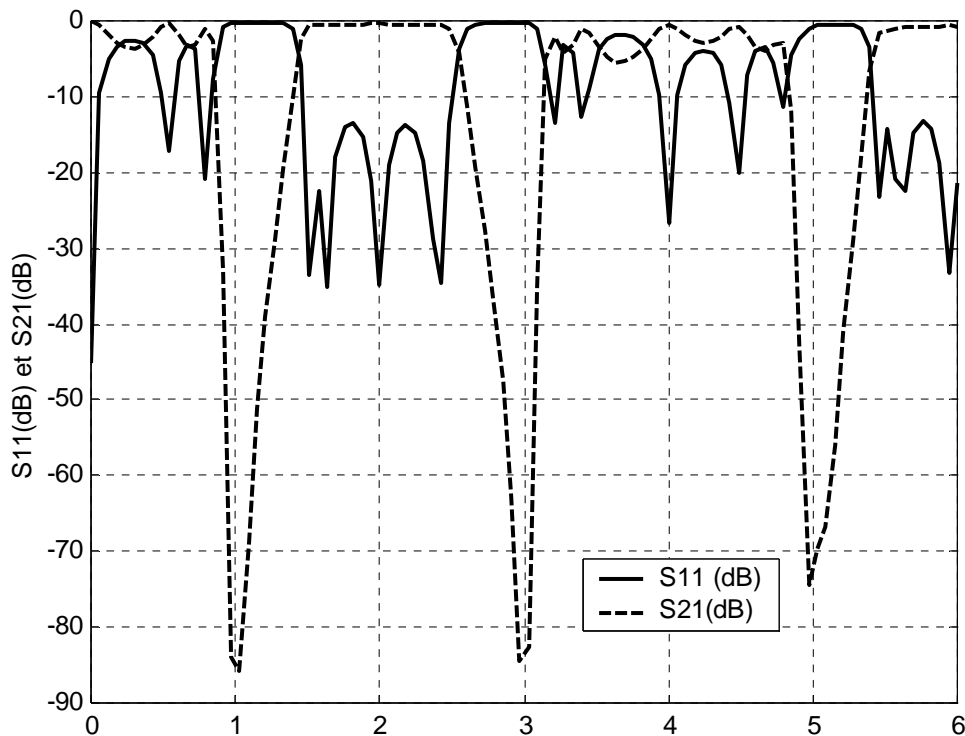


Figure 24. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du prototype de filtre passe bande utilisant les stubs circuit ouvert.

La Figure 24 montre les paramètres S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du filtre passe bande de Chebyshev par les stubs circuit ouvert demi onde et les lignes de raccordement de l'exemple 3. Les deux fréquences de coupure f_l et f_u sont calculées pour S_{21} (dB) = -3 dB, ce qui correspond à $f_l = 1.46$ GHz et $f_u = 2.52$ GHz.

- Dans la passe bande $[f_l, f_u]$, S_{21} (dB) est maximum donc le maximum d'énergie incidente est transmise vers le port 2.
- Au delà de la fréquence de la passe bande $f < f_l$ et $f > f_u$ le paramètre S_{11} (dB) est maximum donc une réflexion presque totale de la puissance incidente vers le port 1.
- Des pôles d'atténuation périodiques aux fréquence $f_0/2$ $3f_0/2$ avec f_0 est la moyenne géométrique de f_l et f_u .

V.3. Filtre passe haut

La forme la plus simple d'un filtre passe haut peut se composer d'une conductance série et d'une inductance shunt comme représentée dans la Figure 25, où g_i dénote les éléments normalisés. Un filtre passe haut de fréquence de coupure ω_c est obtenu en appliquant le changement de fréquence suivant :

$$\omega \leftarrow -\frac{\omega_c}{\omega}$$

où ω est la variable de la fréquence angulaire et ω_c est la fréquence de coupure du filtre passe haut. N'importe quel élément inductif série dans le passe bas est transformé à un élément capacitif série dans le cas de filtre passe haut, avec les valeurs des capacitances :

$$C_i = \frac{1}{R_0 \omega_c g_i}$$

De même, n'importe quel élément capacitif shunt dans le cas passe bas est transformé à un élément inductif shunt dans le filtre passe haut, avec les inductances

$$L_i = \frac{R_0}{\omega_c g_i}$$

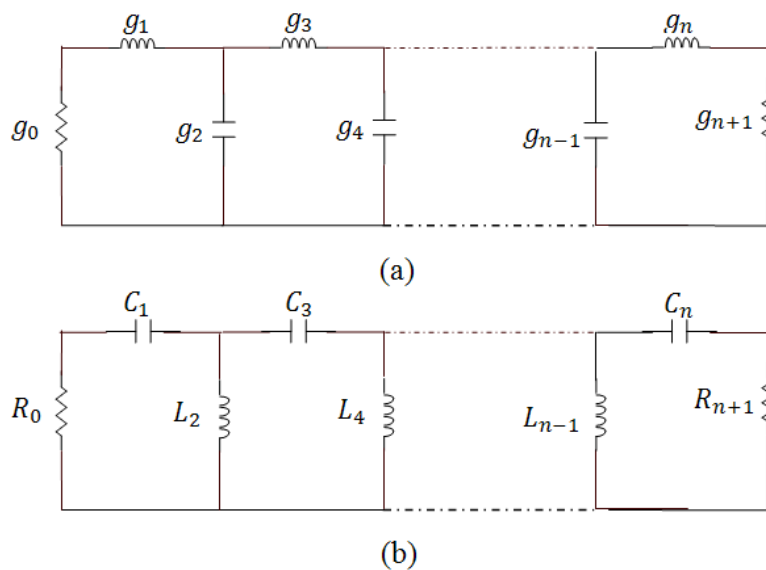


Figure 25. Transformation passe bas en passe haut. (a). Passe bas. (b). Passe haut

Dans le suivant nous discutons une technique pour réaliser un filtre passe haut.

Exemple 4. Filtre passe haut optimum distribué

Le type de filtre discuté ici est montré dans la Figure 26 ; qui se compose d'une cascade de stubs shunt court-circuités de longueur électrique θ_c à la fréquence de coupure f_c , séparés par des lignes de raccordement de longueur électrique $2\theta_c$. Bien que le filtre se compose seulement de n stubs, il a une fonction d'insertion de degré $(2n - 1)$ dans la fréquence de sorte que sa réponse de passe haut a $(2n - 1)$ ondulations. Par conséquent, le filtre à stubs de la Figure 26 aura la longueur électrique [15] :

$$\theta = \theta_c \frac{f}{f_c} \quad (47)$$

Les caractéristiques de filtrage du filtre de la Figure 26 peuvent être définies par une fonction de transfert de l'équation (2) avec la fonction de filtrage [15] :

$$F_n(\theta) = \frac{(1 + \sqrt{1 - x_c^2})T_{2n-1}\left(\frac{x}{x_c}\right) - (1 - \sqrt{1 - x_c^2})T_{2n-3}\left(\frac{x}{x_c}\right)}{2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)} \quad (48)$$

avec

$$\begin{cases} x = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \\ x_c = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_c\right) \end{cases} \quad (49)$$

où n est le nombre des stubs court circuit.

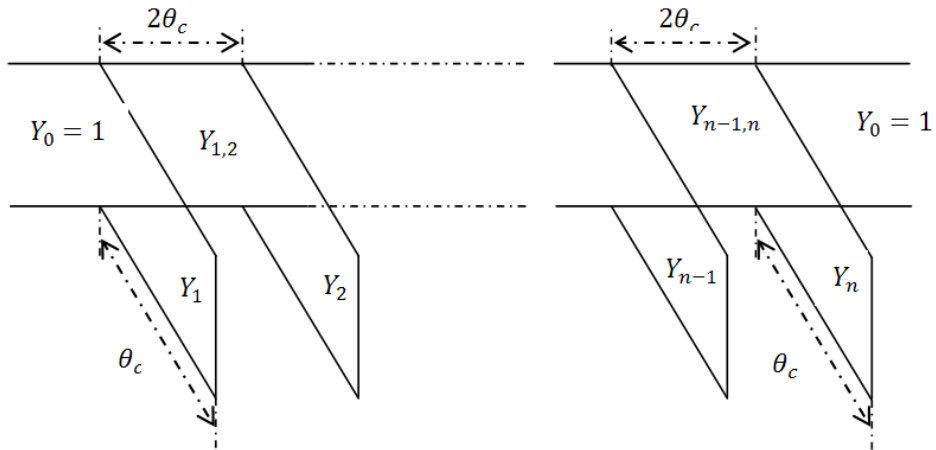


Figure 26. Filtre passe haut optimum distribué [15].

Théoriquement, ce type de filtre passe haut peut avoir une passe bande primaire extrêmement large lorsque θ_c devient très petit, cependant, ceci peut exiger les niveaux élevés d'impédance pour les stubs court-circuités. Néanmoins, les conceptions pratiques de filtre de stub rencontreront beaucoup d'applications à large bande. Le Tableau 1 tabule quelques valeurs typiques des éléments du filtre de la Figure 26 pour la conception pratique des filtres passe haut optimums distribués avec deux à six stubs et une ondulation de passe bande de 0.1 dB pour $\theta_c = 25^\circ$, 30° , et 35° .

n	θ_c	$\frac{Y_1}{Y_n}$	$\frac{Y_{1,2}}{Y_{n-1,n}}$	$\frac{Y_2}{Y_{n-1}}$	$\frac{Y_{2,3}}{Y_{n-2,n-1}}$	$\frac{Y_3}{Y_{n-2}}$	$Y_{3,4}$
2	25°	0.15436	1.13482				
	30°	0.22070	1.11597				
	35°	0.30755	1.08967				
3	25°	0.19690	1.12075	0.18176			
	30°	0.28620	1.09220	0.30726			
	35°	0.40104	1.05378	0.48294			
4	25°	0.22441	1.11113	0.23732	1.10361		
	30°	0.32300	1.07842	0.39443	1.06488		
	35°	0.44670	1.03622	0.60527	1.01536		
5	25°	0.24068	1.10540	0.27110	1.09317	0.29659	
	30°	0.34252	1.07119	0.43985	1.05095	0.48284	
	35°	0.46895	1.02790	0.66089	0.99884	0.72424	
6	25°	0.25038	1.10199	0.29073	1.08725	0.33031	1.08302
	30°	0.35346	1.06720	0.46383	1.04395	0.52615	1.03794
	35°	0.48096	1.02354	0.68833	0.99126	0.77546	0.98381

Tableau 1. Valeurs des éléments distribués des filtres passe haut avec le niveau d'ondulation 0.1dB [15].

Noter que les éléments sous forme de tableaux sont les admittances caractéristiques normalisées de la ligne de transmission, et pour l'impédance caractéristique Z_0 donnée, les impédances associée sont déterminées par :

$$Z = \frac{Z_0}{Y} \quad (50)$$

Montrons comment concevoir ce type de filtre en considérant la conception d'un filtre passe haut optimum d'ordre $n = 6$ ayant une fréquence de coupure $f_c = 1.5$ GHz et des ondulations de la passe bande de 0.1 dB jusqu'à 6.5 GHz; donc $\theta_c = 33.75^\circ$.

$$\begin{cases} Y_i = Y_i(30^\circ) + \frac{Y_i(35^\circ) - Y_i(30^\circ)}{n-1}(\theta_c - 30^\circ) \\ Y_{i,i+1} = Y_{i,i+1}(30^\circ) + \frac{Y_{i,i+1}(35^\circ) - Y_{i,i+1}(30^\circ)}{n-1}(\theta_c - 30^\circ) \end{cases} \quad (51)$$

avec

$$\begin{cases} Z_i = Z_0/Y_i \\ Z_{i,i+1} = Z_0/Y_{i,i+1} \end{cases}$$

Pour l'implémentation du filtre passe haut par les microrubans, nous utilisons un substrat diélectrique d'épaisseur de 1.57 mm et une constante diélectrique relative de 2.2. En appliquant les relations précédentes nous déterminerons les caractéristiques de la conception comme suit :

$$\begin{cases} Y_1 = Y_6 = 0.44909 \Omega^{-1} \\ Y_2 = Y_5 = 0.63221 \Omega^{-1} \\ Y_3 = Y_4 = 0.71313 \Omega^{-1} \end{cases} \quad \begin{cases} Y_{1,2} = Y_{5,6} = 1.03446 \Omega^{-1} \\ Y_{2,3} = Y_{4,5} = 1.00443 \Omega^{-1} \\ Y_{3,4} = 0.99734 \Omega^{-1} \end{cases}$$

En utilisant les équations de la ligne microstrip, nous obtenons les résultats suivants :

- Pour les stubs court circuit :

$$\begin{cases} W_1 = W_6 = 1.0990 \text{ mm} \\ W_2 = W_5 = 2.2608 \text{ mm} \\ W_3 = W_4 = 2.8103 \text{ mm} \end{cases} \quad \begin{cases} l_1 = l_6 = 14.1814 \text{ mm} \\ l_2 = l_5 = 13.9640 \text{ mm} \\ l_3 = l_4 = 13.8847 \text{ mm} \end{cases}$$

- Pour les lignes de raccordement :

$$\begin{cases} W_{1,2} = W_{5,6} = 5.0868 \text{ mm} \\ W_{2,3} = W_{4,5} = 4.8827 \text{ mm} \\ W_{3,4} = 4.8199 \text{ mm} \end{cases} \quad \begin{cases} l_{1,2} = l_{5,6} = 27.3438 \text{ mm} \\ l_{2,3} = l_{4,5} = 27.3332 \text{ mm} \\ l_{3,4} = 27.2998 \text{ mm} \end{cases}$$

La réalisation physique du filtre passe haut optimum distribué avec les dimensions des stubs et des lignes de raccordement et le substrat diélectrique sont montrés dans la Figure 27a.

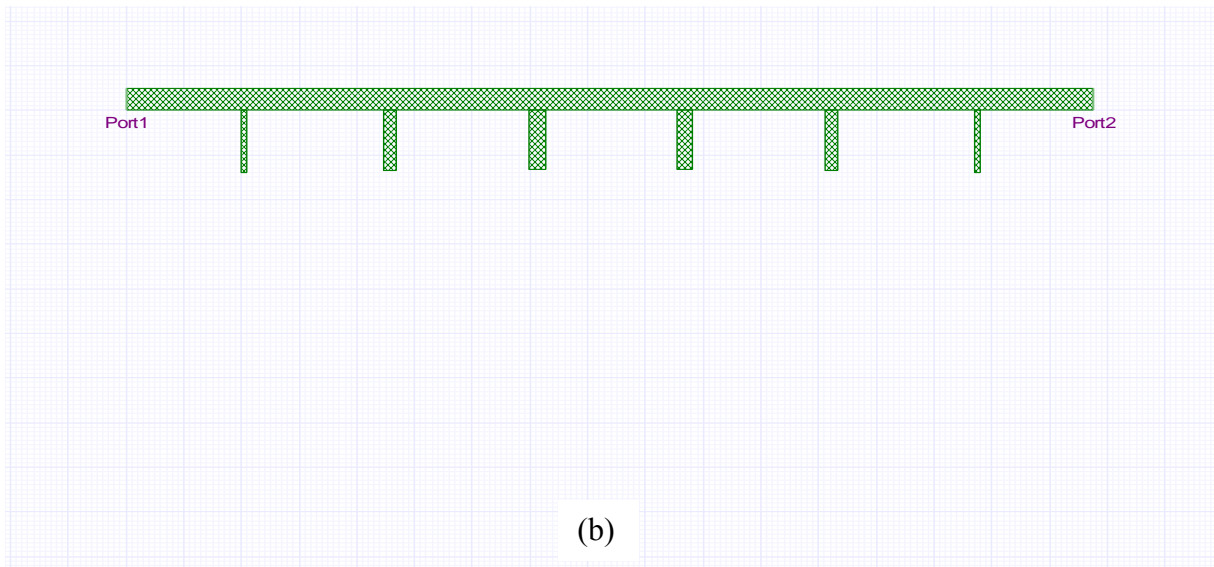
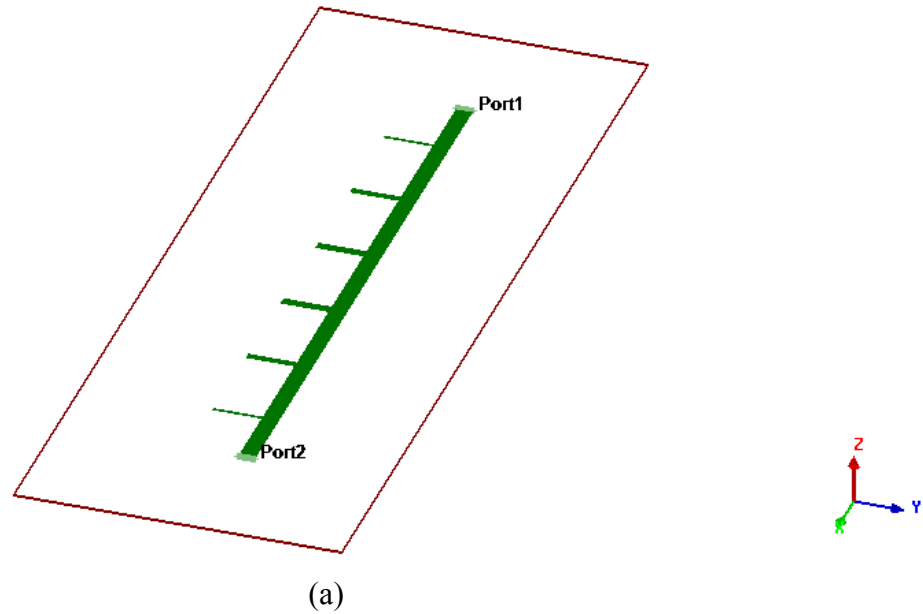


Figure 27. Implémentation de filtre passe haut optimum distribué.
(a). Vue en perspective (3D).
(b). Vue de dessus sur la partie métallique.

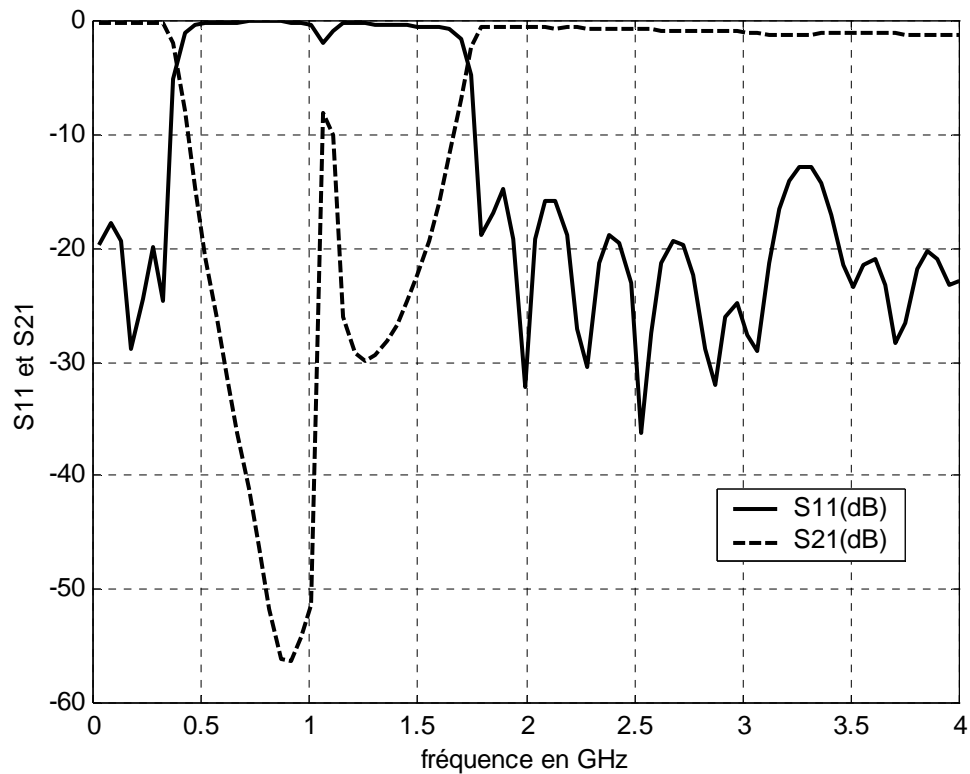


Figure 28. Réponses en fréquences simulés par Ansoft Designer de S_{11} (dB) et S_{21} (dB) de la conception de la Figure 27.

La Figure 28 montre les paramètres S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du filtre passe haut optimum distribué utilisant des stubs court circuit. Nous constatons le suivant :

- La fréquence de coupure pour S_{21} (dB) = -3 dB est $f_c = 1.74$ GHz.
- Dans la coupe bande $[0, f_c]$, S_{21} (dB) est très faible (-57 dB) qui montre une transmission presque nulle ou une réflexion presque totale de la puissance incidente.
- Au delà de la fréquence de coupure $\omega > \omega_c$, S_{21} (dB) est maximum donc une transmission presque totale de la puissance incidente.
- Une bande de transmission indésirable pour les fréquences inférieures à 500 MHz.

V.4. Filtre coupe bande

Une réponse de transmission d'amplitude de coupe bande est donnée dans la Figure 1.d. L'énergie transférée à la charge se trouve dans deux bandes de fréquence, s'étendant du dc à la fréquence de coupure inférieure de la coupe bande et de la fréquence de coupure supérieure de la coupe bande à la fréquence infinie. Les régions de la coupe bande se produisent entre la fréquence de coupure inférieure et supérieure. Le prototype de la transformation de passe bas en coupe bande est montré dans la Figure 29.

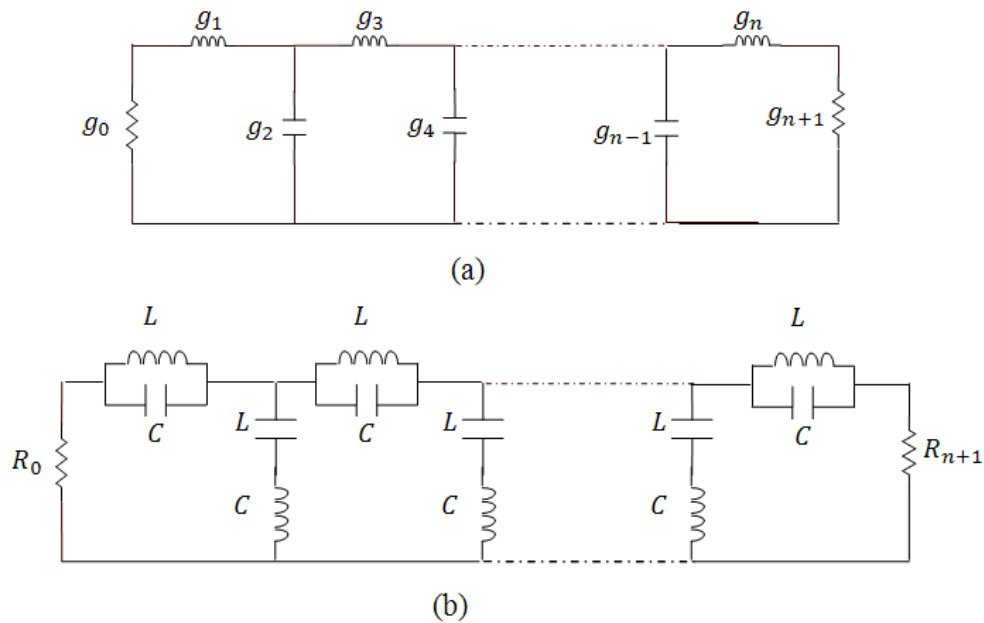


Figure 29. Transformation passe bas en coupe bande.
 (a). Passe bas.
 (b). Coupe bande.

Dans le paragraphe suivant nous discutons une méthode de réalisation d'un filtre coupe bande.

Exemple 5. Conception de prototype de filtre coupe bande Optimum

Les stubs en circuit ouvert et court circuit de longueur de $\lambda/4$ ressemblent aux circuits résonnants séries ou parallèles, respectivement. Ainsi nous pouvons utiliser ces stubs pour réaliser un filtre coupe bande comme montre la Figure 30. Les lignes de raccordement entre les stubs sont de longueur $\lambda/4$ (quart d'onde) l'inverseur d'admittance est utilisé pour convertir efficacement les résonateurs shunt en résonateurs série. Les stubs sont de longueur

$\lambda/4$ à la fréquence centrale f_0 . Pour le cas du filtre coupe bande, les impédances caractéristiques des stubs circuit ouvert sont données comme suit :

$$Z_{0n} = \frac{4Z_0}{\pi g_n \Delta} \tag{52}$$

Δ est la largeur de la coupe bande, g_n sont les valeurs des éléments d'un filtre passe bas et Z_0 est l'impédance caractéristique qui est de 50Ω pour les microstrips. Ces résultats s'appliquent seulement aux filtres ayant une impédance d'entrée et de sortie Z_0 .

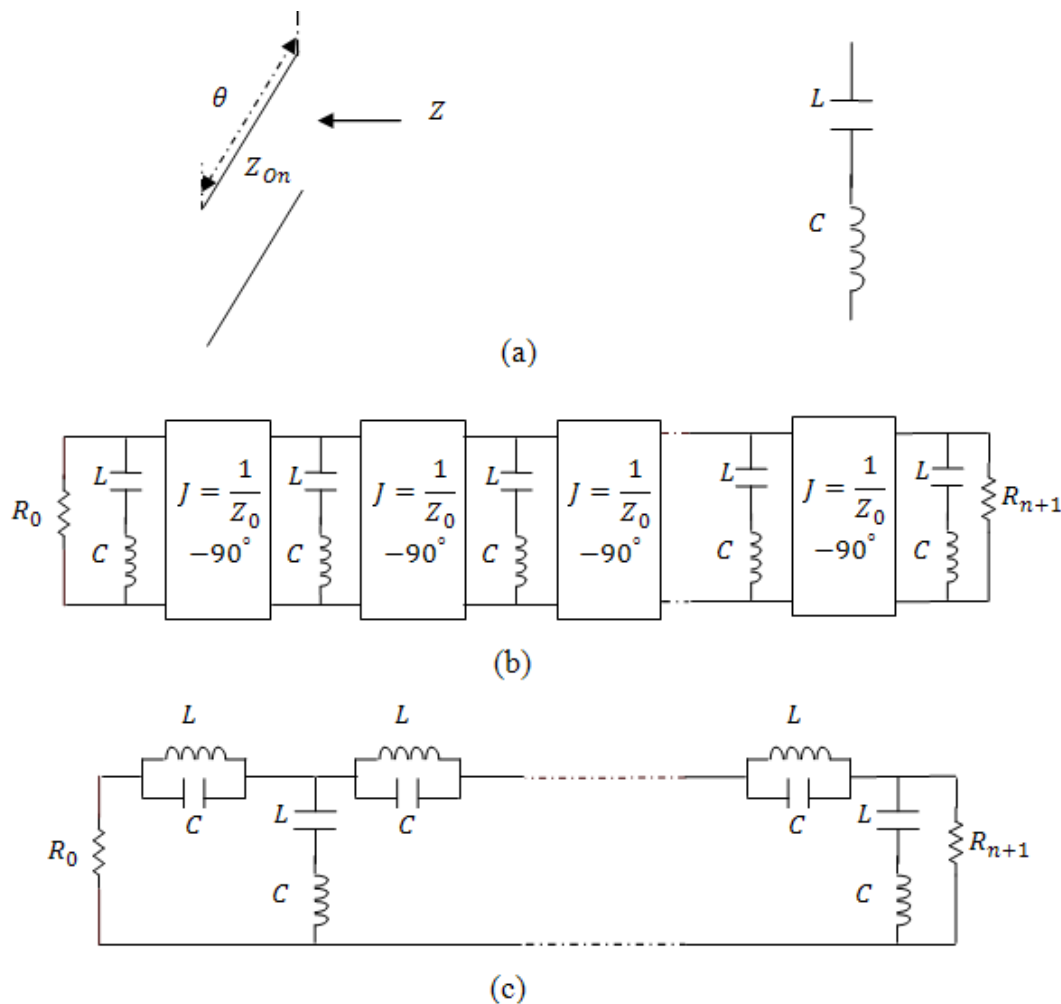


Figure 30. Circuit équivalent d'un filtre coupe bande. (a). Circuit équivalent avec stubs circuit ouvert. (b). Circuit équivalent utilisant des résonateurs et inverseurs d'admittance. (c). Circuit équivalent coupe bande utilisant des éléments localisés.

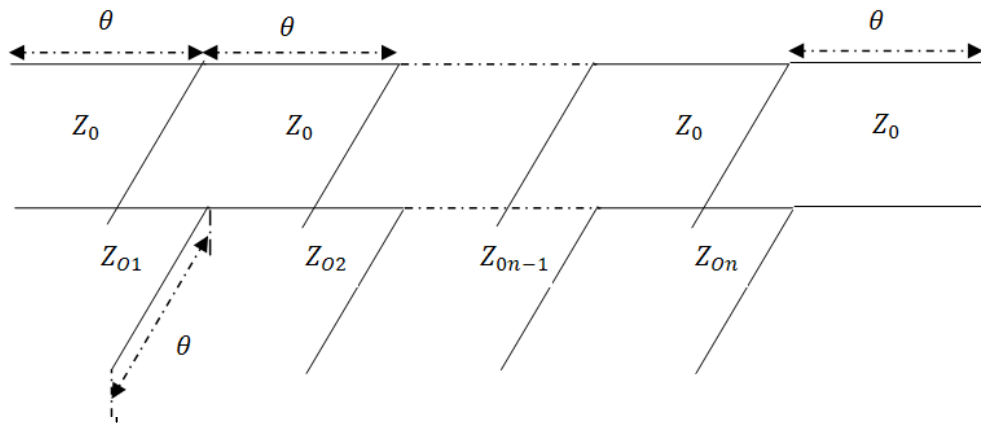


Figure 31. Structure générale d'un filtre coupe bande utilisant des stubs circuit ouvert et des lignes de raccordement ($\theta = \pi/2$) [15].

Pour montrer comment concevoir ce type de filtre coupe bande, nous proposons la conception d'un filtre coupe bande d'ordre trois ayant une fréquence centrale $f_0 = 2$ GHz et des ondulations de la passe bande de 0.5 dB et une largeur de bande de 50%.

Pour l'implémentation du filtre coupe bande en microruban, nous employons un substrat diélectrique d'épaisseur de 1.57 mm et une constante diélectrique relative de 2.2. Nous pouvons déterminer les caractéristiques de la conception comme suit :

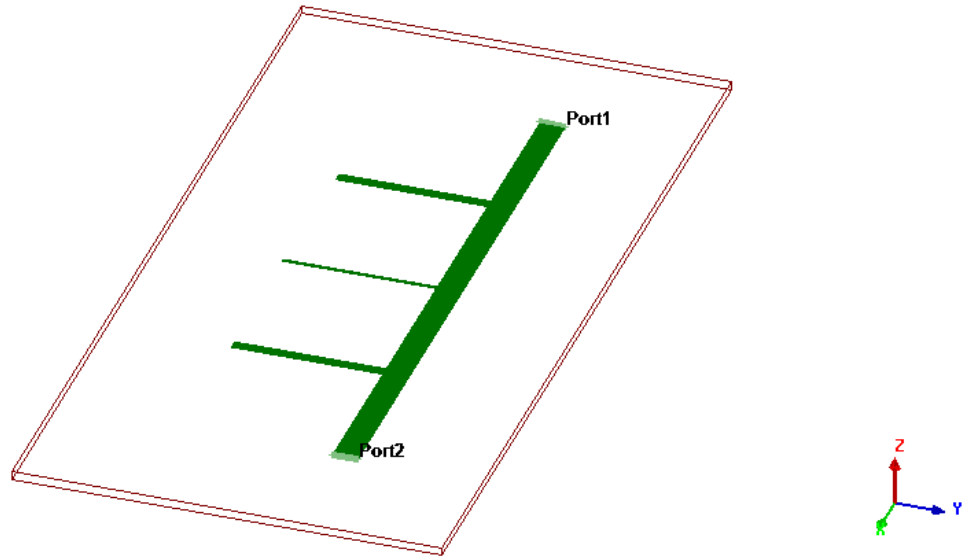
- Pour les stubs :

$$\begin{cases} W_1 = W_3 = 2.2294 \text{ mm} \\ W_2 = 0.9891 \text{ mm} \end{cases} \quad \begin{cases} l_1 = l_3 = 27.9378 \text{ mm} \\ l_2 = 28.4122 \text{ mm} \end{cases}$$

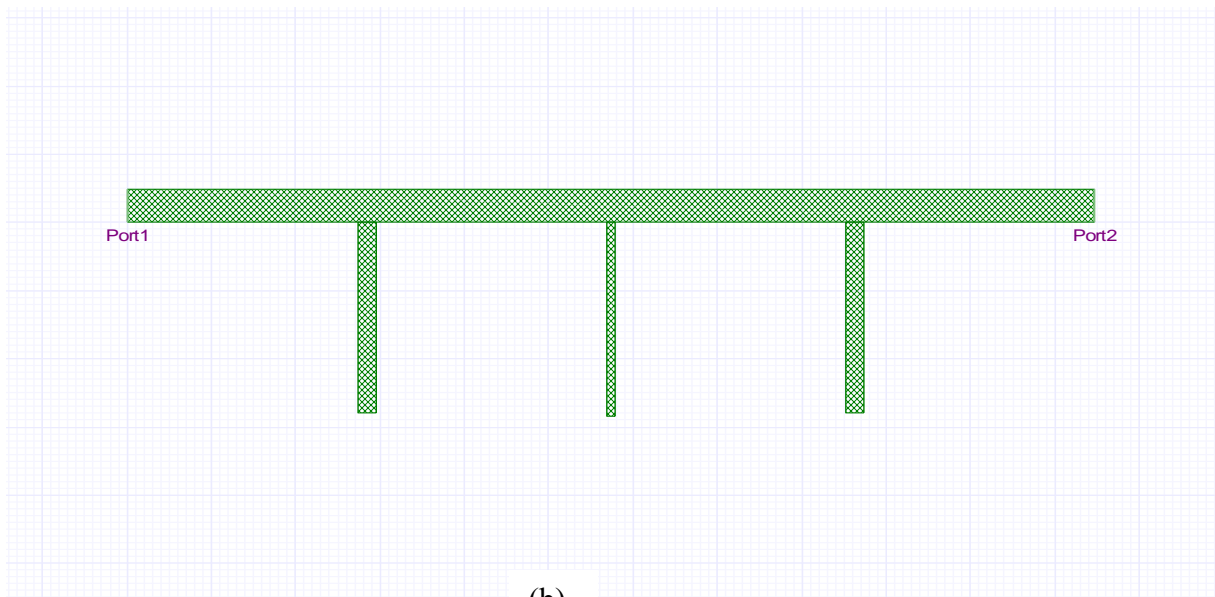
- Pour les lignes de raccordement :

$$\{W = 4.8513 \text{ mm} \quad \{l = 27.3385 \text{ mm}$$

Une implémentation en 3D de cette conception de filtre coupe bande microstrip est illustrée dans la Figure 32a.



(a)



(b)

Figure 32. Structure d'un filtre coupe bande optimum d'ordre trois.

(a). Vue en perspective (3D).

(b). Vue en dessus sur la partie métallique.

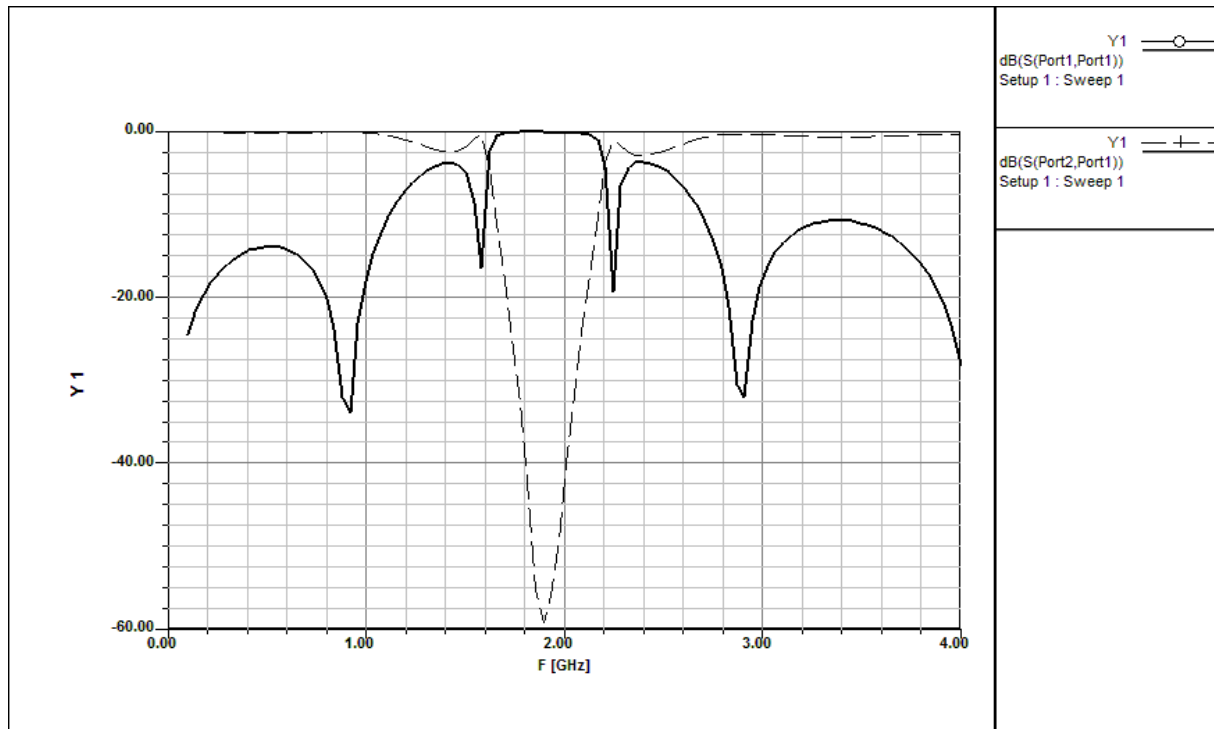


Figure 33. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la conception d'un filtre coupe bande de la figure 32.

La Figure 33 montre les paramètres S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du filtre coupe bande de Chebyshev par les stubs circuit ouvert et les lignes de raccordement de l'exemple 5. La courbe en pointillés représente le paramètre S_{21} (dB). Les deux fréquence de coupure f_l et f_u sont calculées pour S_{21} (dB) = -3 dB ce qui correspond à $f_l = 1.63$ GHz et $f_u = 2.23$ GHz.

- Dans la coupe bande $[f_l, f_u]$, S_{21} (dB) est très faible donc le maximum d'énergie incidente est réfléchi vers le port 1.
- Au delà de la fréquence de la coupe bande $f < f_l$ et $f > f_u$ le paramètre S_{21} (dB) est maximum donc une transmission presque totale de la puissance incidente vers le port 2.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception des filtres hyperfréquence dans ces différents types passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande. La conception utilise la méthode dite méthode de la perte par insertion dont le principe consiste essentiellement en l'optimisation de la réponse en fréquence du filtre. Par conséquent, le filtre considéré comme un réseau bi-port est caractérisé par sa fonction de transfert et ses paramètres de dispersion ; la perte par retour et par insertion. Puisque la procédure de conception consiste en quatre étapes, à savoir : la spécification, l'implémentation du passe bas, le scaling en impédance et en fréquence et finalement l'implémentation, deux types de réponses sont étudiées : Chebyshev et Butterworth. La conception étant ainsi simplifiée en commençant par des prototypes de filtres passe bas qui sont normalisés en termes d'impédance et de fréquence. Des transformations (scaling) sont ensuite appliquées pour convertir les conceptions de prototypes en l'intervalle de fréquence et en niveau d'impédance désirés. Le filtre ainsi obtenu consiste en des éléments localisés. Pour des applications microondes, de telles conceptions doivent être modifiées pour utiliser les éléments distribués qui consistent en des sections de lignes de transmission. La transformation de Richard et les identités de Kuroda donnent cette étape. L'implémentation du prototype final est rendue facile par la technologie microstrip dont les modèles de conception analytiques de celle-ci ainsi que la facilité de sa fabrication font d'elle le candidat préféré pour ces implémentations. Afin de valider la procédure de conception basée sur la théorie ci-mentionnée, des projets de filtres ayant les mêmes paramètres estimés par les méthodes précédentes ont été créés et analysés sous Ansoft Designer 3.5. Ce solveur utilisant la méthode des moments full-wave dispose d'un ensemble d'outils performants pour l'analyse et la conception de filtres et par conséquent, nous l'avons adopté dans cette étude. Les résultats des deux procédures se concordent dans la plupart des cas étudiés.

Chapitre III

**THEORIE ET IMPLEMENTATION DE
METAMATERIAU.**

Introduction

Les métamatériaux sont particulièrement intéressants au regard des applications potentielles, leur étude a été longtemps limitée par la difficulté d'obtenir en pratique des paramètres ϵ et μ simultanément négatifs. L'intérêt pour ce type de milieu a été relancé récemment par l'intermédiaire des milieux périodiques, capables de créer artificiellement de telles conditions. Nous présentons dans ce chapitre des matériaux Main Gauche et les méthodes physiques de leurs réalisations. Ces matériaux seront utilisés dans le chapitre suivant comme substrats pour filtres microstrip.

I. HISTORIQUE.

Si on considère les milieux dits *main gauche* *MG* ou à 'indice de réfraction négatif ; IRN', ceux-ci ont été introduits théoriquement en 1967 par Veselago [19]. Ils possèdent une perméabilité et une permittivité négatives simultanément. Longtemps, cette double condition a été difficile à réaliser, même si l'on connaissait depuis longtemps des milieux présentant une permittivité négative (par exemple les plasmas). En 2000 [20], Pendry de l'Imperial College propose une réalisation à l'aide de structures périodiques métalliques formées d'anneaux concentriques appelées *split ring resonators ; SRR*, et de Thin Wire ; TW. Il avait démontré dans deux articles successifs qu'un arrangement périodique de fils métalliques continus parallèles présentait en basse fréquence une permittivité négative et qu'un réseau périodique de SRR présentait une perméabilité négative autour d'une fréquence de résonance [21]. En réunissant les deux réseaux dans une structure périodique composite, on réalisait le milieu proposé par Veselago. Ce milieu présentait alors un indice négatif au voisinage de la fréquence de résonance des SRRs. Cette propriété d'indice de réfraction négatif était déjà remarquable, mais aurait pu rester une curiosité de laboratoire. Mais ce qui a réellement attiré l'attention sur ces matériaux exotiques était la proposition de Pendry concernant la possibilité de réaliser une superlentille dont la résolution ne serait plus limitée par les lois classiques de l'optique. Enfin, en 2006 pour couronner ce sujet Pendry et Leonhardt proposaient la réalisation d'une cape d'invisibilité utilisant des métamatériaux [22].

Plusieurs équipes ont démonté depuis que ces prédictions théoriques étaient réalisables, en réalisant successivement des prototypes de superlentilles et de cape d'invisibilité en microonde. Auparavant, Smith avait montré expérimentalement que le matériau composite de Pendry présentait bien une permittivité, une perméabilité et donc un indice de réfraction négatif [7].

II. APPROCHE DE VESELAGO.

Une analyse de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu possédant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives a été faite à l'origine par le physicien russe Veselago. Dans son article paru à l'origine en russe en 1967 puis traduit en anglais en 1968, il évoque la possibilité de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu linéaire, homogène et isotrope et possédant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives. Ces matériaux ont été qualifiés comme Main Gauche ; MG (Left-Handed Materials ; LHM) par la suite. Ce terme vient du fait que le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde \vec{k} forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

Il utilise la matrice G formée par les cosinus directeurs des vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ et attribue un rôle primordial à son déterminant D . Les cosinus directeurs de \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} sont respectivement notés par α_i , β_i et γ_i .

$$G = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & \gamma_3 \end{bmatrix} \quad (53)$$

Le déterminant D détecte si le milieu est caractérisé par la règle de la main droite ou de la main gauche.

En effet, si $D = +1$, le triplet de vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ est direct, donc le milieu est dit milieu « main droite ».

Par contre, si $D = -1$, le triplet de vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ est indirect, donc le milieu est dit milieu « main gauche ».

Le trièdre indirect peut être facilement vérifié en écrivant les équations de Maxwell pour une onde plane:

$$\begin{cases} \vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \\ \vec{k} \times \vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \end{cases} \quad (54)$$

Dans le cas où ϵ et μ sont toutes les deux positives; \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre direct de vecteurs et quand ϵ et μ sont toutes les deux négatives; \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre indirect de vecteurs [7].

III. DEFINITION DES METAMATERIAUX.

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels, souvent des structures périodiques de période très faible devant la longueur d'onde. Le terme «méta» vient du grec et est traduit par « au-delà » en français. En d'autres mots, ces métamatériaux sont des matériaux présentant des propriétés que l'on ne rencontre pas a priori dans la nature [7].

Il existe deux types de métamatériaux présentant une réfraction négative. Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques [23]. Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction est positif. Le deuxième type est obtenu par une perméabilité et une permittivité simultanément négatives qui sont liés à l'indice de réfraction n par :

$$n = \mp \sqrt{\epsilon \mu} \quad (55)$$

Il y'a quatre combinaisons de signe dans le paire (ϵ, μ) sont $(+, +)$, $(+, -)$, $(-, +)$ et $(-, -)$ comme illustré dans la Figure 34. Considérant que les trois premières combinaisons sont bien connues en matériaux classiques, la dernière avec la permittivité et la perméabilité étant simultanément négatives, correspond à la nouvelle classe de matériaux main gauche faisant partie de la famille des métamateriaux [24].

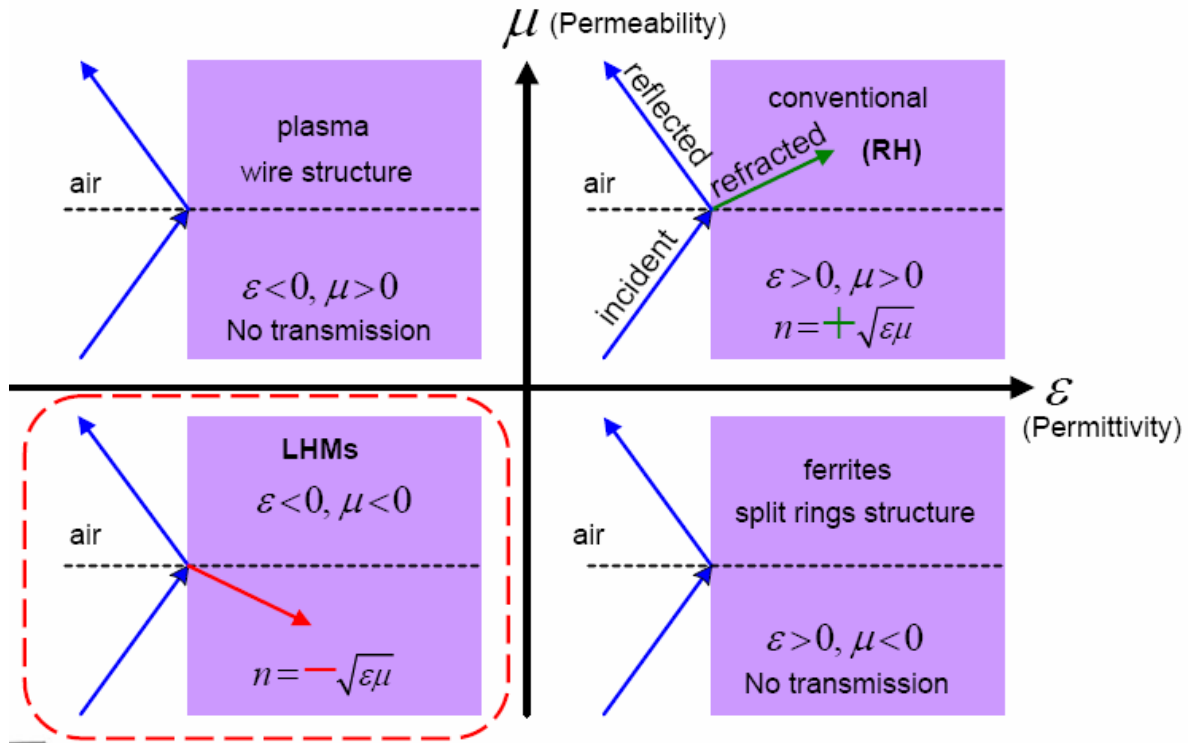


Figure 34. Diagramme $\epsilon - \mu$ [24].

Veselag

- Le vecteur de Poynting, \vec{S} donné par l'équation $\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}$ se retrouve opposé à la direction du vecteur d'onde \vec{k} .
- La vitesse de phase v_p et la vitesse de groupe v_g d'une onde électromagnétique sont dans des directions opposées.

Ces différentes propriétés donnent naissance à des phénomènes physiques nouveaux, décrits par Veselago. Il avait prédit que ce type de milieu posséderait des propriétés uniques telles que :

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes. En effet, lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, une onde se verra transmise du même côté de la normale. Ce résultat conduit donc à définir un indice de réfraction négatif pour les milieux main gauche.
- L'inversion de l'effet Doppler.
- L'inversion du rayonnement de Cerenkov [25].

IV. REALISATION PHYSIQUE DES METAMATERIAUX.

Veselago a également déclaré que même si les matières LH n'existent pas dans la nature, elles peuvent être construites artificiellement. En particulier, il conclut que la réalisation d'un métamatériau LH sera possible avec la découverte ou la construction d'un matériau isotrope ayant μ négatif. Lorsque Veselago publiait son papier, les matériaux ayant $\mu < 0$ ne sont pas connus. Pendant 30 ans, le papier de Veselago ainsi que sa théorie n'ont pas été étudiés d'avantage. LH commence à se matérialiser lorsque le professeur Pendry a démontré le premier métamatériau non ferrite à μ négatif basé sur split ring resonators (SRRs) en 1998 [26]. Le SRR de Pendry était la pierre angulaire de la réalisation de métamatériau main gauche en masse par un groupe de l'université de Californie en 2000 [27]. Le métamatériau main gauche a été basé sur des combinaisons SRR (μ négatif) avec un fil en métal (ϵ négatif). La cellule unité de métamatériau main gauche est montrée dans la Figure 35 a. En cascadeant périodiquement la cellule unité dans trois dimensions, le groupe de recherche construit un métamatériau main gauche montré dans de la figure 35b, pour confirmer la réfraction négative. Il est à noter que la périodicité n'est pas requise pour réaliser un métamatériau, seulement la dimension de la cellule de la matière en terme des paramètres macroscopiques, la périodicité permet de simplifier l'analyse, le calcul et la fabrication [28].

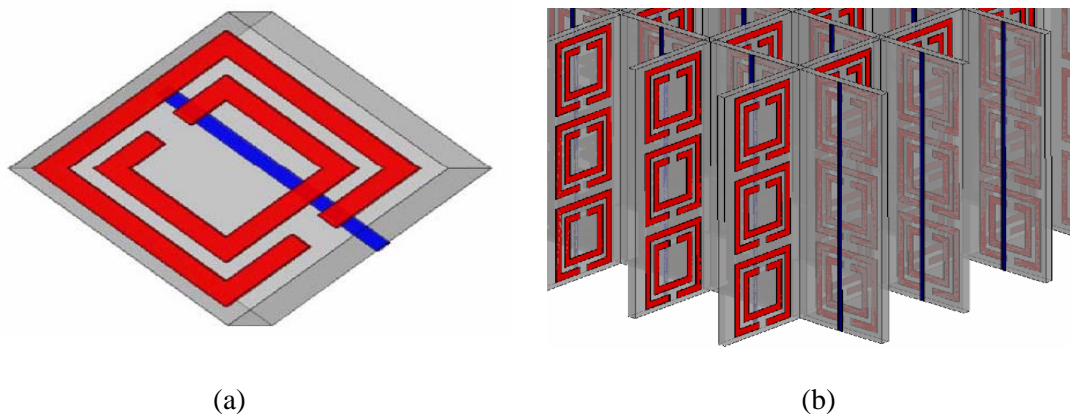


Figure 35. Métamatériau LH à base de SRR [28].

(a) Cellule unité.

(b) Métamatériau LH basé sur des SRRs bidimensionnelles.

IV.1. Approche de la ligne de transmission.

Les métmatériaux LH à base de SRR présentent seulement des propriétés LH autour de la résonance du SRR. Par conséquent, la réalisation des métamatériaux main gauche

utilisant les SRRs est connue sous le nom de l'approche résonante. En termes d'applications de technologie de microonde, l'approche résonnante pour métamatériaux main gauche n'est pas pratique pour les raisons suivantes :

- Encombrante, non applicable aux circuits planaires microondes.
- Bande étroite due à la condition de la résonance des SRRs.
- Pertes dues à la condition du fonctionnement près de la résonance de SRR.

Pour surmonter les inconvénients des métamatériaux main gauche basés sur les SRRs pour des applications de technologie microonde, plusieurs chercheurs ont aussitôt réalisé qu'une ligne de transmission à onde inversée pourrait être utilisée pour réaliser un métamatériau LH non résonant [29], [30]. Cette approche de ligne de transmission concernant les métamatériaux main gauche est basée sur la configuration duale d'une ligne de transmission RH/conventionnelle comme montré dans la Figure 36b. Des lignes de transmission conventionnelles sont modélisées comme cellules unité d'inductance série (L_R) et de capacitance shunt (C_R), alors que les lignes de transmission main gauche sont modélisées comme cellules unité avec une capacitance série (C_L) et une inductance shunt (L_L) [31]. Et le circuit équivalent d'une cellule unité « composite right/left hand ; CRLH » est montré dans la Figure 37 suivante :



Figure 36. Cellule unité du circuit du modèle de la ligne de transmission.
 (a) Cellule unité de la ligne de transmission RH
 (b) Cellule unité de la ligne de transmission LH

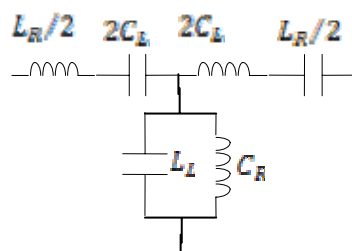


Figure 37. Circuit équivalent d'une cellule unité CRLH dans l'approche de ligne de transmission [34]. 66

La constante de propagation des matériaux RH et LH est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \beta_{RH} = \omega\sqrt{C_R L_R} \\ \beta_{LH} = \frac{-1}{\omega\sqrt{C_L L_L}} \end{cases} \quad (56)$$

et les fréquences de résonance shunt et série sont [34] :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \\ \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \end{cases} \quad (57)$$

Deux régions de propagation, séparées par un espace à l'origine spectrale, peuvent être distinguées. Dans la région la plus basse fréquence les paramètres de la ligne de transmission C_L et L_L sont dominantes, et la propagation d'onde est de type backward. Cette situation est renversée au-dessus de la coupe bande, où les réactances parasites de la ligne font que la structure se comporte comme un RH. En effet, aux hautes fréquences, la ligne de transmission CRLH tend à se comporter purement comme une main droite. Réciproquement, dans la limite inférieure de la première bande permise, la structure CRLH présente les caractéristiques d'une ligne de transmission purement LH (PLH). Les fréquences limites du gap sont données par [34] :

$$\begin{cases} \omega_{G1} = \min(\omega_s, \omega_p) \\ \omega_{G2} = \max(\omega_s, \omega_p) \end{cases} \quad (58)$$

Dans la limite d'une longueur d'onde élevée, l'expression de la constante de propagation est donnée par [34] :

$$\beta = \frac{s(\omega)}{l} \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_R^2} \left(1 - \frac{\omega_s^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}\right)} \quad (59)$$

où $s(\omega)$ est la fonction signe suivante :

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min(\omega_s, \omega_p) \\ 1 & \text{si } \omega > \max(\omega_s, \omega_p) \end{cases} \quad (60)$$

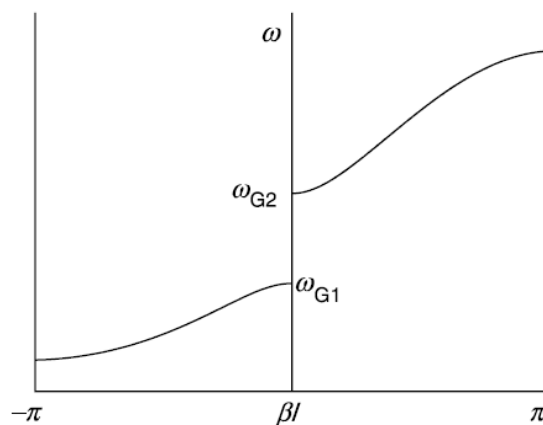


Figure 38. Diagramme de dispersion typique avec la fréquence dans un modèle de ligne de transmission CRLH. On prendra $(\omega_s < \omega_p)$.

On cherchera le cas où il n'y a pas de bande interdite entre les deux bandes en d'autres termes, l'évolution entre le comportement des ondes backward et forward est continue. En ce qui concerne l'impédance caractéristique (impédance de Bloch), elle atteint son maximum en la fréquence de transition, ou [35]

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (61)$$

IV.2. Réalisation et analyse

Pour réaliser physiquement une cellule unité CRLH, on utilise des composants localisés en technologie distribuée. Une implémentation de la cellule unité CRLH est montrée sur la Figure 39 où la capacitance série est implémentée par un condensateur interdigital et les inductances shunt par des stubs circuit ouvert [32].

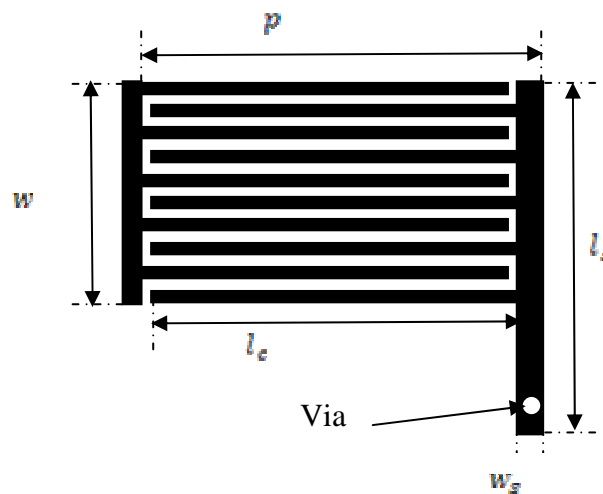


Figure 39. Cellule unité unidimensionnelle CRLH.

IV.3. Conception d'une cellule unité CRLH

L'implémentation de la cellule unité CRLH de la figure 37 est faite en technologie microstrip de substrat diélectrique de Rogers Duroid 5880 de permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$ et d'épaisseur $h = 1.57$ mm. Sur la face inférieure de la couche diélectrique une plaque conductrice de la masse et sur la face supérieure du substrat est gravée la structure métallique

interdigitale de la Figure 39. Les paramètres de la cellule unité CRLH sont déterminés comme suit [24] :

1. Sélectionner la fréquence centrale f_0 , qui correspondra à la fréquence de rayonnement broadside ($f_0 = 2.4 \text{ GHz}$).
2. Calculer la largeur d'une ligne microstrip sur le même substrat pour obtenir Z_0 , initialiser ω à cette valeur ($Z_0 = 50 \Omega$, $\omega = 5 \text{ mm}$).
3. Initialiser la largeur du stub ω_s à 20% de ω , ($\omega_s = 1.0 \text{ mm}$).
4. Initialiser le nombre des doigts, N à 8 ou 10. Ensuite déterminer ω_c et s par :

$$\omega_c = \frac{\omega}{\frac{5N}{3} - \frac{2}{3}} = 0.3 \text{ mm} \quad (62)$$

$$s = \frac{2}{3}\omega_c \quad (63)$$

5. Calculer la longueur du doigts interdigital

$$l_s = \frac{\lambda_g}{8} \quad (64)$$

Les valeurs des variables de la conception sont données dans le Tableau 2 ci après :

Nom de la variable	Désignation	Valeurs en mm
p	Période de cellule unité	12.3
l_s	Longueur de stub	10.0
w_s	Epaisseur de stub	1.00
l_c	Longueur des doigts interdigitaux	10.5
w_c	Epaisseur des doigts interdigitaux	0.30
s	Espace entre les doigts	0.20

r	Rayon de via	0.12
-----	--------------	------

Tableau 2. Valeur des variables utilisées pour la conception de la cellule unité de la Figure 39.

a. Extraction du diagramme de dispersion.

Ansoft designer 3.5 est utilisé pour la conception et l'analyse de la cellule unité CRLH basée sur la capacité interdigitale. Pour créer un nouveau projet on suit les étapes suivantes :

1. Sélectionner le menu *File > New*.
2. A partir du menu *Project* sélectionner *Insert Planar EM Design*.
3. Choisir *MS-RT_duroid 5880* à partir de la fenêtre *Choose Layout Technology*.
4. Fixer l'épaisseur du substrat diélectrique en allant à *Layout > Layers* puis *Stackup* changer l'épaisseur diélectrique à 1.57 mm.
5. Cliquer sur OK.

Ensuite dessiner la cellule unité CRLH sur la couche *trace* en utilisant les valeurs du Tableau 2. Ajouter une section de ligne microstrip de longueur 5.0 mm et de largeur w sur les deux extrémités de la cellule unité. Ces sections serviront comme des ports excitations de la cellule. La Figure 40 montre la cellule unité complète avec les extrémités des ports d'excitation ; pour les définitions des ports décocher *Gap source* et cocher *Post Process Port* et initialiser *Renormalize* à 50Ω et *Deembed* à 5 mm.

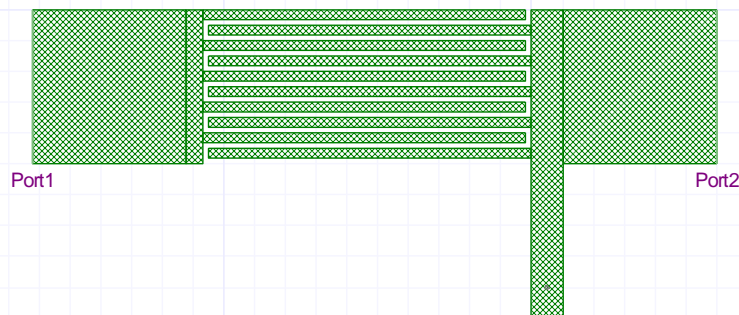


Figure 40. Cellule unité CRLH unidimensionnelle.

Ensuite un *Analyse Setup* est créé comme suit :

- Sélectionner *Planar EM > Analysis Setup > Add Solution Setup*.
- Fenêtre Setup1
 - Cliquer le tableau des paramètres de *Mesh*
 - Fixer le mesh : 6 GHz
 - *Use Edge Mesh* : sélectionné.
 - *Absolute edge length* : 0.1 mm.
 - Cliquer le bouton *OK*.

Puis ajouter un *Frequency Sweep*.

- *Sweep Type* : Interpolating.
- Sélectionner le *Sweep* se trouvant dans *Sweep Description*.
- *Type of Frequency Setup* : *Linear Count*.
 - *Start* : 1.0 GHz
 - *Stop* : 6.0 GHz.
 - *Count* : 401.
 - Cliquer le bouton *Update*.
- Cliquer le bouton *OK*.

Puis enregistrer le fichier et analyser le. Une fois l'analyse est faite le diagramme de dispersion (f, β) est obtenu directement à partir des paramètres S suivant l'équation [08] :

$$\beta p = \cos^{-1} \left(\frac{1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \right) \quad (65)$$

La ligne d'air (airline) est la ligne pour laquelle $\beta = k$ qui sépare les deux régions dites ondes lentes (Slow Wave ; $\beta > k$) et ondes rapides (Fast wave ; $\beta < k$).

$$\text{Airline} = \frac{\omega p}{c} \quad (66)$$

Pour créer un diagramme de dispersion (f, β) par l'Ansoft designer 3.5, il faut :

- Ouvrir la fenêtre: *Planar EM > Results > Create Report*.
 - *Report Type* : Standard.
 - *Display Type* : Rectangular plot.
- Cliquer le bouton *Output Variable*.
- Dans la fenêtre *Output Variable*.
 - *Name* :Beta_p.
 - *Expression* : $\text{re}(\text{acos}((1-\text{S}(\text{Port1},\text{Port1})\text{S}(\text{Port2},\text{Port2})+\text{S}(\text{Port1},\text{Port2})^*\text{S}(\text{Port2},\text{Port1}))/2*\text{S}(\text{Port2},\text{Port1}))))$.
- Cliquer le bouton *Add*.
- Ajouter l'expression de Airline.
 - *Name* : *Air_line*.
 - *Expression* : $2*\text{pi}*F*p/(3*10^8)$.
 - Cliquer le bouton *Done*.
- Cliquer le bouton X « *Use Primary Sweep* » : non sélectionné.
- Sélectionner le suivant :
 - *Category* : *Output Variables*.
 - *Quantity* : Beta_p
 - *Function* : abs.
- Cliquer le bouton Y.
- Sélectionner le suivant :
 - *Category* : Variables.
 - *Quantity* : F
 - *Fonction* : None.
- Cliquer le bouton *Add trace*
- Cliquer le bouton X “*Use Primary Sweep*“ : non sélectionné.
- Sélectionner le suivant :
 - *Category* : *output Variables*.
 - *Quantity* : Air_line.

- *Function* : None.
- Cliquer le bouton Y.
- Sélectionner le suivant :
 - *Category* : Variables.
 - *Quantity* : F
 - *Fonction* : None.
- Cliquer le bouton *Add trace*
- Cliquer le bouton *Done*.

Le diagramme de dispersion pour les valeurs du Tableau 2 est représenté dans la Figure 41.

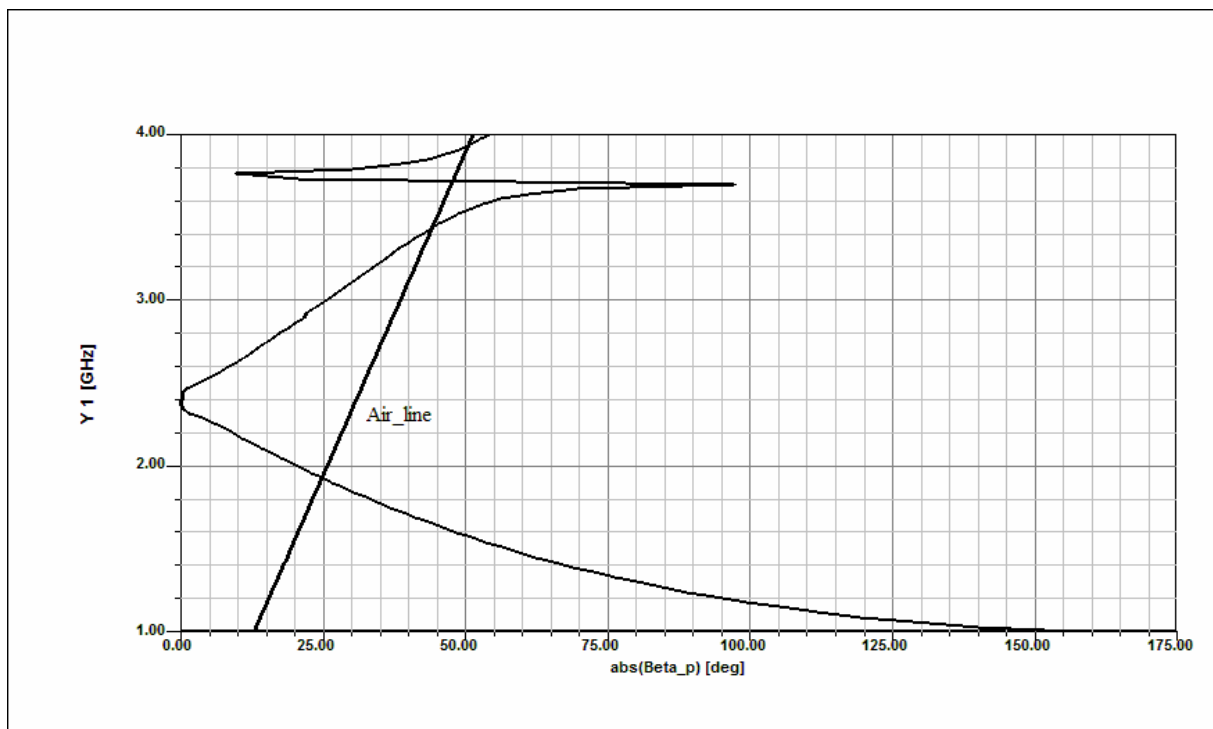


Figure 41. Diagramme de dispersion pour les valeurs du Tableau 2.

Le diagramme de dispersion montre que la cellule unité CRLH supporte une onde backward entre 1 GHz et 2.32 GHz et une onde forward pour les fréquences au delà de 2.48 GHz et une coupe bande entre 2.32 GHz et 2.48 GHz.

b. Extraction de l'impédance de Bloch

Pour confirmer que la cellule unité CRLH peut être adaptée à un système d'impédance de 50Ω le diagramme de l'impédance de Bloch est représenté. L'impédance de Bloch Z_B peut être tracée directement à partir des paramètres S en utilisant l'équation suivante [8] :

$$Z_B = \frac{2/Z_0 S_{21} \sin(\beta p)}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{21} S_{12}} \quad (67)$$

Pour créer un diagramme d'impédance de bloch par l'Ansoft Designer, il faut :

- Ouvrir: *Planar EM > Results > Create Report.*
 - *Report Type* : Standard.
 - *Display Type* : Rectangular plot.
- Cliquer le bouton *Output Variables.*
- Dans la fenêtre *Output Variables.*
 - *Name* : ZB.
 - *Expression* : $50 * \text{cmplx}(0,1) * 2 * S(\text{Port2}, \text{Port1}) * \sin(\text{abs}(\text{Beta}_p)) / ((1 - S(\text{Port1}, \text{Port1})) * (1 - S(\text{Port2}, \text{Port2})) - S(\text{Port1}, \text{Port2}) * S(\text{Port2}, \text{Port1}))$.
- Cliquer le bouton *Add.*
- Cliquer le bouton *Done.*

Le diagramme résultant de l'impédance de Bloch est montré dans la Figure 42.

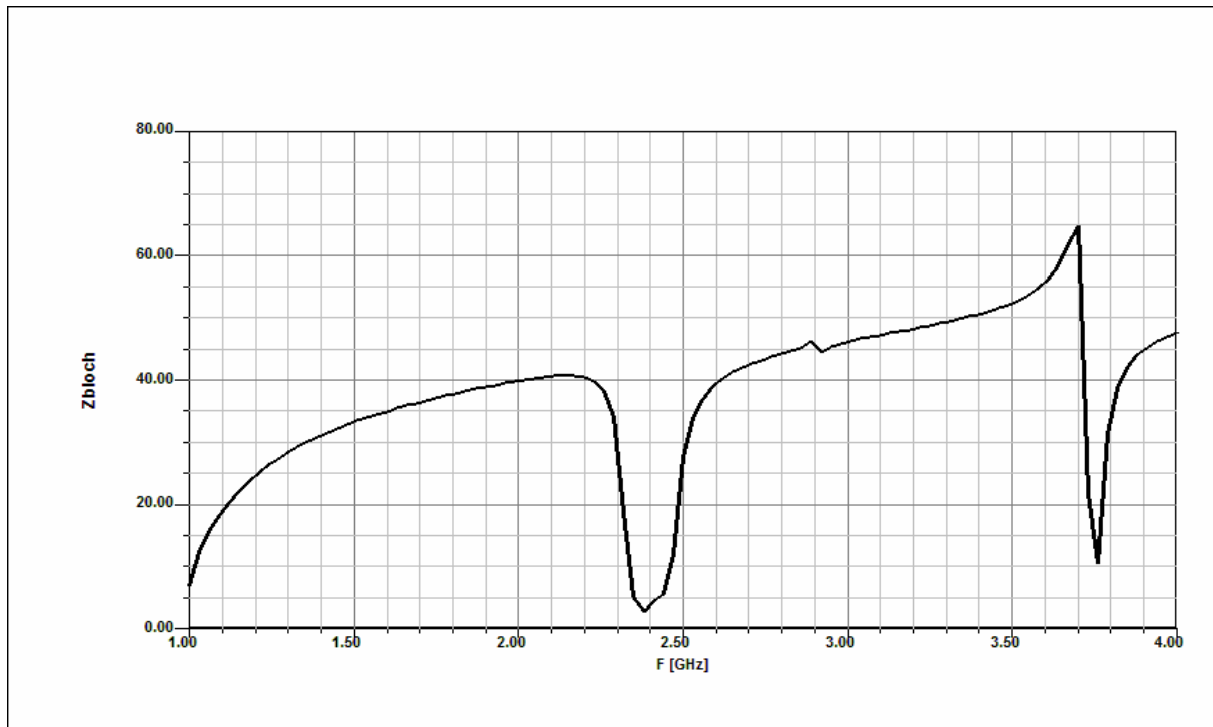


Figure 42. Impédance de Bloch d'une cellule unité CRLH pour les valeurs du Tableau 2.

La Figure 42 montre que l'impédance de Bloch est moins que 42Ω dans la région de la backpropagation et pour la région fast propagation est de 50Ω . A partir de diagramme de dispersion et d'impédance de Bloch ce design est unbalanced donc il faut changer un des paramètres.

Variation de la longueur de stub

Dans une première variation, la longueur de stub est augmentée de 10 mm à 10.5 mm. Un projet Ansoft Designer 3.5 est créé pour la capacitance interdigit de la Figure 39 avec les valeurs des dimensions données dans le Tableau 3. Le diagramme de dispersion du projet analysé et représenté dans la Figure 43.

Nom de la variable.	Désignation	Valeurs en mm
p	Période de cellule unité	12.3
l_s	Longueur de stub	10.5
w_s	Epaisseur de stub	1.00
l_c	Longueur des doigts interdigitaux	10.5

w_c	Epaisseur des doigts interdigitaux	0.30
s	Espace entre les doigts	0.20
r	Rayon de via	0.12

Tableau 3. Variation de la longueur de stub d'une cellule unité CRLH.

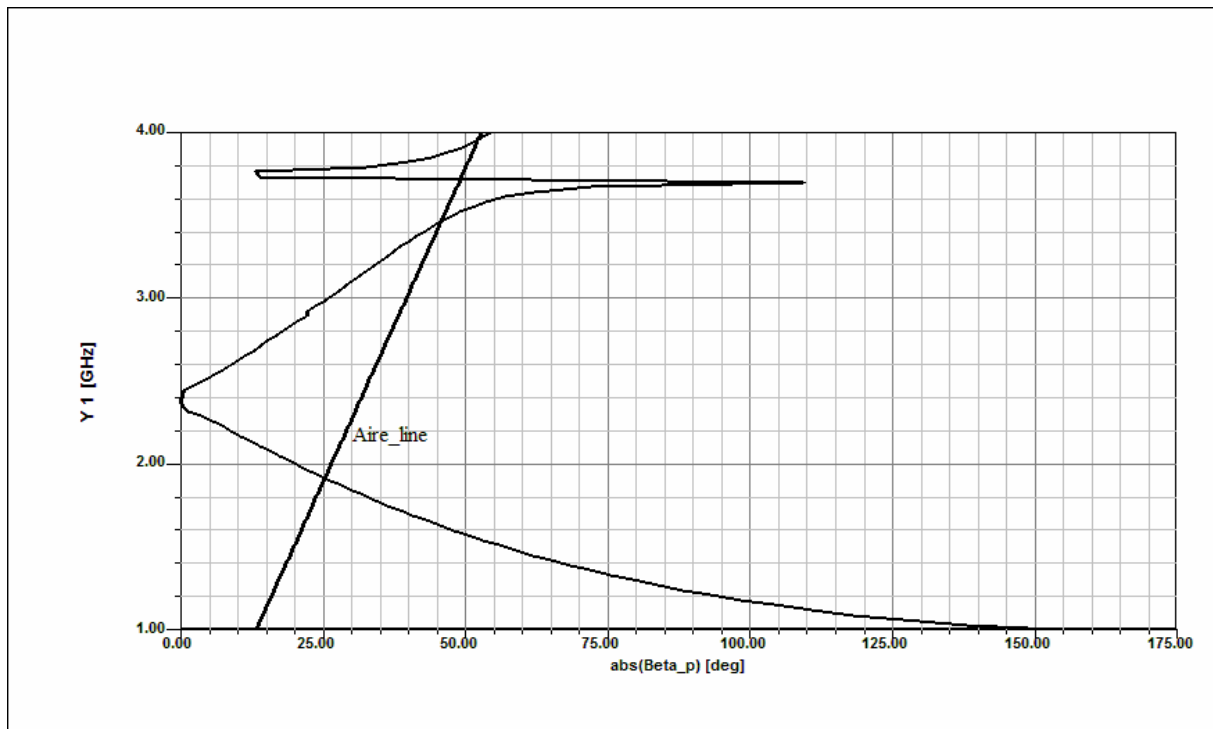


Figure 43. Diagramme de dispersion d'une cellule unité CRLH de paramètres donnés dans le Tableau 3.

Comme on le constate depuis la Figure 43, la bande d'arrêt est réduite à l'intervalle de fréquence [2.32, 2.42] GHz. La bande de fréquence allant de 1 GHz jusqu'à 2.32 GHz caractérise l'effet métamatériau reste presque inchangé ; tandis que la bande de fréquence caractérisant l'effet d'indice de réfraction positif qui était initialement à 2.48 GHz se voit baisser à 2.42 GHz.

Extraction de l'impédance de Bloch

Le diagramme résultant de l'impédance de Bloch est montré dans la Figure 44.

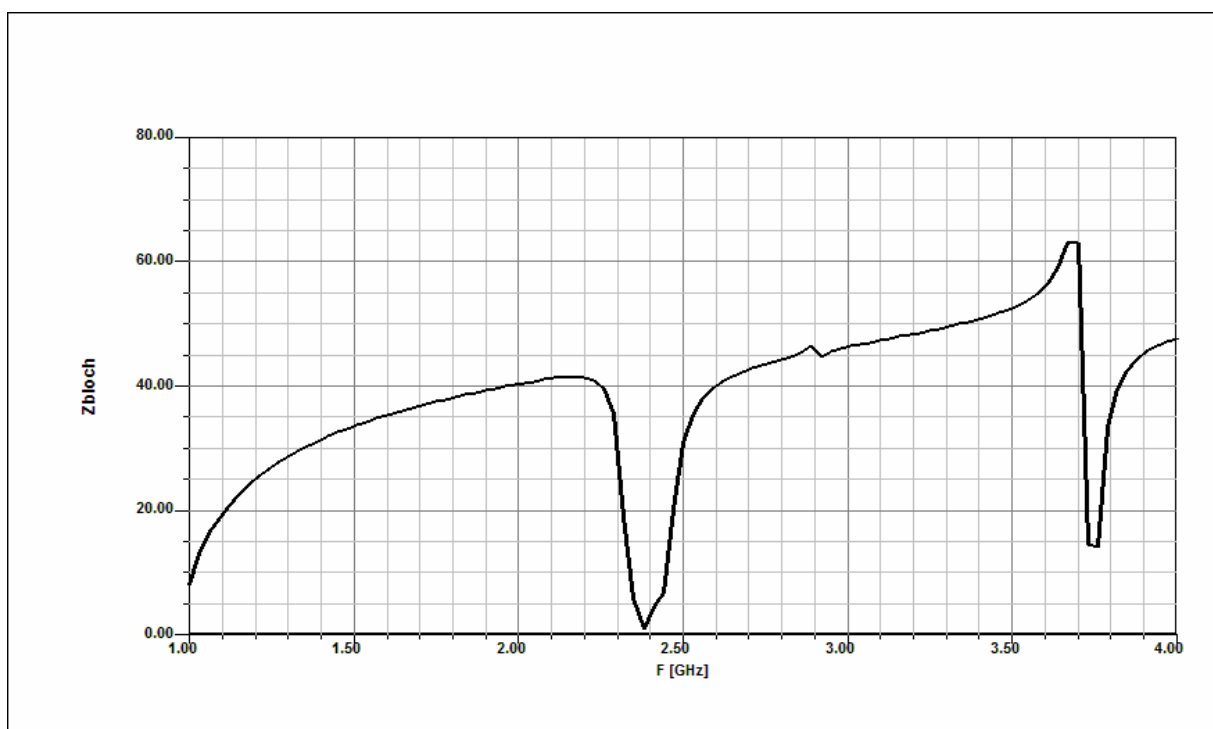


Figure 44. Impédance de Bloch d'une cellule unité CRLH en fonction de la fréquence ; les paramètres de la cellule sont ceux du Tableau 3.

Variation de la longueur des doigts interdigits

La longueur des doigts interdigits est diminuée de 10.5 mm à 10.2 mm. Le projet est analysée sous Ansoft Designer et le diagramme de dispersion résultant est illustré dans la Figure 45 suivante. Le Tableau 4 illustre les différents paramètres de la cellule unité CRLH

[24]. Le diagramme de dispersion du projet implémenté avec les paramètres du Tableau 04 est représenté dans la Figure 45.

Nom de la variable.	Désignation	Valeurs en mm
p	Période de cellule unité	12.3
l_s	Longueur de stub	10.5
w_s	Épaisseur de stub	1.00
l_c	Longueur des doigts interdigitaux	10.2
w_c	Épaisseur des doigts interdigitaux	0.30
s	Espace entre les doigts	0.20
r	Rayon de via	0.12

Tableau 4. Variation de la longueur des doigts interdigitaux.

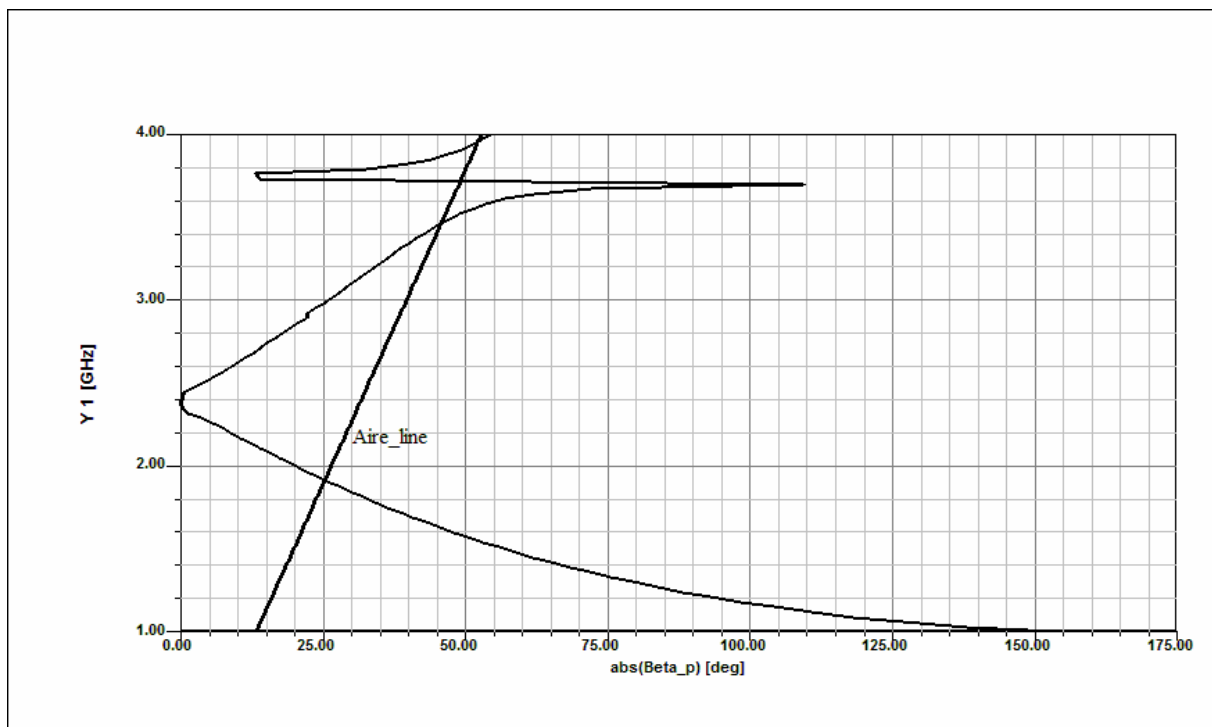


Figure 45. Diagramme de dispersion d'une cellule unité CRLH de paramètres donnés dans le Tableau 4.

On constate depuis la Figure 45, la coupe bande est réduite à [2.31, 2.37] GHz. La bande de fréquence allant de 1 GHz jusqu'à 2.31 GHz caractérise la partie métamatériau reste presque inchangé ; tandis que la bande de fréquence caractérisant l'effet d'indice de réfraction positif qui était initialement à 2.42 GHz pour la cellule unité CRLH implémentée avec les paramètres de Tableau 3 se voit baisser à 2.37 GHz.

Extraction de l'impédance de Bloch

Le diagramme résultant de l'impédance de Bloch de cellule unité CRLH implémenté avec les paramètres de Tableau 4 est montré dans la Figure 46.

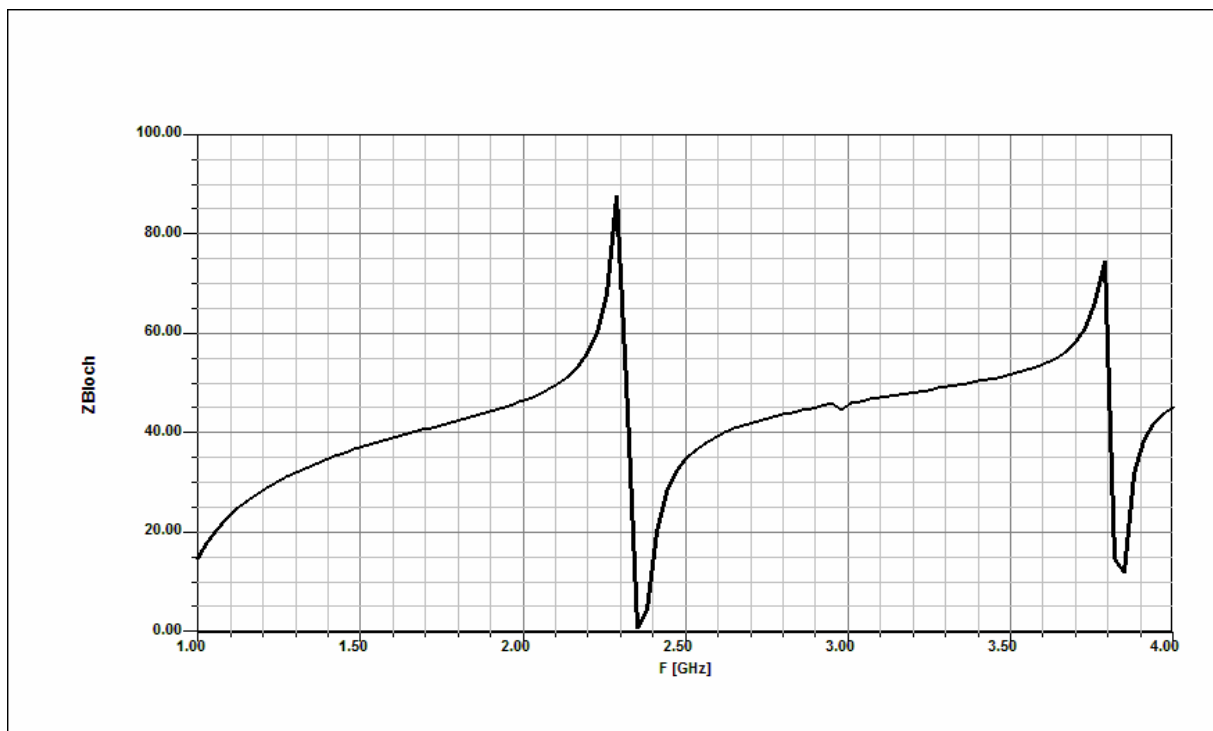


Figure 46. Impédance de Bloch d'une cellule unité CRLH en fonction de la fréquence ; les paramètres de la cellule unité CRLH sont ceux du Tableau 4.

Variation de la longueur de stub

Pour la variation finale, la longueur de stub a été augmentée de 10.5 mm à 10.9 mm. Cela résulte essentiellement en la suppression de la bande d'arrêt et imposant la fréquence centrale

$\omega_0 = \omega_{C1} = \omega_{C2}$ à apparaitre à 2.35 GHz. Le diagramme de dispersion résultant est montré dans la Figure 47. Et le Tableau 5 liste les valeurs finales d'une cellule unité CRLH.

Nom de la variable	Désignation	Valeurs en mm
p	Période de cellule unité	12.3
l_s	Longueur de stub	10.9
w_s	Epaisseur de stub	1.00
l_o	Longueur des doigts interdigitaux	10.2
w_o	Epaisseur des doigts interdigitaux	0.30
s	Espace entre les doigts	0.20
r	Rayon de via	0.12

Tableau 5. Variation de la longueur du stub.

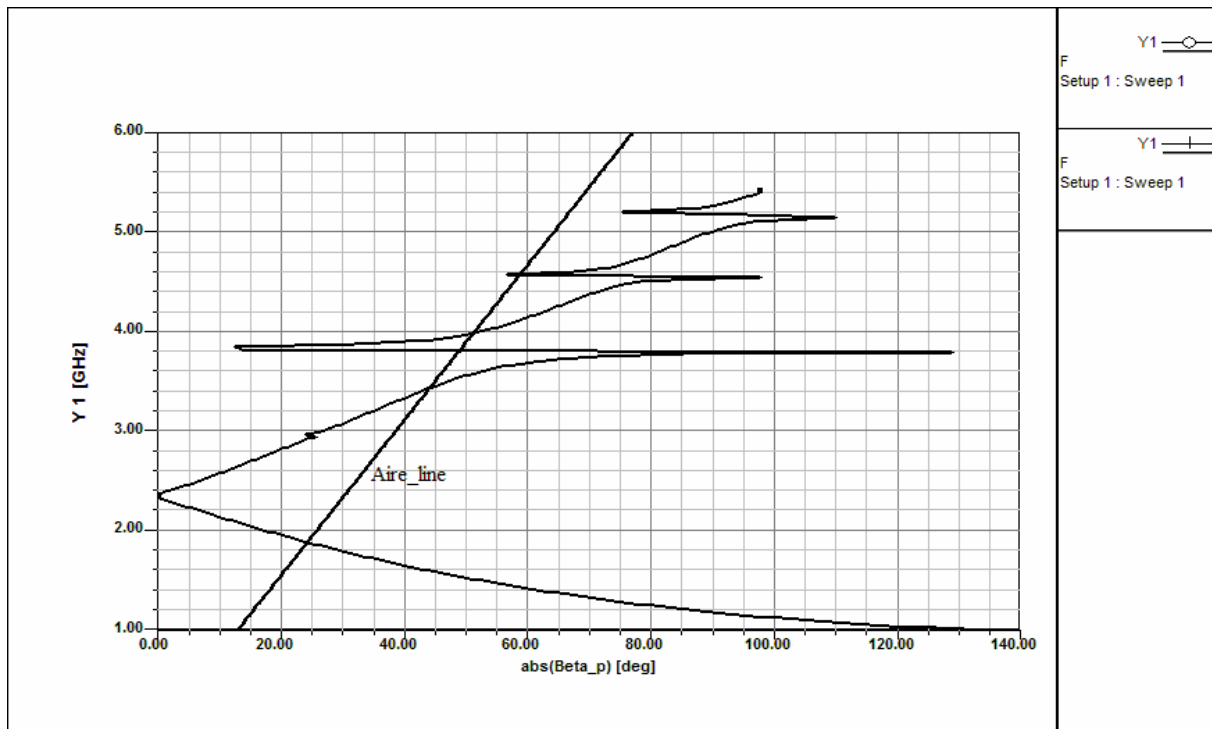


Figure 47. Diagramme de dispersion de cellule unité CRLH de paramètres donnés dans le Tableau 5.

La bande de fréquence allant de 1 GHz jusqu'à 2.31 GHz reste presque inchangé ; qui était initialement à 2.42 GHz pour la cellule unité CRLH implémentée avec les paramètres de Tableau 3 se voit baisser à 2.37 GHz.

Le diagramme de dispersion montre que la bande de fréquence allant de 1 GHz à 2.35 GHz caractérise la partie métamatériau ; tandis que la bande de fréquence supérieure à 2.35 GHz caractérisant l'effet d'indice de réfraction positif.

L'impédance de Bloch de la cellule unité CRLH est illustrée dans la Figure 48.

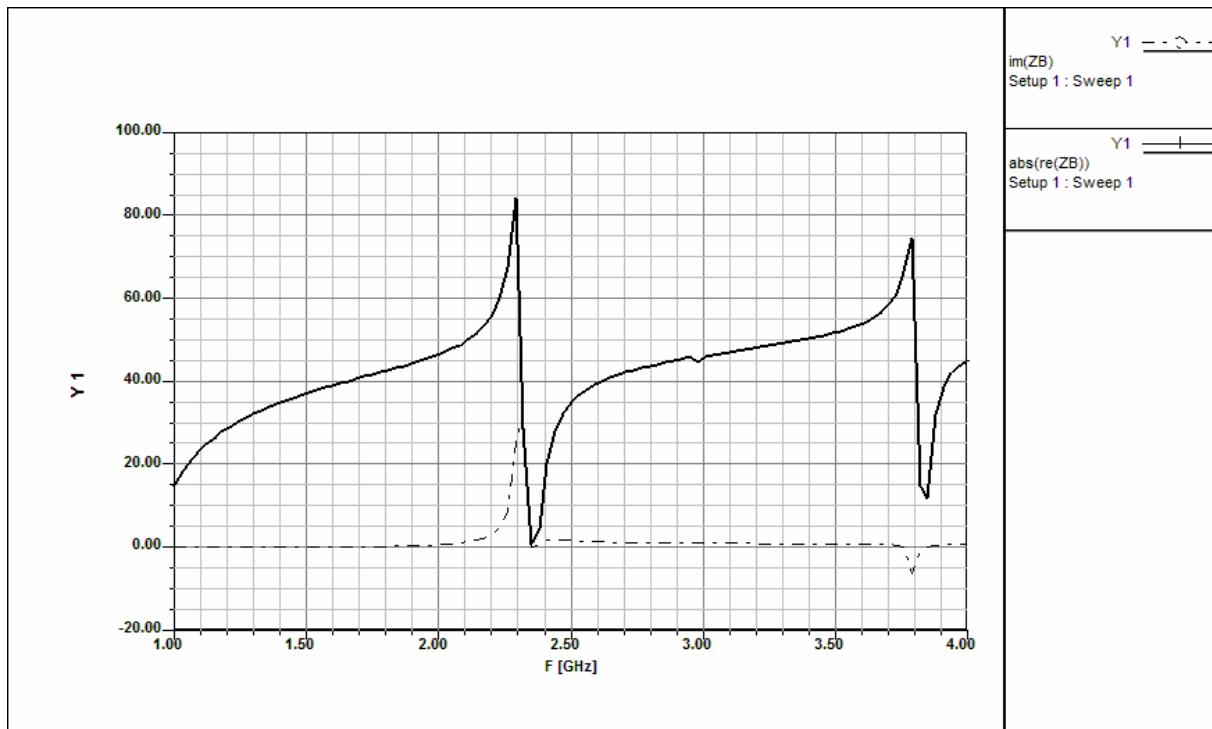


Figure 48. Impédance de Bloch d'une cellule unité CRLH extrait pour la variation finale, les paramètres sont donnés dans le Tableau 5.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les métamatériaux. L'historique et la théorie de générale des matériaux à indice de réfraction négatif sont présentés. En effet la théorie est basée sur l'approche de Veselago introduite en 1968. La réalisation des métamatériaux est

illustrée en utilisant des cellules unités en SRR et TW pour créer des matériaux à permittivité et perméabilité négatives, respectivement. Ensuite, l'approche de la ligne de transmission est utilisée pour implémenter un métamatériau CRLH en utilisant une cellule unité à base de capacité interdigitale. Une cellule CRLH consiste en des doigts interdigits, et un stubs dont l'extrémité est connectée à un via. Différents projets ont été créés sous Ansoft Designer 3.5 pour implémenter et analyser une cellule unité CRLH et l'effet métamatériau résultant, caractérisé par une vitesse de phase négative, est mis en évidence.

Aussi une variation de certaines valeurs des paramètres de la cellule unité CRLH est faite afin d'éliminer la bande d'arrêt du métamatériau résultant. Pour chaque variation, des résultats concernant la dispersion et l'impédance de Bloch sont rapportés et commentés. Dans le prochain chapitre, on implémentera des prototypes de filtres sur des substrats à base de cellules unité CRLH.

Chapitre IV

**CONCEPTION DE FILTRES MICRSOTRIP SUR
SUBSTRATS METAMATERIAUX.**

Introduction

La fonction métamatériau ainsi réalisée au chapitre précédent, utilisant des cellules CRLH, est exploitée dans le présent chapitre pour implanter des filtres sur substrats métamatériaux. Dans ce chapitre, nous implémentons les filtres métamatériaux et nous étudions l'effet du substrat métamatériau sur les réponses des filtres standards.

I. FILTRE PASSE BAS

Dans ce paragraphe, nous étudions l'effet du substrat métamatériau sur les performances d'un filtre passe bas. Deux prototypes de filtres ont été conçus : un filtre sur substrat RH et un filtre ayant les mêmes paramètres que le premier mais implémenté sur un substrat LH à base de capacités interdigitales. Les spécifications du filtre RH sont :

- Méthode de conception : Stepped impedance.
- Ordre de filtre $n = 2$.
- Fréquence de coupure $f_c = 2$ GHz.
- Niveau des ondulation dans la passe bande = 0.1 dB.
- Impédance de source/charge $R_0 = 50 \Omega$.
- Substrat diélectrique de permittivité, $\epsilon_r = 2.2$, et d'épaisseur, $h = 1.57$ mm.
- Impédances caractéristiques haute et basse $Z_{0L} = 100 \Omega$ et $Z_{0C} = 30 \Omega$.

La vue de dessus du filtre ainsi conçu est montrée dans la Figure 49. Les largeurs des sections des lignes de transmission ainsi obtenues sont dans l'ordre suivant (du port 1 à gauche au port 2 à droite) : W_0 , W_L , W_C , W_0 ; avec $W_C = 9.7811$ mm, $W_0 = 4.8513$ mm et $W_L = 1.4130$ mm. Les longueurs des mêmes sections sont alternées dans l'ordre suivant : l_0 , l_L , l_C , l_0 avec $l_0 = 3.0$ mm, $l_C = 4.1398$ mm et $l_L = 6.6850$ mm.

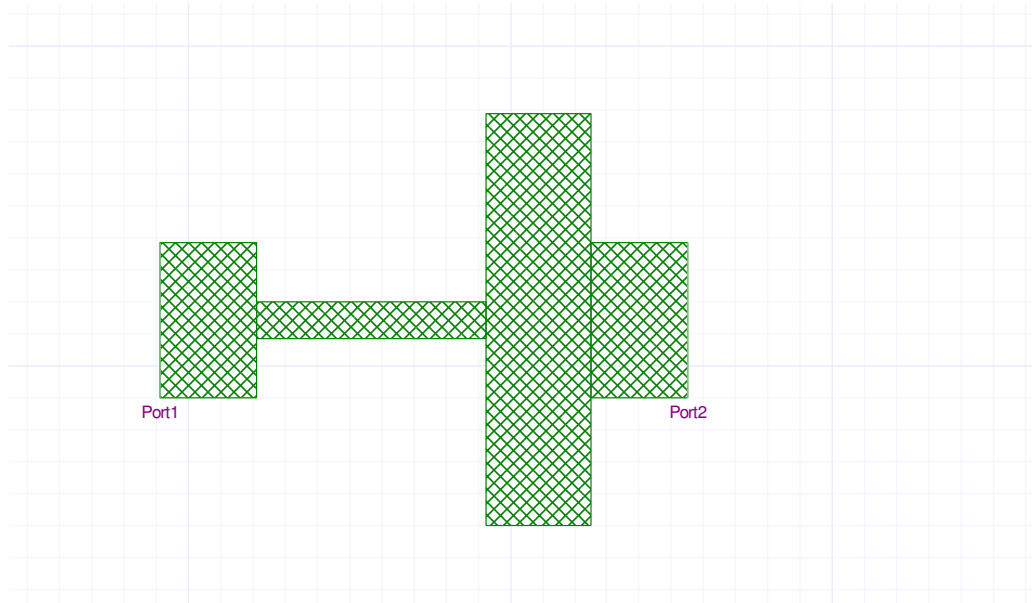


Figure 49. Implémentation de filtre passe bas d'ordre $n = 2$ par la méthode stepped impedance.

La cellule unité CRLH utilisée pour le substrat métamatériau est celle représentée dans la Figure 39 et possède les paramètres donnés dans le Tableau 5 du chapitre précédent. Pour cette conception deux cellules unités CRLH suffisent pour couvrir le métal du filtre ; comme le montre la Figure 50. Les deux prototypes de filtre RH et LH ainsi réalisés sont analysés sous Ansoft Designer 3.5 et les réponses en fréquence S_{11} (dB) et S_{21} (dB) sont représentées dans la Figure 51.

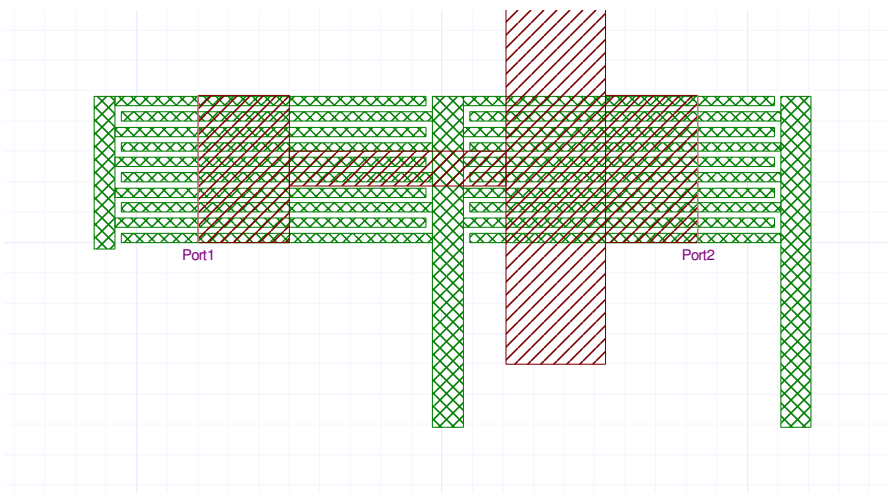


Figure 50. Implémentation du filtre passe bas d'ordre $n = 2$ par la méthode stepped impedance sur un substrat diélectrique LH.

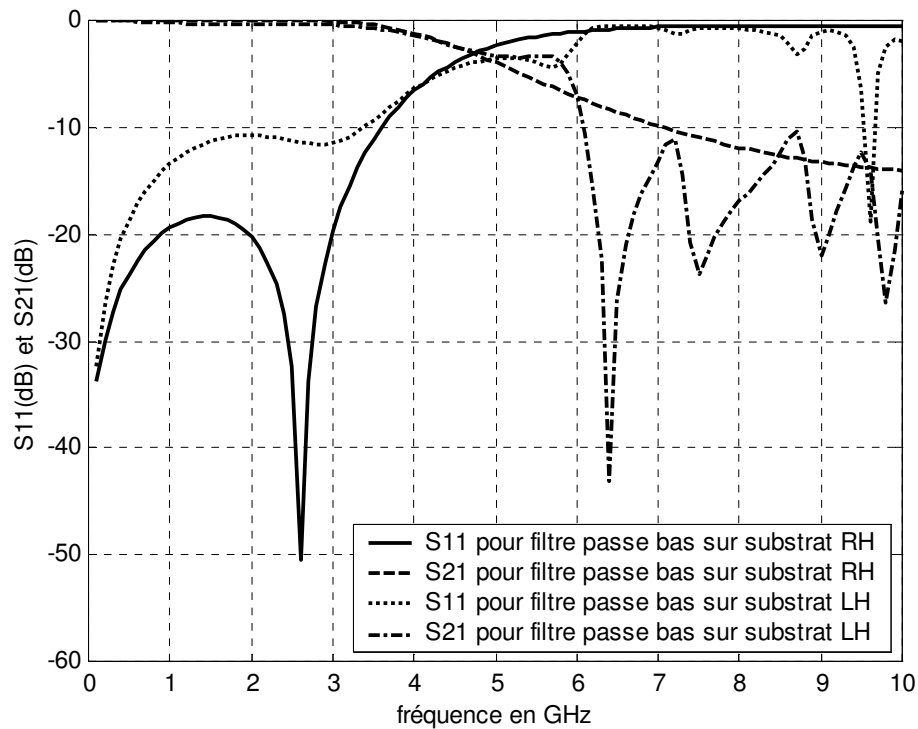


Figure 51. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du prototype de filtre passe bas réalisé par la méthode stepped impédance et implémenté sur des substrats LH et RH.

A partir de la Figures 51, on constate que l'effet du substrat métamatériau sur la réponse d'un filtre passe bas consiste principalement en : l'élargissement de la passe bande de 2.8 GHz pour le filtre à substrat RH à 4.9 GHz pour le filtre à substrat LH.

II. FILTRE PASSE BANDE.

Nous étudions maintenant l'effet du substrat métamatériau sur les performances d'un filtre passe bande. Deux prototypes de filtres ont été conçus : un filtre passe bande sur substrat RH et un autre ayant les mêmes paramètres que le premier mais implémenté sur un substrat LH. Les spécifications du filtre RH sont :

- Une passe bande de fréquence entre [2.5, 4.5] GHz.
- Niveau des ondulations dans la passe bande est de 0.1 d.
- Impédance de source/charge $R_0 = 50\Omega$.
- Un substrat diélectrique de constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$ et d'épaisseur $h = 1.57$ mm.

La partie métallique de ce filtre passe bande est montrée dans la Figure 52. Les largeurs des sections des lignes de transmission sont dans l'ordre suivant (du port 1 à gauche au port 2 à droite) $W_0, W_1, W_{1,2}, W_1, W_0$ avec $W_0 = 0.59$ mm, $W_1 = 0.28$ mm et $W_{1,2} = 0.97$ mm. Les longueurs des mêmes sections sont alternées dans l'ordre suivant $l_0, l_1, l_{1,2}, l_1, l_0$ avec $l_0 = 10$ mm, $l_1 = 29.3$ mm et $l_{1,2} = 14.03$ mm.

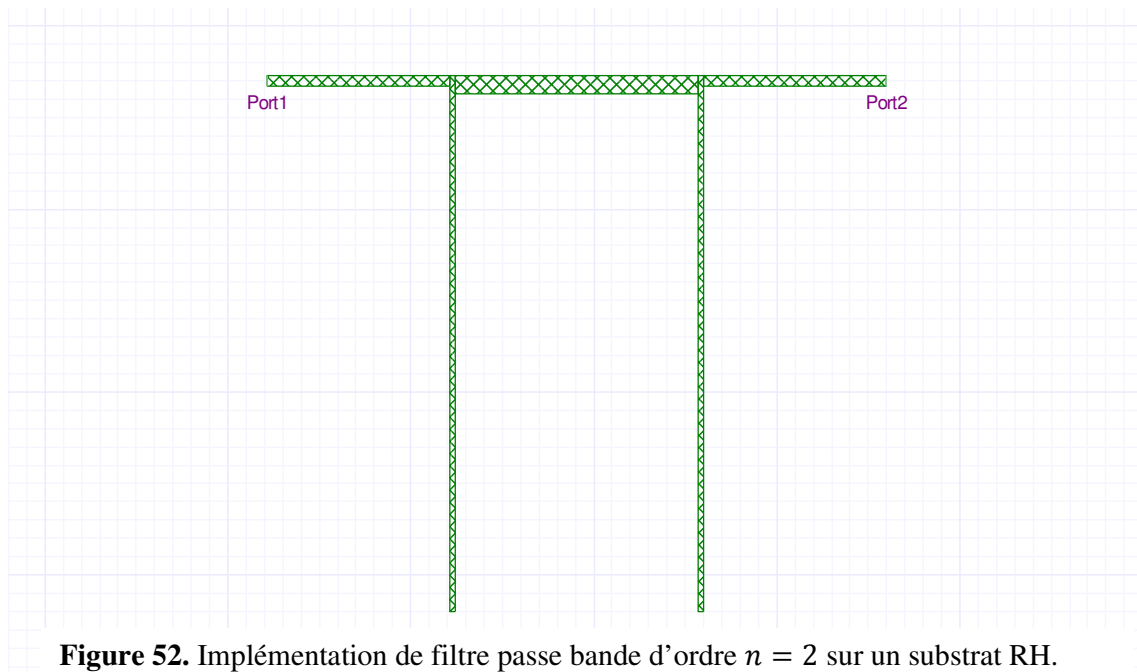


Figure 52. Implémentation de filtre passe bande d'ordre $n = 2$ sur un substrat RH.

Pour cette conception trois cellules unités CRLH suffisent pour couvrir le métal du filtre passe bande; comme le montre la Figure 53. Les deux prototypes de filtre RH et LH ainsi réalisés sont analysés sous Ansoft Designer 3.5, les réponses en fréquences S_{11} (dB) et S_{21} (dB) sont représentées dans la Figure 54.

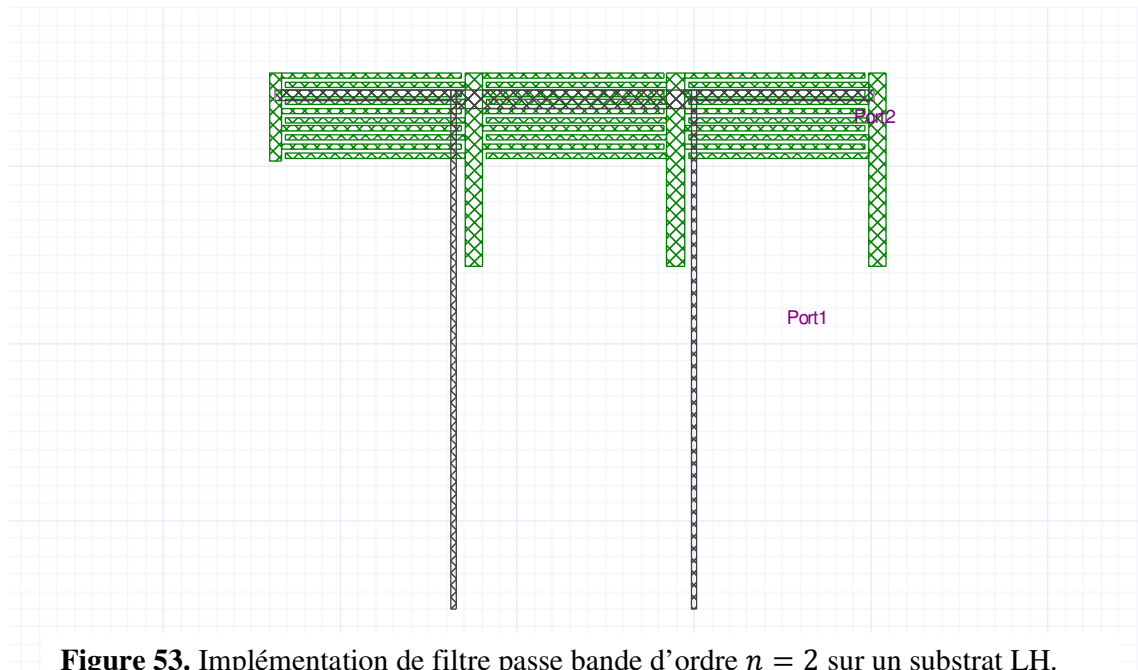


Figure 53. Implémentation de filtre passe bande d'ordre $n = 2$ sur un substrat LH.

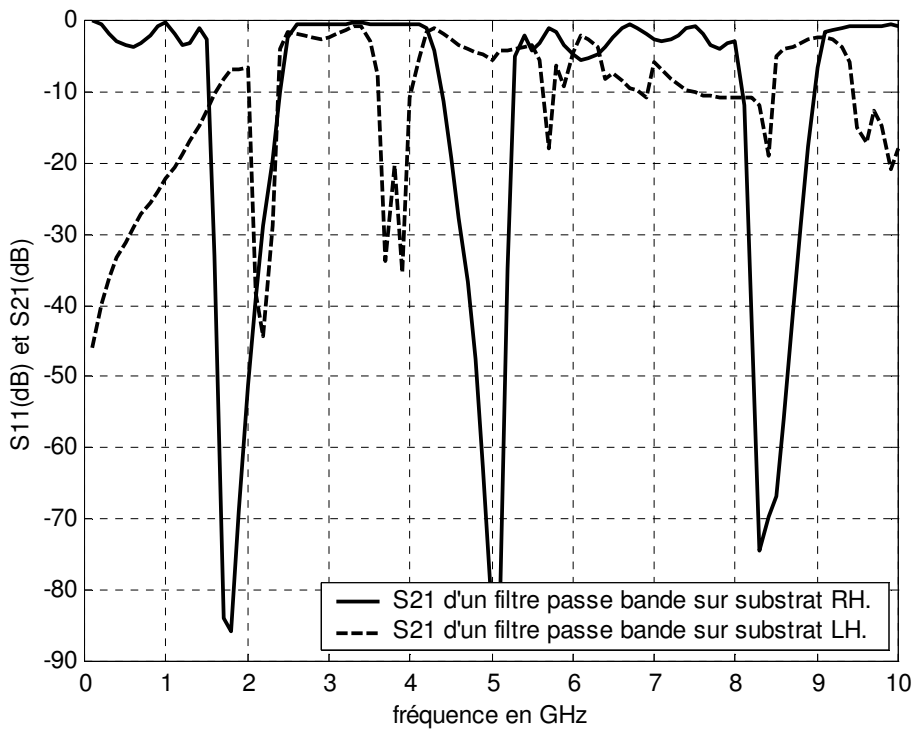


Figure 54. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du prototype de filtre passe bande implémenté sur des substrats RH et LH.

En comparant les réponses en fréquence des deux filtres, on constate le suivant :

- La fréquence centrale f_0 de la passe bande décroît avec le substrat métmatériau. En effet, on a :
 - $f_0 = 3.5$ GHz pour le filtre passe bande implémenté sur substrat RH.
 - $f_0 = 2.95$ GHz pour le filtre passe bande implémenté sur substrat LH.
- La largeur de bande Δf du filtre est réduite avec le substrat métamatériau et on a les valeurs suivantes :
 - $\Delta f = 2.0$ GHz pour le filtre passe bande implémenté sur substrat RH.
 - $\Delta f = 1.1$ GHz pour le filtre passe bande implémenté sur substrat LH.

III. FILTRE COUPE BANDE.

Nous étudions dans ce paragraphe l'effet du substrat métamatériau sur les performances d'un filtre coupe bande. Deux prototypes de filtres ont été conçus : un filtre coupe bande sur substrat RH et un autre filtre ayant les mêmes paramètres que le premier mais implémenté sur un substrat LH. Les spécifications du filtre coupe bande RH sont :

- Une coupe bande de [5,7] GHz.
- Niveau d'ondulation dans la passe bande est 0.1 dB.
- Impédance de source/charge $R_0 = 50 \Omega$.
- Un substrat diélectrique de constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$ et d'épaisseur $h = 1.57$ mm.

La partie métallique de ce filtre passe bande est montrée dans la Figure 55. Les largeurs des sections des lignes de transmission sont dans l'ordre suivant (du port 1 à gauche au port 2 à droite) : $W_0, W_1, W_{1,2}, W_1, W_0$ avec $W_0 = 2.33$ mm, $W_1 = 0.14$ mm et $W_{1,2} = 2.33$ mm. Les longueurs des mêmes sections sont alternées dans l'ordre suivant : $l_0, l_1, l_{1,2}, l_1, l_0$ avec $l_0 = 4$ mm, $l_1 = 8.98$ mm et $l_{1,2} = 8.4$ mm.

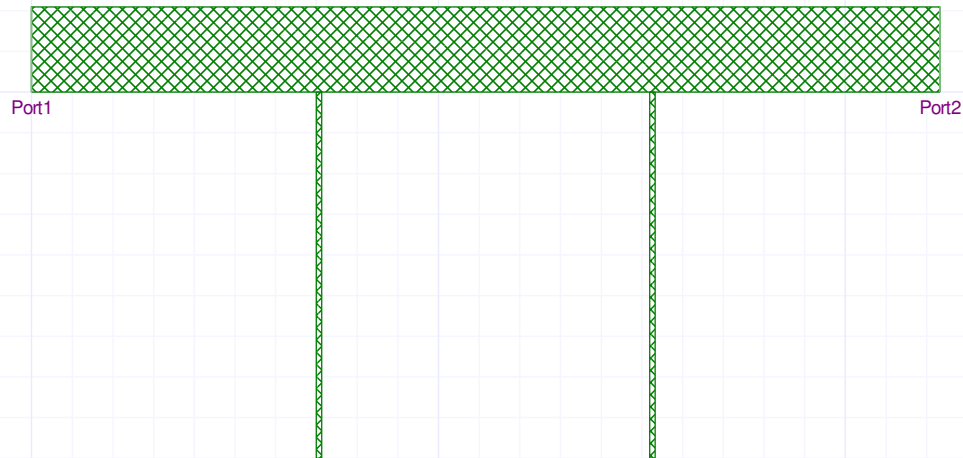


Figure 55. Implémentation de filtre coupe bande sur substrat RH.

Pour cette conception, deux cellules unité CRLH suffisent pour couvrir le métal du filtre coupe bande; comme le montre la Figure 56. Les deux prototypes de filtre RH ainsi LH réalisés sont analysés sous Ansoft Designer 3.5, les réponses en fréquences S_{11} (dB) et S_{21} (dB) sont représentées dans la Figure 57.

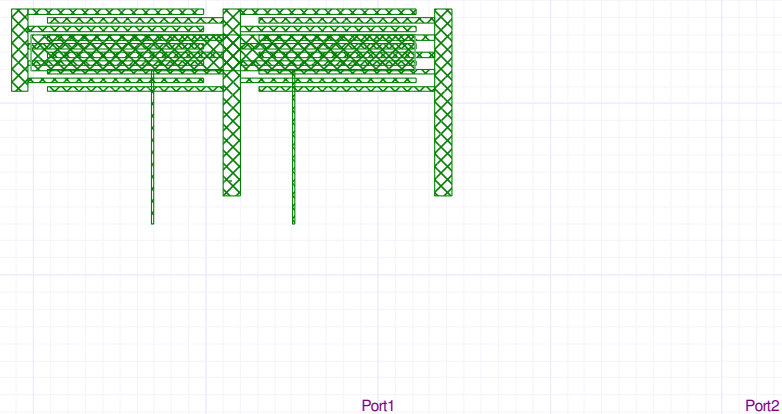


Figure 56. Implémentation d'un filtre coupe bande sur substrat métamatériau.

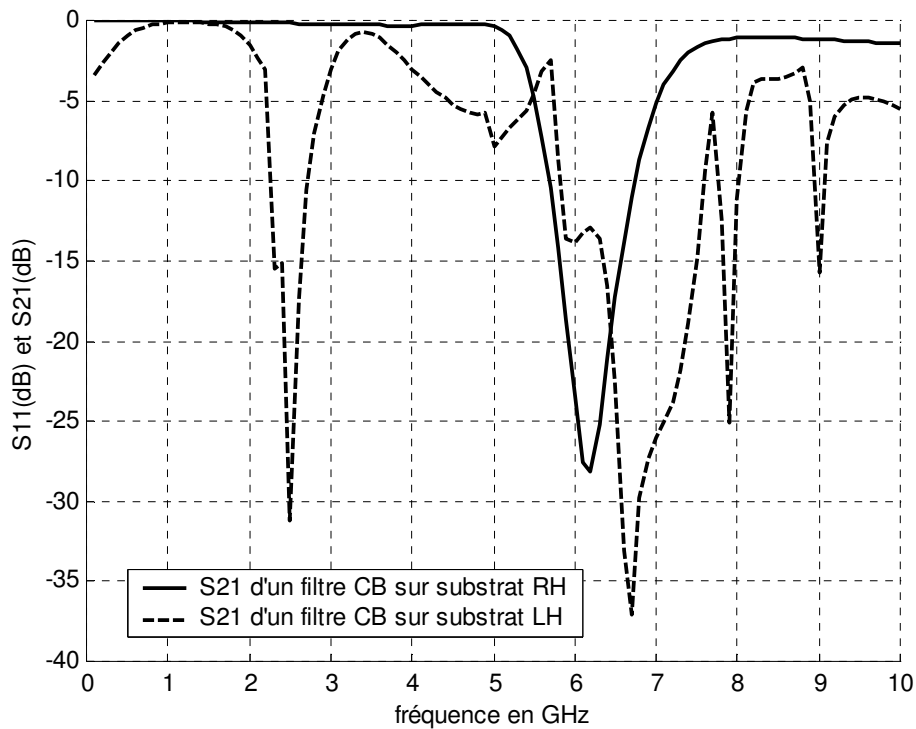


Figure 57. Résultats simulés sous Ansoft Designer 3.5 de la réponse en fréquence de S_{11} (dB) et S_{21} (dB) du prototype de filtre coupe bande implémenté sur des substrats RH et LH.

En comparant les réponses en fréquences des deux filtres coupe bande (sur substrat RH et sur substrat LH), on constate le suivant :

- Un décalage important de la fréquence centrale de la coupe bande vers les basse fréquences ;
 - $f_0 = 6$ GHz pour le filtre coupe bande implémenté sur substrat RH.
 - $f_0 = 3.22$ GHz pour le filtre passe bande implémenté sur substrat LH.
- Une compression importante de la coupe bande ;
 - $\Delta f = 2.0$ GHz pour le filtre passe bande implémenté sur substrat RH.
 - $\Delta f = 0.75$ GHz pour le filtre passe bande implémenté sur substrat LH.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'effet du substrat métamatériau sur les réponses en fréquence des prototypes de filtres standards. Ce sont les prototypes passe bas, passe bande et coupe bande. Pour un filtre passe bas, l'effet du métamatériau consiste à élargir la passe bande du filtre ; tandis que pour les deux autres prototypes, l'effet du substrat métamatériau se manifeste en la diminution de la largeur de bande et le décalage de la dite bande vers les basses fréquences. L'effet du métamatériau est cependant plus prononcé pour le cas du filtre coupe bande.

Chapitre V

CONCLUSION GENERALE.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons présenté la conception des filtres hyperfréquence dans ces différents types passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande. La méthode de la perte par insertion fût appliquée pour optimiser les réponses en fréquence des prototypes de filtres conçus. La théorie classique des filtres ainsi que les quatre étapes de leurs conception ont été introduites et détaillées. La conception étant simplifiée en commençant par des prototypes de filtres passe bas qui sont normalisés en termes d'impédance et de fréquence. Des transformations (scaling) sont ensuite appliquées pour convertir les conceptions de prototypes en l'intervalle de fréquence et en niveau d'impédance désirés. Le filtre ainsi obtenu consiste en des éléments localisés. Pour des applications microondes, de telles conceptions doivent être modifiées pour utiliser les éléments distribués qui consistent en des sections de lignes de transmission. La transformation de Richard et les identités de Kuroda ont été utilisées pour implémenter le prototype de filtre conçu par des éléments distribués utilisant des sections de lignes de transmission. Comme dernière phase d'implémentation, les lignes de transmission et les stubs obtenus par la conception sont choisis en technologie planaire microstrip vu les avantages inhérentes que présentent cette structure microstrip. Plusieurs exemples de conceptions de filtres ont été donnés et commentés. Par ailleurs, le solveur commercial Ansoft Designer 3.5 utilisant la méthode des moments full-wave a été appliqué pour analyser l'ensemble des filtres conçus et nous a permis d'établir confiance en nos résultats obtenus via les méthodes analytiques.

Les métamatériaux sont particulièrement intéressants au regard des applications potentielles, leur étude a été longtemps limitée par la difficulté d'obtenir en pratique des paramètres ϵ et μ simultanément négatifs. L'intérêt pour ce type de milieu a été relancé récemment par l'intermédiaire des milieux périodiques, capables de créer artificiellement de telles conditions. La théorie générale des matériaux à indice de réfraction négatif est présentée. La réalisation des métamatériaux est illustrée en utilisant des cellules unités en SRR et TW pour créer des matériaux à permittivité et perméabilité négatives, respectivement. Ensuite, l'approche de la ligne de transmission est utilisée pour implémenter un métamatériau composite main droite/main gauche dit CRLH en utilisant une cellule unité à base de capacité interdigitale. Différents projets ont été créés sous Ansoft Designer 3.5 pour implémenter et analyser une cellule unité CRLH et l'effet métamatériau résultant, caractérisé par une vitesse de phase négative, est mis en évidence. Les paramètres de la cellule unité CRLH sont variés

afin d'optimiser ses performances en éliminant la bande d'arrêt séparant les deux bandes de fréquence d'opération en modes LH et RH et en rendant la bande LH aussi large que possible.

Ensuite, nous avons étudié l'effet du substrat métamatériau, réalisé précédemment à base de capacités interdigitale, sur les réponses en fréquence des prototypes de filtres standards. Les resultants de simulation montrent que pour un filtre passe bas, l'effet du métamatériau consiste à élargir la passe bande du filtre ; tandis que pour les deux autres prototypes, l'effet du substrat métamatériau se manifeste en la diminution de la largeur de bande et le décalage de la dite bande vers les basses fréquences. L'effet du métamatériau est cependant plus prononcé pour le cas du filtre coupe bande.

Comme perspective pour des études supplémentaires, nous proposons d'explorer d'autres formes de cellules unité réalisant les métamatériaux et comparer ses performances en termes de minimisation de la bande d'arrêt séparant le mode RH et LH et l'élargissement de la bande de fréquence pour laquelle l'indice de refraction est négative. Ces métamatériaux seront utilisés comme substrats pour des filtres et des antennes microstrip afin de perfectionner certaines de leurs performances.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

- [01]. **Levy, R. and S.B. Cohn**, “A History of Microwave Filter Research, Design and Development“, IEEE Trans. Microwave and Techniques, Vol. MTT-32, Sept. 1984,
- [02]. **Cohn. S.B.** “Parallel-Coupled Transmission-Line Resonator Filters“. IRE Trans Microwave Theory Tech. Vol. MTT-6. Avril 1958.
- [03]. **Matthaei, G.L.**, “Interdigital Bandpass Filters“ IRE Trans. Microwave Theory Tech. Vol MTT-10. Novembre 1962.
- [04]. **Matthaei, G.L.** “Comb-Line Bandpass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth“. Microwave J. Vol 6. Oute 1963.
- [05]. **Cristal, E. G and S. Frankel.** “ Hairpin line/ Half Wave Parallel- Couples line Filters“, IEEE Trans Microwave Theory Tech. Vol. MTT-20, Novembre 1972.
- [06]. **Rajesh Mongia , Inder Bahl et Prakash Bhartia,** “ RF Microwave Coupled-Line Circuities“. Artech House, Boston, London. 1999.
- [07]. **Shah Nawaz BUROKUR,** ” Mise en œuvre de métamatériaux en vue d’application aux circuits microonde et aux antennes”. Thèse pour obtenir le grade de docteur de l’université de Nantes. Le 25 septembre 2005.
- [08]. **Nader Engheta, Richard W and Ziolkowski.** ”Metamaterials physics and Engineering Explorations”. John Wiley and Son. 2006.
- [09]. **A. Zverev,** “The Golden Anniversary of Electric Wave Filters“, IEEE Spectrum, Mars 1966.
- [10]. **Zobel,** “Theory and Design of Electric Wave Filters“. Bell System Technical Journal, Janvier 1923
- [11] **Randall W. Rhea** ”HF Filter Design and Computer Simulation”. Noble Publishing Atlanta, 1994.
- [12] **David M.Pozar.** ”Microwave Engineering”. John Wiley and Son. 2001.
- [13]. **G. C. Temes, and S. K. Mitra,** “Modern Filter Theory and Design“, Wiley, New York, 1973.
- [14]. **J. D. Rhodes,** “Theory of Electrical Filters“, Wiley, New York, 1976.

- [15] **Jia-Sheng Hong, M. J** "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications". John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [16]. **J. Helszajn**, "Synthesis of Lumped Element, Distributed and Planar Filters", McGraw- Hill, London, 1990.
- [17]. **L. O. Chua, C. A. Desoer, and E. S. Kuh**, "Linear and Non-Linear Circuits", McGraw-Hill, New York, 1997.
- [18]. **H. Ozaki et J. Ishii**, "Synthesis of a class of strip-line filters", *IRE Trans. Circuit Theory*, Join 1958.
- [19] **V. G. Veselago**, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Soviet Physics USPEKHI*, Janvier - Février 1968.
- [20] **Abdelwahab Ourir**. " Application de métamatériaux à Bandes Interdites Photoniques et de Métamatériaux en Télécommunication". Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Paris. Le 05 Décembre 2006.
- [21]. J. B. Pendry, "Calculating photonic band structure", *Journal of Physics : Condensed Matter*, Février 1996.
- [22]. **Ricardo Marqués, Ferran Martin and Mario Sorolla**. "Metamaterials with Negative Parameters". John Wiley and Sons. 2007.
- [23]. M. Notomi, "Negative refraction in photonic crystals", *Optical and Quantum Electronics*, Janvier 2002.
- [24]. **[www.Anssoft.com](http://www.ansoft.com)**. "Left Handed Metamaterial Design Guide". Ansoft Corporation. 2007.
- [25]. **G.V.Eleftheriades, K.G. Balmain**. "Negative refraction metamaterials". A John Wiley and Sons. 2005.
- [26]. J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, et W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Trans, Microwave theory Tech*, Novembre 1999.
- [27]. R. Shelby, D. Smith, et S Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction", avril 2001.
- [28] **Christophe Caloz and Tatsuo Itoh**. " Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory And Microwave Applications". John Wiley and Son. 2006.
- [29]. **C. Caloz, H. Okabe, T. Iwai, et T. Itoh**, "transmission line approach of left handed (lh) material", *IEEE AP-S / URSI Int. Symp. Dig*, 2002.

- [30]. **A. Oliner**, "A periodic structure negative refractive index medium without resonant elements", IEEE AP-S / URSI Int. Symp. Dig, 2002.
- [31]. **Thibaut Decoopman**. "Multiplicateurs De Fréquences et Métamatériaux en technologie finline". Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'Université des sciences et technologie de Lille. Le 29 Octobre 2004.
- [32]. **Stefan Enoch**. "Les métamatériaux, leurs applications et l'optique". Institut Fresnel. MARseille.
- [33]. **Department of Electrical Engineering**. "Left Handed Metamaterial for Microwave Engineering Applications".
- [34]. **Ricardo Marque's Ferran Martin Mario Sorolla**, "Metamaterials with Negative Parameters Theory, Design, and Microwave Applications", John Wiley & Sons, 2008
- [35]. **C. Caloz and T. Itoh**. "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications". Wiley, Hoboken, NJ, 2006.

Annexe

**FORMULES POUR LA CONSTANTE DE
PROPAGATION, L'IMPEDANCE
CARACTERISTIQUE ET L'ATTENUATION DES
LIGNES MICROSTRIPS.**

Ligne Microruban (Microstripline)

La ligne microstrip est l'une des plus populaires lignes de transmission planaires essentiellement parce qu'elle pourrait être fabriquée par la photolithographie et pourrait être facilement intégrée avec d'autres circuits micro-ondes passifs et actifs. La géométrie d'une ligne microstrip est montrée dans la Figure 58.a. Un conducteur avec une largeur W est imprimé sur un substrat diélectrique fin (à un plan de masse) d'épaisseur d et de permittivité relative ϵ_r ; une représentation des lignes de champ est montrée dans la figure 58.b.

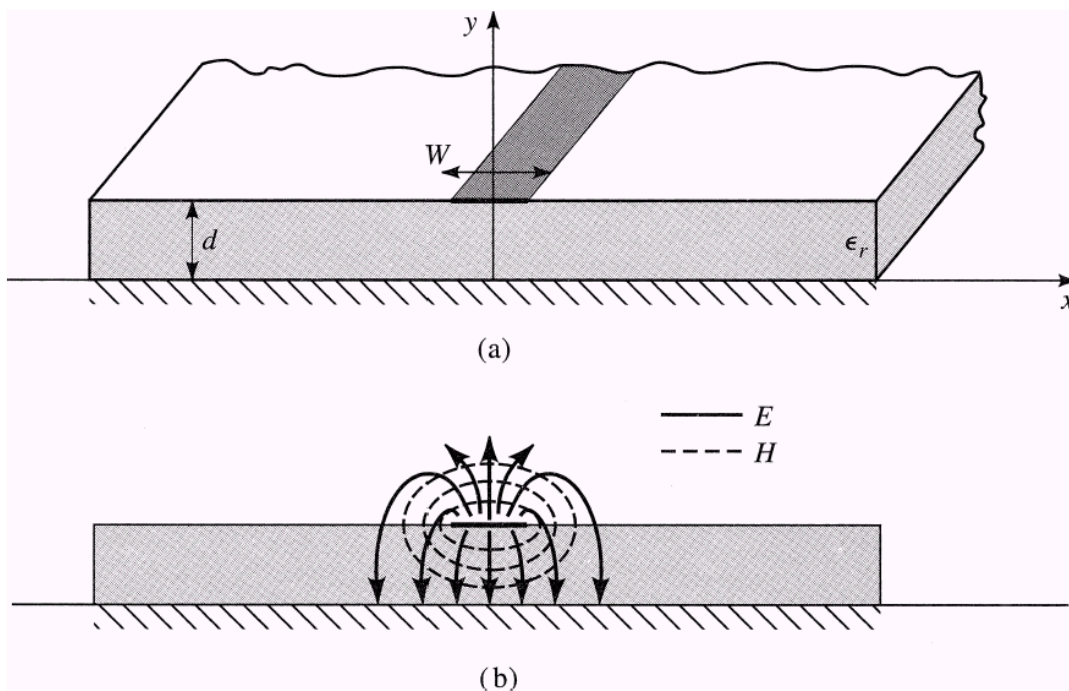


Figure 58. Ligne de transmission microstrip. (a) Géométrie. (b) Lignes de champ électrique et magnétique.

La présence du diélectrique et particulièrement le fait que le diélectrique ne remplit pas la région au dessus du strip ($y > d$) compliquera le comportement et l'analyse des lignes microstrip. Contrairement à la stripline où tous les champs sont contenus dans une région diélectrique homogène, la microstrip a la plupart de ses lignes de champs dans la région du diélectrique concentrées entre le strip conducteur et le plan de masse ainsi qu'une partie dans la région d'air au dessus du substrat. Pour cette raison la ligne microstrip ne supporte pas une onde TEM pure car la vitesse de phase des champs TEM dans la région diélectrique est $c/\sqrt{\epsilon_r}$ mais la vitesse de phase des champs TEM dans la région d'air est C . Donc une compatibilité de phase sur l'interface diélectrique-air est impossible à avoir pour une onde de type TEM.

Dans la plupart des applications pratiques le substrat diélectrique est électriquement très fin ($d \ll \lambda$) et par conséquent les champs sont quasi-TEM. De bonnes approximations pour la vitesse de phase, la constante de propagation et l'impédance caractéristique peuvent être obtenues à partir des solutions statiques ou quasi-statiques. La vitesse de phase et la constante de propagation sont données par

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (68)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (69)$$

où ϵ_e est la constante diélectrique effective de la ligne microstrip. Puisque'une partie des lignes de champ est dans la région diélectrique et une partie est dans l'air, la constante diélectrique effective satisfait la relation

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

Elle dépend de la permittivité ϵ_r , de l'épaisseur du substrat d et de la largeur W du conducteur.

Nous allons présenter maintenant les formules de conception pour la constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique de la ligne microstrip.

Formules pour la constante diélectrique effective, l'impédance caractéristique et l'atténuation

La constante diélectrique effective d'une ligne microstrip est donnée approximativement par

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (70)$$

Elle est interprétée comme étant la constante diélectrique d'un milieu homogène qui remplace les régions de l'air et du diélectrique constituant la microstrip comme le montre la Figure 59.

La vitesse de phase et la constante de propagation sont alors données par (68) et (69).

Etant données les dimensions de la ligne microstrip, l'impédance caractéristique est calculée par

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{pour } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{pour } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (71)$$

Pour une impédance caractéristique Z_0 donnée et une constante diélectrique ϵ_r , le rapport W/d peut être obtenue comme suit

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } W/d \geq 2 \end{cases} \quad (72)$$

où

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

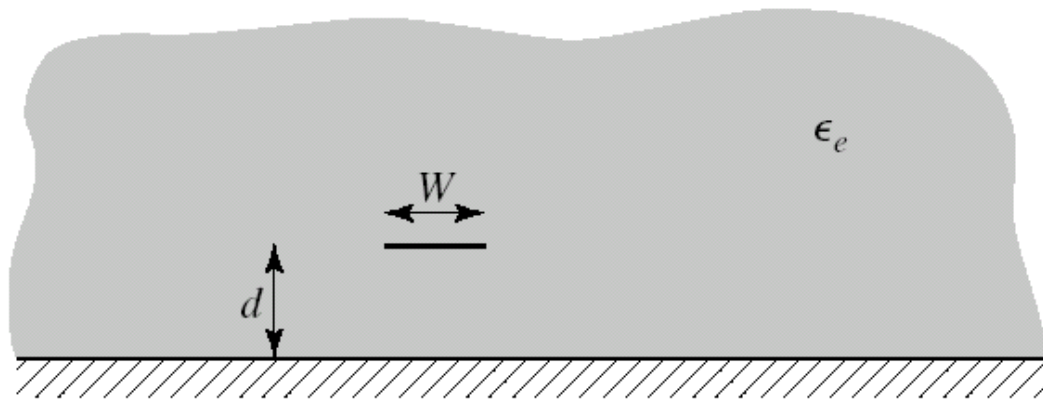


Figure 59. Géométrie équivalente d'une ligne microstrip quasi-TEM où la lame diélectrique d'épaisseur d et de permittivité relative ϵ_r est remplacée par un milieu homogène de permittivité relative effective ϵ_e .

En considérant la microstrip comme une ligne quasi-TEM, l'atténuation due aux pertes diélectriques est déterminée par

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \text{ Np/m} \quad (73)$$

L'atténuation due aux pertes par conducteur est donnée par

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ Np/m} \quad (74)$$

Pour la plupart des substrats microstrip, les pertes par conducteur sont nettement plus significatives par rapport aux pertes diélectriques; cependant, des exceptions peuvent apparaître pour certains substrats semiconducteurs.