



N° d'ordre



THESE DE DOCTORAT

Présentée devant l'Université Djillali Liabes de Sidi- Bel-Abbes
Faculté de Génie Électrique
Département de Télécommunications

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat LMD en télécommunications
Spécialité : Télécommunications

Par

Mr FARAH Mehdi Chemseddine

Formation doctorale : Systèmes de Télécommunications
Laboratoire : Télécommunications et Traitement Numérique du Signal

Titre de la thèse :

**Conception en Technologie Microstrip d'un
Diplexeur Microondes basé sur des Filtres à
Saut d'impédance.**

Soutenue le :

Devant le jury composé de :

Président :	Mr. DJEBBARI Ali	Pr	UDL de Sidi-Bel-Abbès
Examineurs :	Mme. EL-BOUSLEMTI Rahmouna	MCA	Ecole Nationale Polytechnique d'Oran (ENPO)
	Mr. FEHAM Mohamed	Pr	Université de Tlemcen
Directeur de thèse :	Mr. SALAH-BELKHODJA Faouzi	Pr	UDL de Sidi-Bel-Abbès

Année Universitaire : 2021-2022

Dédicace

A mes très chers parents

A mes sœurs

A mes frères

A tous mes amis

A tous ceux qui me sont chers

FARAH MEHDI CHAMS EDDINE

Remerciements

Nous tenons avant tout à remercier le Dieu qui nous a donné la volonté et le courage pour ce travail et de le déposer au moment voulu et souhaité. Pour son aide, sa compréhension et son soutien dans les moments difficiles.

*Nous remercions vivement **Mr F. SALAH-BELKHODJA** pour nous avoir donné l'occasion de travailler sur ce projet intéressant, pour nous avoir guidé durant ce travail, pour ses encouragements et ses conseils qui donnent son premier fruit aujourd'hui.*

*Nous remercions aussi les membres du jury **Mr A. DJEBBARI**, professeur à l'université Djilali Liabés et **M^{me} R. EL-BOUSLEMTI**, Maitre assistante à Ecole Nationale Polytechnique d'Oran (ENPO) et **Mr M. FEHAM** professeur à l'université Abou Bekr BELKAID de Tlemcen qui ont accepté de juger notre modeste travail.*

Enfin, Nous avons une pensée pour nos familles respectives que nous remercions pour leurs aides morales et à toutes les personnes qui nous ont encouragé ou aidé tout au long de nos études.

Résumé :

Étant donné que la réduction de la taille des dispositifs est essentielle dans de nombreuses applications, la miniaturisation et l'amélioration des performances électriques des circuits électroniques sont devenues ces dernières années des objectifs de développement prioritaires pour les entreprises du secteur des télécommunications. Les filtres et diplexeurs micro-ondes miniatures, à la fois simples à construire et très efficaces, deviennent de plus en plus populaires à cette fin. De nombreux systèmes de filtrage micro-ondes différents ont été proposés à cet effet. Chacun d'entre eux présente ses propres avantages et inconvénients en termes de performances électriques et de compacité, et chacun présente son propre ensemble de problèmes.

L'étude empirique de plusieurs structures postulées en termes de circonstances de résonance a aidé à la dérivation de leurs modèles LC équivalents, ce qui était auparavant difficile. Grâce à cette recherche, il a été possible de décrire les phénomènes physiques de ces circuits et d'obtenir les caractéristiques électriques souhaitées. En outre, l'utilisation de filtres coupe-bande d'une part et les filtres passe bande d'autre part à saut d'impédance a simplifié la conception et la réalisation des circuits diplexeurs, en technologie microstrip (microruban), avec deux topologies différentes tout en garantissant un bon niveau de réjection et de bonnes pertes d'insertion. Cette méthode de construction a permis d'obtenir un niveau d'isolation relativement élevé et un facteur de forme global réduit.

Abstract :

Since device size reduction is essential in many applications, miniaturization and improved electrical performance of electronic circuits have become priority development goals for companies in the telecommunications industry in recent years. Miniature microwave filters and diplexers, which are both simple to build and highly efficient, are becoming increasingly popular for this purpose. Many different microwave filter systems have been proposed for this purpose. Each has its own pros and cons in terms of how well it works and how small it is, and each has its own set of problems.

The empirical study of several postulated structures in terms of resonance circumstances has helped in the derivation of their equivalent LC models, which was previously difficult. Through this research, it was possible to describe the physical phenomena of these circuits and obtain the desired electrical characteristics. In addition, the use of notch filters on the one hand and impedance-skipping bandpass filters on the other hand has simplified the design and construction of diplexer circuits in microstrip technology, with two different topologies while guaranteeing a good level of rejection and good insertion losses. This construction method has allowed us to obtain a relatively high level of isolation and a reduced global form factor.

Liste des figures	IV
Liste des tableaux.....	V
INTRODUCTION GENERALE.....	1

CHAPITRE I Les diplexeurs planaires

I.1 INTRODUCTION:.....	5
I.2 GENERALITES SUR LE CIRCUIT DIPLEXEUR ET SES UTILISATIONS DANS LE DOMAINE DES COMMUNICATIONS SANS FIL :.....	6
I.2.1 DUPLEXAGE TEMPOREL ET FREQUENTIEL :.....	6
I.2.2 PRESENTATION DES CIRCUIT DIPLEXEURS ET LEURS APPLICATIONS.....	8
I.2.2.1 DIVERSE APPLICATIONS DES DIPLEXEURS DANS LE DOMAINE DES TELECOMMUNICATIONS :.....	9
I.2.2.2 DUPLEXEUR ET DIPLEXEUR.....	10
I.2.2.3 PRINCIPALES CARACTERISTIQUE D'UN DIPLEXEUR :.....	12
I.3 ETAT DE L'ART SUR LES DIPLEXEURS EN TECHNOLOGIE PLANAIRE :.....	13
I.4 COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TECHNOLOGIES UTILISEES POUR LA REALISATION DE DIPLEXEURS RADIOFREQUENCES :.....	19
I.5 CONCLUSION :.....	20
I.6 REFERENCES :.....	21

CHAPITRE II : La technologie microstrip

II.2 INTRODUCTION :.....	24
II.2 LA LIGNE MICRO-RUBAN :.....	25
II.2.1 STRUCTURE DE LA LIGNE MICRO-RUBAN :.....	25
II.2.2 CARACTERISTIQUES GENERALES D'UNE LIGNE MICRO-RUBAN :.....	26
A .Approximation Quasi-TEM :.....	27
B. Permittivité diélectrique.....	27
C Impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban :.....	28
D: Synthèse d'une ligne micro ruban :(W/h en fonction de l'impédance caractéristique Z_c) :	28
E. Corrections dues à l'épaisseur t du microstrip :	29
F. Affaiblissement dans une ligne micro-ruban :.....	30
F.1. Pertes dans le conducteur.....	30

F.2 Pertes dans le diélectrique	30
F.3 Pertes par rayonnement :.....	31
II.3 REALISATION D'IMPEDANCES ET DE CIRCUITS RESONNANTS ET ANTI-RESONNANTS EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP (A SAUT D'IMPEDANCE) :.....	31
II.3.1 LA MISE EN OEUVRE DE COMPOSANTS SEMI-LOCALISES:.....	32
Synthèse d'inductance :	32
Synthèse de capacité :	32
II.3.2 Résonateurs à ligne microruban:.....	33
-l'inductance série :	33
-l'inductance parallèle	33
-la capacité parallèle :	33
-la capacité série :	34
-Inversion d'impédance pour la réalisation des capacité série :.....	34
-Inversion d'impédance de circuits résonants (série ou parallèle) en série :.....	35
- circuit résonant série placé en série :	36
- circuit résonant parallèle placé en série :	37
II.4 DISCONTINUTE DANS LES LIGNES MICRO-RUBANS :	38
A .Pas dans la largeur (Steps in Width) :.....	39
B. Extrémités ouvertes (Open Ends)	40
C. Coude (Bends)	41
D. Lacunes (Gaps) :.....	41
II.5 Aspects avantageux et défavorables :	43
II.5 CONCLUSION :.....	44
II.5 REFERENCES:.....	45

CHAPITRE III : La conception des diplexeurs

III .1INTRODUCTION :.....	46
III .2 CATEGORIES DES FILTRE :.....	47
III .3 L'APPLICATION DES FILTRES ELECTRIQUES :.....	47
III .4 LES METHODES D'APPROXIMATION :.....	49

III .4.1 FILTRE DE BUTTERWORTH :	49
III .4.2 FILTRE DE TCHEBYCHEV	50
III .4.3: BESSEL :	51
III .4.4. FILTRE DE CAUER (ELLIPTIQUE)	52
III.5 CONCEPTION D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES COUPE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G :	53
III.5.1 CONCEPTION DES FILTRES COUPE BANDE, FILTRES PASSE HAUT :	55
III.5.2 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICROSTRIP A SAUT D'IMPEDANCE A LA FREQUENCE CENTRALE 1.8 GHz.....	55
III.5.3 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICROONDE MICROSTRIP A SAUT D'IMPEDANCE A LA FREQUENCE 2.5 GHz :	68
III.5.4: CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICRO-ONDE EN TECHNOLOGIE PLANAIRE SOUS MATLAB :	72
III.5.4.1 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICROONDE MICROSTRIP A SAUT D'IMPEDANCE A LA FREQUENCE 1.8 GHz EN UTILISANT MATLAB :	72
III.5.4.2 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICROONDE MICROSTRIP A SAUT D'IMPEDANCE A LA FREQUENCE 2.5 GHz EN UTILISANT MATLAB :	76
III.6 CONCEPTION D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES PASSE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G.....	77
III.6.1 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BANDE A LA FREQUENCE CENTRALE 1.8 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :	79
III.6.1.1 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS A LA FREQUENCE DE COUPURE 1.895 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :	81
III.6.1.1.1: CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS MICRO-ONDE EN TECHNOLOGIE PLANAIRE SOUS MATLAB A LA FREQUENCE DE COUPURE 1.895 GHz:.....	86
III.6.1.2 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE HAUT A LA FREQUENCE DE COUPURE 1.705 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :	88
III.6.1.2.1: CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS MICRO-ONDE EN TECHNOLOGIE PLANAIRE SOUS MATLAB A LA FREQUENCE DE COUPURE 1.705 GHz:.....	93

III.6.2 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BANDE A LA FREQUENCE CENTRALE 2.5 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :.....	96
III.6.2.1 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS A LA FREQUENCE DE COUPURE 2.6 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :.....	97
III.6.2.2 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS A LA FREQUENCE DE COUPURE 2.41 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :.....	98
III.7 CONCLUSION:.....	102
III.8 REFERENCES:.....	103

CHAPITRE IV : La modélisation et numérisation des diplexeurs

IV .1 INTRODUCTION :.....	105
IV .2 SIMULATION ET MODELISATION DES DIPLEXEUR AVEC HFSS :.....	105
IV. 2.1 LE BUREAU HFSS :.....	106
IV. 2.2 UTILISATION DE LA BARRE DE MENU (MENU BAR) :.....	107
IV. 2.3 LE PROCESSUS DE SIMULATION:.....	108
IV. 2.4 LES PROJETS :.....	108
IV. 2.5 INSTALLATION D'UNE CONCEPTION HFSS :.....	111
IV. 3 CONCEPTION D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES COUPE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G AVEC HFSS :.....	116
OPTIMIZATION DES FILTRES AVEC HFSS :.....	118
IV. 4 CONCEPTION D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES PASSE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G AVEC HFSS:.....	121
Le filtre passe-bande microstrip de la réception:.....	122
Le filtre passe-bande microbande de l'émission :.....	123
Conception du diplexeur :.....	125
Optimisation et modification avec HFSS :.....	126
IV. 5 CONCLUSION:.....	129

CHAPITRE V : Réalisation et Mésures

V .1 INTRODUCTION :.....	130
V 2. FABRICATION DES DIPLEXEURS.....	130
V 2.1 GENERALITES SUR LES CIRCUITS IMPRIMES :	130

V 2.2 IMPRIMER LE TYPON.....	131
V 2.3 INSOLATION DE LA PLAQUE EPOXY :.....	133
V 2.4 LA REVELATION :.....	134
V 2.5 GRAVER LE CIRCUIT IMPRIME	135
V 2.6. SOUDER LES COMPOSANTS :.....	136
V 2.3 MESURES :.....	138
Qu'est-ce qu'un analyseur de réseau ?.....	138
1) Les analyseurs de réseaux scalaires :	138
2) Les analyseurs de réseaux vectoriels :.....	138
V 2.3.1 MESURES D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES COUPE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G :.....	138
V 2.3.2 MESURES D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES PASSE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G	142
V. 3. CONCLUSION :.....	146
CONCLUSION GENERALE :.....	147

Figure I.1: principe de duplexage temporel.....	6
Figure I.2 : principe du duplexage fréquentiel.....	7
Figure I.3 : Diagramme bloc d'un diplexeur.....	8
Figure I.4 : Emetteur-récepteur d'un téléphone mobile LTE/3G/2G.....	10
Figure I.5 : Emetteur-récepteur d'un téléphone mobile LTE/3G/2G utilisant des antennes séparées.....	10
Figure I.6 : Diplexeur et un duplexeur dans un cellulaire dual-mode.....	11
Figure I.7 : Configuration d'un diplexeur typique	12
Figure I.8 : Masque du diplexeur en bande Ku.....	13
Figure I.9 : Résultats de simulation du diplexeur en bande Ku.....	13
Figure I.10 : Masque d'un diplexeur à base de stubs accordés.....	14
Figure I.11 : Résultats de simulation du diplexeur à base de stubs accordés.....	14
Figure I.12 : Structure d'un diplexeur pour les application GPS et WLAN.....	15
Figure I.13 : Résultats de mesure du diplexeur.....	15
Figure I.14 : Masque d'un diplexeur utilisant des résonateurs en H.....	16
Figure I.15 : Résultats de simulation et de mesure du diplexeur à base de résonateur en H.....	16
Figure I.16: Masque d'un diplexeur utilisant des résonateurs dual-mode en boucles ouvertes.....	16
Figure I.17 : Résultats de simulation du diplexeur.....	17
Figure I.18 : (a) Structure du diplexeur à base de SIRs couplés (b) Résultats de simulation.....	17
Figure I.19 : (a) Structure d'un diplexeur à base de filtre Hairpin (b) Résultats de mesure du diplexeur en Hairpin	18
Figure II.1: Structure de la ligne microruban.....	25
Figure II.2 : l'inductance série.....	33
Figure II.3 : l'inductance parallèle.....	33
Figure II.4 : la capacité parallèle.....	33
Figure II.5 : a : Condensateur en "pavé" -b : Condensateur à structure interdigitale.....	34
Figure II.6 : capacité série réalisée à l'aide d'une ligne $\lambda/4$	35
Figure II.7 : Circuit résonnant série placé en parallèle sur la ligne microruban.....	36
Figure II.8 : Circuit résonnant série placé en parallèle sur la ligne microruban.....	36
Figure II.9 : Circuit résonnant série placé en série sur la ligne microruban.....	36
Figure II.10 : Circuit résonnant parallèle placé en série sur la ligne microruban.....	38
Figure II.11 .a : Discontinuité du type « Steps in Width » Pas dans la largeur et son schéma électrique équivalent.....	39
Figure II.11 .b: Discontinuité type (Open Ends) circuit ouvert et son schéma électrique équivalent.....	40
Figure II.11 .c: Discontinuité type coude (Bends) et son schéma électrique équivalent.....	41

Figure II.11 .D: Discontinuité type gap (Lacunes)et son circuit électrique équivalent.....	42
Figure III. 1: Différents types de filtres.....	49
Figure III. 2: Réponse en fréquence d'un filtre passe bas de Butterworth.....	50
Figure III. 3: Réponse en fréquence d'un filtre passe bas de Tchebychev.....	51
Figure III. 4 Le filtre de Bessel.....	51
Figure III. 5 : Réponse en fréquence d'un filtre passe bas elliptique.....	52
Figure III. 6 : Courbe d'atténuation en fonction de la fréquence normalisée $\frac{\omega}{\omega_c} - 1$ pour les filtres de butterworth de l'ordre 1 à l'ordre 10 (ω_c : pulsation de coupure).....	56
Figure III. 7: filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence coupure 1.8 GHz.....	58
Figure III. 8: Filtre coupe bande à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.8 GHz.....	60
Figure III. 9 : Filtre coupe bande à éléments localisés d'ordre 3 a la fréquence centrale 1.8 GHz utilisant l'inversion d'impédance.....	60
Figure III. 10 : filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 5 à la fréquence coupure 2.5 GHz.....	69
Figure III. 11 : Filtre coupe bande à éléments localisés d'ordre 5 à la fréquence centrale 2.5 GHz.....	71
Figure III. 12 : Filtre coupe bande à éléments localisés d'ordre 5 à la fréquence centrale 2.5 GHz utilisant l'inversion d'impédance.....	71
Figure III. 13 : Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.8 GHz avec MATLAB	74
Figure III. 14 Gabarit d'un filtre coupe bande (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.8 GHz avec MATLAB.....	76
Figure III. 15: Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 5 et de fréquence de coupure 2.5 GHz avec MATLAB.....	76
Figure III. 16: Gabarit d'un filtre coupe bande (Butterworth) d'ordre 5 et de fréquence de coupure 2.5 GHz avec MATLAB.....	77
Figure III. 17. Filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.895 GHz.....	83
Figure III. 18: Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3et de fréquence de coupure 1.895 GHz avec MATLAB.....	87
Figure III. 19. Filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.705GHz.....	90
Figure III. 20. Filtre passe haut à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.705GHz.....	90
Figure III. 21. Filtre passe haut à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.705GHz en utilisant l'inversion d'impédance.....	91

Figure III. 22: Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.705 GHz avec MATLAB.....	94
Figure III. 23 Gabarit d'un filtre passe haut (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.705 GHz avec MATLAB.....	96
Figure III. 24 Filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 2.6 GHz.....	97
Figure III. 25 Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 2.6 GHz avec MATLAB.....	98
Figure III. 26 Filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 2.41 GHz.....	99
Figure III. 27 Filtre passe haut à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 2.41 GHz.....	99
Figure III. 28 Filtre passe haut à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 2.41 GHz en utilisant l'inversion d'impédance.....	100
Figure III. 29 Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 2.41 GHz avec MATLAB.....	101
Figure III. 30 Gabarit d'un filtre passe haut (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 2.41 GHz avec MATLAB.....	101
Figure IV. 1 : L'interface HFSS.....	106
Figure IV. 2 : L'arbre de gestion d'une structure sous HFSS.....	107
Figure IV. 3 : le processus HFSS.....	108
Figure IV. 4: Fenêtre de validation.....	109
Figure IV. 5: Fenêtre de gestionnaire de message.	109
Figure IV. 6: Fenêtre des propriétés de projets.....	110
Figure IV. 7: Fenêtre d'ajouts des propriétés au projet.....	110
Figure IV. 8: Fenêtre des types de solutions.....	112
Figure IV. 9: Fenêtre de choix d'unités.....	113
Figure IV. 10: Assignations des modes de ports d'ondes :.....	114
Figure IV. 11: Assignations des installations de ports d'ondes :.....	115
Figure IV. 12. Structure du diplexeur proposé avec HFSS	116
Figure IV. 13. La réponse en fréquence simulée du diplexeur proposé avec HFSS : S_{31} , S_{21} , S_{11}	117
Figure IV. 14. PCB typon du diplexeur.....	117
Figure IV. 15. Dimensions du diplexeur proposé optimisé.....	119
Figure IV. 16. Structure du diplexeur proposé optimisé avec HFSS	120
Figure IV. 17. La réponse en fréquence simulée du diplexeur optimisé proposé avec HFSS : S_{31} , S_{21} , S_{11}	120
Figure IV. 18. La réponse en fréquence simulée du diplexeur optimisé proposé : isolation entre les deux ports avec HFSS : S_{23}	121

Figure IV. 19: Configuration du diplexeur.....	121
Figure IV. 20 Structure du filtre passe-bas proposé avec HFSS.....	122
Figure IV. 21. la réponse en fréquence simulée du filtre passe-bas conçu avec HFSS.....	122
Figure IV. 22. Structure du filtre passe-haut conçu avec HFSS.....	123
Figure IV. 23. La réponse en fréquence simulée du filtre passe-haut proposé avec HFSS.....	123
Figure IV. 24. Structure du filtre passe-bas conçu dans HFSS.....	124
Figure IV. 25. Réponse en fréquence simulée du filtre passe-bas conçu en utilisant HFSS.....	124
Figure IV. 26. Structure du filtre passe-haut développé à l'aide de HFSS.....	124
Figure IV. 27. La réponse en fréquence du filtre passe-haut suggéré en utilisant HFSS.....	125
Figure IV. 28. Structure du diplexeur proposé à l'aide de HFSS.....	125
Figure IV. 29. La réponse en fréquence simulée du diplexeur proposé en utilisant HFSS : S_{11} , S_{21} , S_{31}	126
Figure IV. 30. Structure du diplexeur optimisé proposé avec HFSS.....	127
Figure IV. 31. Dimensions du diplexeur optimisé.....	128
Figure IV. 32. La réponse en fréquence simulée du diplexeur optimisé proposé avec HFSS. S_{31} , S_{21} , S_{11}	128
Figure IV. 33. La réponse en fréquence simulée du diplexeur optimisé proposé à l'aide de HFSS : S_{23}	128
Figure. V.1 : Les types de plaques d'un circuit imprimé.....	130
Figure. V.2 : La constitution de la plaque d'un circuit imprimé.....	131
Figure. V.3 : le typon du diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G.....	131
Figure. V.4 : le typon du diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G.....	132
Figure. V.5 : Une Insoleuse.....	133
Figure. V.6 : Placement des différents éléments pour l'insolation.....	134
Figure. V.7 : Le révélateur :.....	135
Figure. V.8 bac de gravure.....	136
Figure. V.9 La Perceuse.....	136
Figure. V.10 : Fer à souder.....	137
Figure. V.11 : photographie du diplexeur microonde optimisé proposé en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G.:.....	137
Figure V.12 : photographie du diplexeur microonde optimisé proposé en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G	137
Figure V.13. La réponse en fréquence mesurée du filtre Rx du diplexeur optimisé S_{31} , S_{11}	139
Figure V.14. La réponse en fréquence mesurée du filtre Tx du diplexeur optimisé S_{21} , S_{11}	140
Figure V.15 . L'isolation mesuré entre les deux canaux S_{23}	140
Figure V.16. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du diplexeur optimisé proposé : S_{31} , S_{21}	141

Figure V.17. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du diplexeur optimisé proposé : S_{11}	141
Figure V.18. Comparaison entre l'isolation simulée et mesurée du diplexeur optimisé proposé : S_{23}	141
Figure V.19 La réponse en fréquence mesurée du filtre Rx du diplexeur optimisé S_{31}, S_{11}	143
Figure V.20 . La réponse en fréquence mesurée du filtre Tx du diplexeur optimisé S_{21}, S_{11}	143
Figure V.21. L'isolation mesuré entre les deux canaux S_{23}	144
Figure V.22 Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du diplexeur optimisé proposé : S_{31}, S_{11}	144
Figure V.23 . Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du diplexeur optimisé proposé : S_{21}, S_{11}	144
Figure V.24. Comparaison entre l'isolation simulée et mesurée du diplexeur optimisé proposé : S_{23}	145

Tableau I.1 : Comparaison entre les différentes technologies utilisées pour la conception des filtres et diplexeurs hyperfréquences.....	19
Tableau III. 1 Element values for butterworth lowpass filters $g_0=1.0$, $\Omega_C=1$, $L_{AR}=3.01$ dB at Ω_C	57
Tableau III. 2 : Transposition de fréquence.....	58
Tableau III. 3 . Les dimensions du filtre coupe bande à saut d'impédance d'ordre $N=3$	68
Tableau III. 4 . Les dimensions du filtre coupe bande à saut d'impédance d'ordre $N=5$	72
Tableau III. 5 . Les dimensions du filtre passe bas à saut d'impédance d'ordre $N=3$	85
Tableau III. 6 . Les dimensions du filtre passe haut à saut d'impédance d'ordre $N=3$	92
Tableau III. 7 . Les dimensions du filtre passe bas à saut d'impédance d'ordre $N=3$	98
Tableau III. 8 . Les dimensions du filtre passe haut à saut d'impédance d'ordre $N=3$	100
Tableau IV. 1 . Dimensions du diplexeur optimisé.....	119
Tableau IV. 2 . Dimensions du diplexeur optimisé.....	127
Tableau V.1 Résultats des mesures du diplexeur.....	142
Tableau V.2 Résultats des simulations et des mesures du diplexeur.....	145

L'utilisation des communications électroniques joue un rôle de plus en plus important dans notre vie quotidienne. D'une manière générale, les télécommunications permettent le transport d'informations entre différents utilisateurs ainsi que la facilitation de la conversation entre eux. Grâce au nombre croissant de technologies de télécommunications disponibles, la distance et la situation géographique entre les différents utilisateurs ne sont plus des obstacles importants à une communication efficace. Au cours des dernières décennies, ce domaine, qui était auparavant exclusivement réservé aux applications militaires, s'est hissé au sommet de nos listes de priorités scientifiques. La croissance explosive des services mobiles, ainsi que le nombre croissant de personnes qui utilisent des téléphones portables, peuvent être attribués à l'intérêt accru pour ce domaine.

À l'heure actuelle, la grande majorité des connexions mobiles qui existent sont effectuées par des utilisateurs de smartphones qui sont connectés à des réseaux sans fil à haut débit. Ces utilisateurs disposent d'un grand nombre de programmes qu'ils peuvent utiliser pour télécharger du contenu et accéder à des services gourmands à haut débit, comme le streaming vidéo. Cependant, comme le nombre de connexions mobiles et d'utilisateurs du spectre des fréquences ne cesse de croître, la nécessité d'améliorer et de développer les technologies de communication devient de plus en plus évidente, en particulier dans les pays en développement. Il semble évident que l'augmentation du trafic d'informations dans les télécommunications nécessitera l'amélioration des performances des systèmes matériels utilisés pour la transmission et la réception des données mobiles. Pour ce faire, de nouvelles règles ont été mises en place concernant le fonctionnement électrique d'un système de radiofréquence et son coût de fabrication.

Les filtres à micro-ondes sont des composants critiques de tous les systèmes de communication, y compris les systèmes satellitaires. Par conséquent, il est nécessaire de développer des filtres électriques à haute performance électrique, fiables et de petite taille tout en maintenant un faible coût. D'autre part, le type de diplexeur le plus simple est à base de filtres et qui est aussi le plus courant. Les diplexeurs radiofréquences, par exemple, jouent un rôle essentiel dans un large éventail de systèmes de télécommunications modernes, notamment les systèmes de communication par satellite, les systèmes de communication par radar, les systèmes de téléphonie mobile, etc. Ce dispositif à trois ports permet à deux émetteurs fonctionnant à deux fréquences différentes de communiquer l'un avec l'autre tout en partageant une seule antenne en même temps. En outre, il permet à un émetteur et à un récepteur fonctionnant à des fréquences différentes de partager une seule antenne avec un

contact limité entre les signaux émis et reçus. Il est possible de réduire à la fois le volume et la masse d'un produit en utilisant une seule antenne. La recherche d'une importance fondamentale dans ce domaine est le développement de diplexeurs hautement sélectifs, à faible encombrement, avec une isolation améliorée, un faible niveau de pertes et un faible coût de production. De multiples technologies peuvent être appliquées au développement de structures de filtrage dans le domaine des transmissions radioélectriques à haute fréquence. Ces dernières années, une attention particulière a été accordée à la technologie planaire, comme en témoigne le nombre de brevets délivrés l'année dernière. Les structures planaires sont très attrayantes car elles sont faciles à fabriquer, légères et de petite taille, et leur fabrication est peu coûteuse. Elles sont également faciles à combiner avec d'autres circuits de radiofréquence.

À cet effet, le travail présenté dans ce manuscrit est orienté vers l'étude de nouvelles structures de filtrage qui utilisent la technologie planaire dans le but de développer et de mettre en œuvre des circuits diplexeurs. Cette recherche répond à une demande croissante de structures planaires miniaturisées et efficaces, capables de garantir un fonctionnement optimal tout en maintenant une taille minimale et un coût réduit. Il est essentiel de garder à l'esprit que l'augmentation de la sélectivité des filtres est nécessaire afin d'obtenir un niveau d'isolation plus élevé entre la chaîne qui émet et celle qui reçoit.

La recherche sur les diplexeurs planaires est le sujet principal de l'analyse bibliographique du premier chapitre. Dans la première partie de ce chapitre, nous donnons un aperçu concis des différentes formes de diplexage qui peuvent être utilisées dans le contexte des communications par radiofréquences. Nous décrivons ensuite le principe de fonctionnement des diplexeurs dans les systèmes de communication sans fil, ainsi que leurs principales caractéristiques et les différents rôles qu'ils jouent dans l'industrie. Ensuite, nous donnerons un aperçu concis de l'état actuel de l'art concernant les diplexeurs planaires en discutant de leurs performances électriques ainsi que des principaux avantages et inconvénients associés à chaque type. Ensuite, une étude comparative entre les différents diplexeurs sera présentée afin de mettre en évidence les caractéristiques de chacun d'entre eux, ce qui nous permettra de justifier notre choix de la technologie planaire. Le but principal de cette étude est de déterminer lequel des diplexeurs est meilleur que les autres.

Le deuxième chapitre de ce travail sera consacré à l'état actuel de l'art de la technologie microstrip (microruban), la mise en œuvre des éléments distribués pour la conception des

filtre microondes à saut d'impédance qui sont employés dans le cadre de la conception et la fabrication de notre circuits diplexeur.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la technologie micro-ruban en montrant ses éléments de synthèse des filtres micro-ondes et la mise en œuvre des éléments distribués pour le filtrage en microondes. Une méthode analytique est appliquée pour extraire le modèle LC équivalent des filtres coupe-bande d'une part et des filtres passe bande d'autre part en se basant sur la technique d'inversion d'impédance pour atteindre notre objectif et de concevoir deux diplexeurs pour une application dans la 4G en utilisant la technique à saut d'impédance. Une méthode numérique est employée pour concevoir les filtres et diplexeurs microondes utilisés dans les systèmes de télécommunications en utilisant MATLAB.

Nous avons réussi à calculer et introduire deux topologies de diplexeurs microondes en technologie microstrip basé sur plusieurs structures originales, miniatures de filtres à saut d'impédance :

- Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G,

- Un filtre coupe-bande dont la fréquence centrale est de 1,8 GHz.

- Un filtre coupe-bande dont la fréquence centrale est de 2,5 GHz.

- Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G

- Un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est de 1,8 GHz.

- Un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est de 2,5 GHz.

Dans le quatrième chapitre, nous avons réussi à introduire deux topologies de diplexeurs microondes en technologie microstrip basé sur plusieurs structures originales, miniatures de filtres à saut d'impédance en utilisant HFSS.

- Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G.

- Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G .

Le choix des outils de simulation représente la base de toute conception. Ainsi il a été évident de mettre en œuvre dans ce chapitre le logiciel approprié pour l'accomplissement de cette étape de conception. Le simulateur HFSS a été choisi pour la conception des circuits diplexeurs. Ce logiciel est très adapté pour la conception des filtres en technologie micro-ruban. Il est facile à utiliser, parfaitement maîtrisé, rapide et très précis

Le cinquième chapitre de ce travail a été l'aboutissement du travail effectué en fabriquant deux topologies diplexeurs microruban compact et hautement manufacturable, adapté aux systèmes de communication multiservices modernes. Les diplexeurs soulignés agissent comme des séparateurs de fréquences en divisant la bande de travail en deux sous-canaux définis par la bande passante des filtres microrubans. Deux prototypes ont été créés via des expériences de simulation, puis quantifiés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Selon les données mesurées, qui sont étroitement corrélées aux résultats de la simulation HFSS, Les résultats obtenus pratiquement sont satisfaisants puisque proches des résultats théoriques.

Liste de publications Internationales, Communications nationales et Internationales:

A. Communications nationales :

- Participation à la Troisième journées doctorales de génie électrique 3-4 Décembre 2019 à faculté de génie électrique –Sidi Bel Abbes : **La Conception d'un filtre passe bande microonde à saut d'impédance en technologie microstrip**

B. Communications Internationales :

- Participation à 1st International Conference on Sustainable Energy and Advanced Materials ,IC-SEAM'21 April 21-22, 2021, Ouargla, ALGERIA (Virtual conference) , University of Kasdi Merbah Ouargla faculty of Mathematics and Matter sciences: **A Design of Microstrip Low pass Filter using Stepped Impedance Resonator**

-Participation 1st international conference on chemical matters and environment preservation IC-CMEP'22 March 09-10, 2022, Ouargla, Algeria (virtual conferenes) Kasdi Merbah Ouargla University ,Department of Chemistry : **DESIGN OF STEPPED IMPEDANCE RESONATOR BANDPASS FILTER WITH ADS**

C. Liste de publications Internationales :

1/A DESIGN OF COMPACT MICROWAVE DIPLEXER IN MICROSTRIP TECHNOLOGY BASED ON BAND-STOP FILTERS USING STEPPED IMPEDANCE RESONATOR

-2/A DESIGN OF A COMPACT MICROWAVE DIPLEXER IN MICROSTRIP TECHNOLOGY BASED ON BANDPASS FILTERS USING STEPPED IMPEDANCE RESONATOR (accepté pour publication):

CHAPITRE I

LES DIPLEXEURS PLANAIRE

I.1 INTRODUCTION :

Les systèmes de communication sans fil à large bande qui prennent en charge plusieurs services et plusieurs normes constituent une alternative extrêmement intéressante pour optimiser l'utilisation de la bande passante disponible. En fait, pour mettre en œuvre un système multiservice, il est nécessaire d'utiliser la capacité de duplexage, qui permet à un émetteur-récepteur d'effectuer une communication bidirectionnelle avec un récepteur. Pour ce faire, deux types de techniques de duplexage sont largement utilisés : TDD (Time Division Duplexing) et FDD (Frequency-Division Duplexing) (Duplexage par répartition en fréquence).

Pour que le duplexage FDD fonctionne correctement, l'émetteur et le récepteur doivent fonctionner en même temps, à partir de la même antenne et au même moment. En outre, deux bandes passantes différentes sont utilisées respectivement pour l'émission et la réception. Pour cette raison, un diplexeur composé de deux filtres hautement sélectifs doit être utilisé pour séparer les signaux d'émission et de réception : un filtre doit être centré sur la bande d'émission, tandis que l'autre doit être centré sur la bande de réception. En raison de l'isolation limitée fournie par le diplexeur, une quantité importante de fuites du signal d'émission désensibilise le canal de réception. Par conséquent, la conception de ce type de circuit n'est pas simple, car il est nécessaire de mettre en œuvre un diplexeur avec une forte isolation et de faibles pertes d'insertion afin d'assurer le bon fonctionnement de l'ensemble du système.

Le duplexage temporel, par opposition au duplexage en fréquence, permet la transmission de plusieurs signaux sur un seul canal. À différents moments, l'émetteur et le récepteur fonctionnent pratiquement simultanément, mais à des fréquences différentes. La source d'interférence est la distinction la plus importante entre les systèmes TDD et FDD. Dans les systèmes TDD, l'interférence est principalement causée par des sources externes aux dispositifs sans fil, mais dans les systèmes FDD, le bruit est causé par des mécanismes internes au réseau de dispositifs sans fil.

En prenant en considération toutes les restrictions de conception qui ont déjà été décrites, plusieurs efforts ont été faits par les chercheurs et les concepteurs pour développer de nouvelles solutions pour la conception de diplexeurs qui ont amélioré les performances en termes de sélectivité, de perte, de taille et de coût. Par conséquent, il est essentiel de réaliser des circuits diplexeurs utilisant la technologie planaire, ce qui a servi de base à la recherche menée au cours de cette thèse, qui se concentre sur la construction de nouvelles structures diplexeurs employant des résonateurs microstrip comme base.

Le principe de fonctionnement, les applications et le rôle des diplexeurs dans les systèmes de communication sans fil sont les principaux sujets abordés dans ce chapitre. Les principales propriétés d'un diplexeur sont également abordées, ainsi que quelques terminologies qui seront importantes pour la compréhension des chapitres suivants. Un certain nombre de types distincts de diplexeurs ont été discutés, ainsi qu'une comparaison des différentes technologies utilisées pour construire des circuits de diplexeurs a été introduite.

I.2 GENERALITES SUR LE CIRCUIT DIPLEXEUR ET SES UTILISATIONS DANS LE DOMAINE DES COMMUNICATIONS SANS FIL :

I.2.1 DUPLEXAGE TEMPOREL ET FREQUENTIEL :

La technique de communication la plus répandue dans les réseaux de télécommunications modernes est la communication bidirectionnelle, qui permet une émission et une réception simultanées. La communication bidirectionnelle via l'émetteur-récepteur est appelée communication duplex, et le système qui en est capable est appelé système full-duplex. Il existe deux types de procédures duplex couramment utilisées : TDD (Time Division Duplex) et FDD (Full Duplex) sont deux types de duplex à répartition dans le temps (Frequency Division Duplex).

Duplexage temporel :

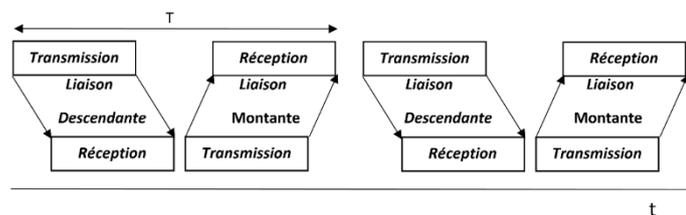


Figure I.1: principe de duplexage temporel

On l'appelle TDD (Time-Division Duplexing) car il s'agit d'une méthode permettant de réaliser la fonction de duplexage. Cette stratégie repose sur l'utilisation d'une seule bande de fréquences pour la transmission et la réception, ce qui permet d'accélérer les temps de transmission et de réception. D'après la **Figure I.1**, la transmission et la réception des signaux n'ont pas lieu en même temps car le système émet des signaux pendant la moitié du temps tout en désactivant le canal de réception et reçoit des signaux pendant l'autre moitié du temps tout en désactivant le canal de transmission. Le TDD est réalisé dans un laps de temps si court que l'utilisateur ne s'en rend pas compte. Il semble que la communication se déroule sur une connexion simultanée en duplex intégral.

Dans ce scénario, l'accès multiple par répartition dans le temps (Time division multiple access TDMA), qui est une technique de multiplexage permettant la transmission de plusieurs signaux sur un seul canal, représente une alternative intéressante à la méthode traditionnelle de transmission des signaux. Étant donné que l'émetteur et le récepteur fonctionnent presque simultanément à des moments distincts, c'est-à-dire que la séparation directionnelle est obtenue par une commutation dans le temps entre l'émission et la réception, il n'est pas nécessaire d'utiliser un diplexeur de fréquence.

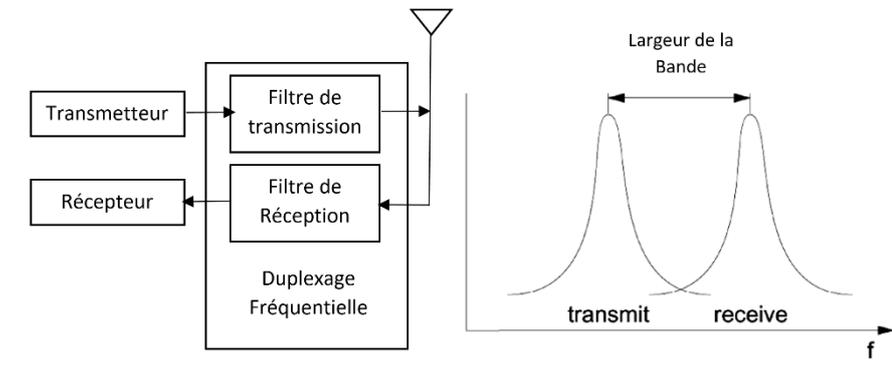


Figure I.2 : principe du duplexage fréquentiel

Outre le duplexage, le FDD (Frequency Division Duplexing) divise la bande de fréquences disponible en deux bandes de fréquences distinctes, l'une pour le canal de d'émission et l'autre pour le canal de réception, afin de permettre la transmission et la réception simultanées sur les deux canaux.

Dans la téléphonie mobile une des deux bandes est attribuée pour la liaison montante (du cellulaire vers station de base) et l'autre bande est affectée à la liaison descendante (de la station de base vers mobile).[1]

- Bande de la liaison montante (uplink band) représente la bande de transmission du cellulaire vers la bande de réception de la station de base.

- Bande de la liaison descendante (downlink band) représente la bande de réception du cellulaire vers la bande de transmission la station de base.

Pour réaliser une bonne isolation entre les deux voies les deux bandes passantes doivent être suffisamment séparées. Cette technique utilise d'ailleurs des filtres passe-bande pour isoler les deux voies comme le montre la **Figure I.2**.

Il est nécessaire de faire une comparaison entre ces deux méthodes en introduisant leurs avantages et leurs inconvénients [2]

Les technologies sans fil qui utilisent la méthode TDD sont GSM, China's TD-SCDMA, TD-LTE, et les normes WLAN. Pour la technologie TDD un commutateur RF avec des pertes inférieurs à 1 dB est positionné avant l'antenne pour activer et désactiver alternativement les voies de transmission et de réception. Même si la puissance de sortie de l'émetteur est de 100 dB au-dessus du signal d'entrée du récepteur, les deux voies n'interfèrent pas parce que l'émetteur est désactivé lors de la réception. Le duplexage à division temporelle permet aussi une communication directe (peer-to-peer) entre deux émetteurs-récepteurs ce qui représente une caractéristique particulièrement utile dans les applications courte distance. L'inconvénient principale de la TDD réside dans la désensibilisation du récepteur qui est potentiellement dû à la présence des signaux forts générés par tous les émetteurs à proximité et qui brouillent la bande de réception.

La méthode de duplexage à division fréquentielle est employée dans plusieurs standards radiofréquences pour la communication cellulaire à savoir la WCDMA et LTE. Dans les systèmes FDD les deux filtres passe bande sont combinés pour former un duplexeur. Cette

combinaison est très utile puisqu'elle immunise le récepteur des forts signaux transmis par d'autres unités mobiles.

I.2.2 PRESENTATION DES CIRCUIT DIPLEXEURS ET LEURS APPLICATIONS :

Les diplexeurs de radiofréquence (RF) sont des composants passifs de radiofréquence (RF) essentiels dans une variété de systèmes de communication tels que la transmission radio, la téléphonie mobile (y compris les téléphones cellulaires), les systèmes de communication par satellite (y compris les téléphones cellulaires) et les communications sans fil à large bande (y compris le Wi-Fi). Mis au point par Matthaei et al [3] et Wensel [4] dans les années 1960, les diplexeurs sont des composants hautement sélectifs en fréquence qui peuvent être utilisés pour combiner ou séparer des signaux ayant des fréquences centrales distinctes en combinant ou en séparant des signaux ayant des fréquences centrales différentes. En général, les diplexeurs sont composés de deux filtres, appelés filtres de canal, et d'une jonction commune, qui sert à combiner les deux filtres pour former le réseau multiport qui est utilisé pour les relier entre eux.

Ces diplexeurs permettent d'utiliser une seule antenne pour un émetteur et un récepteur fonctionnant en même temps sur des bandes de fréquences différentes, les signaux d'émission et de réception interagissant le moins possible. L'utilisation d'une seule antenne permet de réduire à la fois le volume et la masse du système [5]. Le port d'émission, le port de réception et le port d'antenne sont les ports du diplexeur qui sont utilisés. Le diplexeur est composé de deux filtres, dont l'un est relié à l'émetteur et l'autre au récepteur, avec un troisième port servant de point de connexion entre les deux filtres et l'antenne.

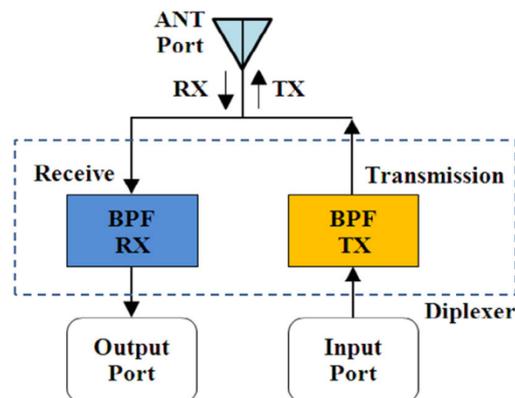


Figure I.3 : Diagramme bloc d'un diplexeur

Le principe de base d'un diplexeur consiste à acheminer le signal de la voie commune à la voie de réception et de transmettre le signal de la voie de transmission vers la voie commune avec une isolation entre l'émission et la réception comme le montre la **Figure I.3**

Plusieurs approches sont possibles pour la conception des diplexeurs, cependant trois d'entre elles sont fréquemment utilisées [6] :

L'utilisation de deux filtres passe bande avec des fréquences centrales différentes pour les deux voies.

L'utilisation d'un filtre passe bande sur une voie et un réjecteur de bande rejetant la même bande de fréquence sur l'autre voie.

L'utilisation de deux filtres réjecteur de bande avec des fréquences centrales différentes pour les deux voies.

I.2.2.1 DIVERSE APPLICATIONS DES DIPLEXEURS DANS LE DOMAINE DES TELECOMMUNICATIONS :

Plusieurs percées technologiques dans la conception de filtres et de diplexeurs pour différents services de communication sans fil ont récemment résulté de l'évolution qu'ont connue les systèmes de télécommunication actuels, notamment au niveau des stations émettrices-réceptrices de base (BTS ou Base Transceiver Station) et des réseaux de téléphonie cellulaire. En raison de la prolifération rapide de ces systèmes, il existe une demande croissante de petits diplexeurs à la fois peu coûteux et performants. Pour cette raison, de nombreuses approches pour la conception de diplexeurs ont été présentées dans la littérature, chacune utilisant une technologie distincte pour suivre les dernières avancées technologiques (faible coût, compacité...).

Les systèmes de communication d'accès sans fil à large bande utilisent fréquemment des diplexeurs dans leurs émetteurs-récepteurs pour séparer les émissions entrantes et sortantes afin d'améliorer les performances. Lorsque les lignes fixes ne sont pas accessibles, ces systèmes sont utilisés à leur place. L'expression "réseaux sans fil à haut débit" désigne une variété de divers types de réseaux sans fil qui fournissent un accès Internet à haut débit sur de vastes zones de couverture à l'aide d'un modem portable, d'un téléphone, d'un smartphone ou de tout autre dispositif. Les diffuseurs conviennent donc à un large éventail de normes de réseaux mobiles, notamment WiMax et LTE ; UMTS et HSPA ; EV-DO ; et plusieurs systèmes d'accès mobile par satellite. **La Figure. I.4** illustre la disposition habituelle des émetteurs-récepteurs, que l'on rencontre couramment dans les téléphones portables. Dans cette conception, comme on peut le voir, une antenne multibande est utilisée conjointement avec un diplexeur et un duplexeur [12] .

Les bandes 71-76 et 81-86 GHz, connues aussi sous le nom de la bande E, sont alloués pour les systèmes de communication gigabit sans fil point-à-point, qui fournissent jusqu'à 10 GHz de bande passante, et permettent un débit de transmission de l'ordre de 1 Gbit/s et plus [13].

On trouve également des diplexeurs utilisées dans les émetteurs-récepteurs des systèmes sans fil pour la bande E qui donnent un accès à internet haut débit. Ces liaisons point à point (peer to peer) sans fil peuvent être réalisées sur des distances de plusieurs kilomètres ,et il peuvent fournir des ponts pour les échappatoires dans les réseaux à fibres optiques[14,15]

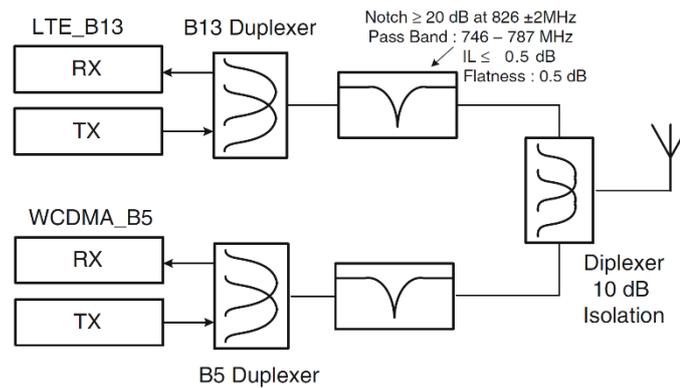


Figure I.4 : Emetteur-récepteur d'un téléphone mobile LTE/3G/2G

Dans les systèmes cellulaires 4G, un téléphone cellulaire peut transmettre des données en mode LTE/LTEA tout en transmettant simultanément des communications vocales en mode 3G/2G. En ce qui concerne la technologie cellulaire, le mode LTE/LTEA fonctionne sur 700 MHz dans la bande 13, tandis que le mode cellulaire 3G/2G fonctionne sur 800 MHz dans la bande 5. Comme l'illustre la Figure I.4, un diplexeur est utilisé pour séparer les deux émetteurs-récepteurs, qui sont LTE et 3G/2G, et un diplexeur est utilisé pour séparer la transmission et la réception sur chacun des deux modes, respectivement.

Comme le montre la **Figure I.5**, le schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur de téléphone cellulaire est modifié lorsque le système utilise deux antennes indépendantes. Comme on peut le voir, le diplexeur est supprimé du système, mais l'emploi de deux antennes entraîne une augmentation de la masse et du volume de l'ensemble du dispositif [7].

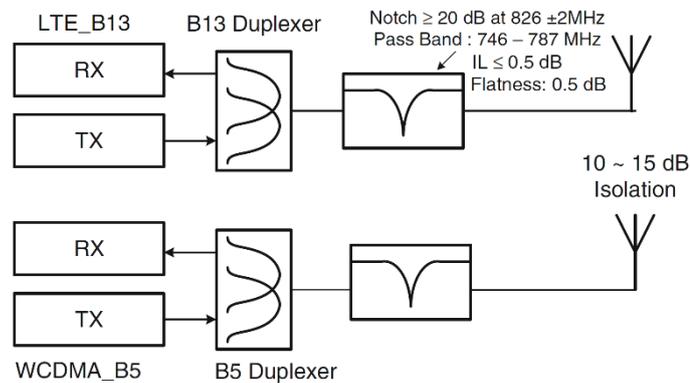


Figure I.5 : Emetteur-récepteur d'un téléphone mobile LTE/3G/2G utilisant des antennes séparées

I.2.2.2 DUPLEXEUR ET DIPLEXEUR :

Les duplexeurs et les diplexeurs sont des dispositifs très similaires, et les distinctions entre eux sont souvent confuses. Depuis de nombreuses années, il est courant de parler de "duplexeur" et de "diplexeur" dans la même phrase. Lorsque vous voyez le préfixe "Di", vous savez qu'il signifie deux fois ou double. Le préfixe "Du" signifie deux ou dual ou double en nombre. Une autre définition du mot "plexus", dérivé du mot latin "plexus", est une collection

de pièces interconnectées, ou un réseau de pièces interconnectées. Dans ce cas, nous pouvons conclure que les termes duplexeur et diplexeur signifient littéralement la même chose. [16]

Dans la plupart des cas, un duplexeur est utilisé pour séparer ou isoler les signaux d'émission et de réception dans la même gamme de fréquences en connectant un émetteur et un récepteur (qui fonctionnent dans des bandes de fréquences proches mais distinctes) à une antenne partagée qui fonctionne dans la même gamme de fréquences. Par conséquent, comme la puissance du signal émis est souvent supérieure de plusieurs ordres de grandeur à celle du signal reçu, une isolation est nécessaire. Le diplexeur remplit une fonction similaire mais distincte : il divise les signaux émis et reçus qui correspondent à diverses plages de fréquences, leur permettant ainsi de communiquer entre eux.

Ces deux dispositifs peuvent être des composants très coûteux ainsi qu'ils peuvent atteindre des pertes très élevées, surtout pour les systèmes full duplex, comme la norme AMPS (Advanced Mobile Phone Service) de la téléphonie mobile analogique américaine de la 1^{ère} génération. Dans le cas de la norme AMPS, l'émetteur peut transmettre une puissance d'un watt et recevoir simultanément un signal d'une puissance de 10^{-9} W. Dans ce type système, le duplexeur fonctionne comme un filtre constitué d'un dispositif micro-onde à ferrite appelé un circulateur [17].

Pour la norme GSM de seconde génération, le transmetteur et le récepteur ne fonctionnent pas en même temps. L'isolation est réalisée par un interrupteur qui connecte ou déconnecte l'émetteur ou le récepteur, mais, dans la pratique, l'isolation est difficile à atteindre en raison de la proximité de l'émetteur du récepteur. Les émetteurs/récepteurs radios qui prennent en charge plusieurs modes, tels que les systèmes full duplex et half duplex, nécessitent un duplexeur ou diplexeur qui fonctionne pour les deux systèmes, ce qui est un véritable défi de la conception.

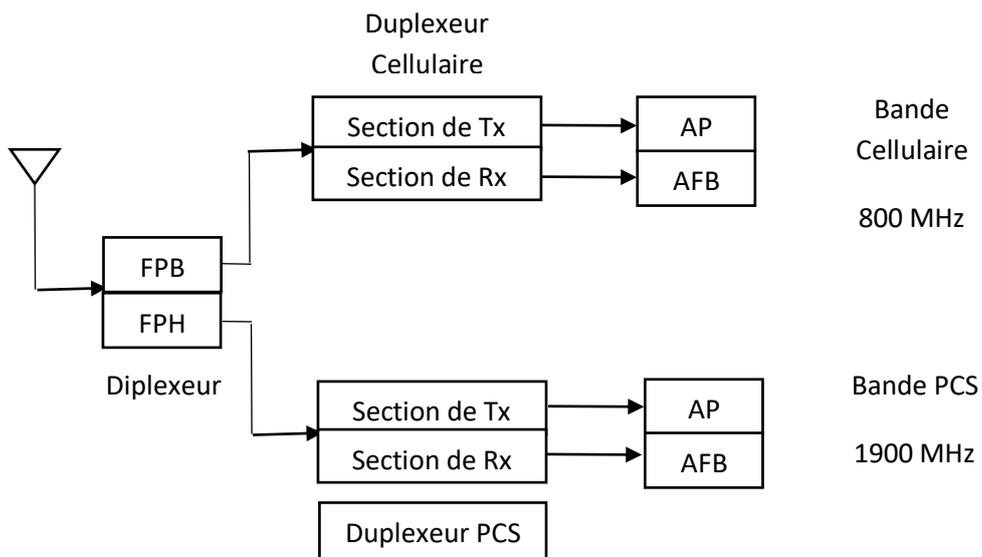


Figure I.6 : Diplexeur et un duplexeur dans un cellulaire dual-mode

Il est possible d'utiliser à la fois le duplexeur et le diplexeur dans le même système. Pour l'illustrer, considérons le schéma fonctionnel illustré à la **Figure I.6**, qui montre un téléphone mobile bimode et un système de communication personnel (PCS). Dans un téléphone portable, les diplexeurs fixés à l'antenne sont généralement constitués d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut, ce qui permet d'obtenir un fonctionnement bi-bande. Les duplexeurs, quant à eux, sont mis en œuvre par des filtres passe-bande qui permettent à l'émetteur et au récepteur de fonctionner simultanément dans un système full-duplex. Pour cette raison, et parce que les bandes de fonctionnement des systèmes cellulaires et PCS sont séparées par une large gamme de fréquences par rapport à la gamme de fréquences qui sépare les canaux de transmission et de réception dans chacun des systèmes cellulaires ou PCS, le diplexeur est plus simple à concevoir que le duplexeur.

I.2.2.3 PRINCIPALES CARACTERISTIQUE D'UN DIPLEXEUR :

[6 ,12 ,18]

Le diplexeur peut ressembler typiquement au schéma bloc présenté dans la **Figure I.7**. L'approche traditionnelle de conception d'un circuit diplexeur consiste à concevoir et à combiner deux filtres opérant à des fréquences centrales différentes. Cependant, la réalisation de ce type de circuit n'est pas si simple, vu qu'il nécessaire d'ajouter un circuit d'adaptation entre les deux filtres et l'antenne afin d'obtenir la réponse en fréquence souhaitée en termes de pertes d'insertion, de pertes de retour, et d'isolation.

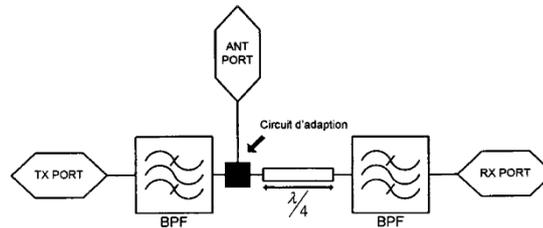


Figure I.7 : Configuration d'un diplexeur typique

La matrice de répartition ou matrice des paramètres S permet de caractériser tout type de circuit hyperfréquence. Cette représentation peut être appliquée ainsi à un diplexeur idéal à trois ports. Les indices 1, 2 et 3 représentent respectivement le port d'antenne, le port du transmetteur (Tx), et le port du récepteur (Rx).

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

D'après la matrice de répartition du circuit nous pouvons conclure que le diplexeur idéal possède :

Des pertes de retour qui tendent vers 0 pour S_{11} , S_{22} et S_{33} ce qui signifie une parfaite adaptation des ports d'entrée et de sortie.

Une transmission sans perte entre le port du transmetteur et le port de l'antenne (pertes d'insertion nulles entre le ports 2 et 1, $S_{21} = S_{12} = 0 \text{ dB}$)

des perte d'insertion nulles entre le port 3 et 1, $S_{31} = S_{13} = 0 \text{ dB}$ ce qui implique une transmission sans perte entre le port de l'antenne et le port de récepteur .

Une isolation parfaite aussi entre le port du transmetteur et le port du récepteur (une réjection idéale des signaux entre 2 et 3) $S_{23} = S_{32} = 0$

I.3 ETAT DE L'ART SUR LES DIPLEXEURS EN TECHNOLOGIE PLANAIRE :

Parmi les technologies de fabrication des composants hyperfréquences disponibles jusqu'à maintenant et qui allient à la fois un coût faible de très bonnes performances, la technologie planaire reste très attractive. L'apparition des diplexeurs planaires pour les différentes applications de communications et surtout pour les communications sans fil et les services multimédias (télévision, Internet...), avait pour but de répondre à des contraintes strictes en matière de réjection, pertes

d'insertion, isolation, taille, coût Dans cette partie nous allons présenter quelques diplexeurs microrubans développés pour différentes applications des systèmes de communications sans fil

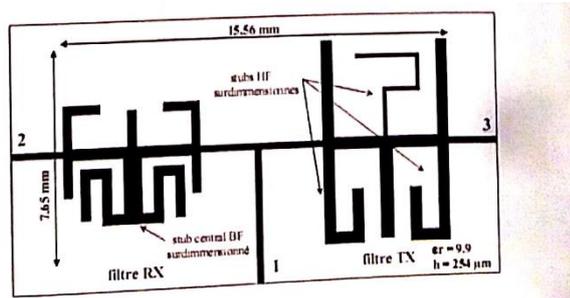


Figure I.8 : Masque du diplexeur en bande Ku

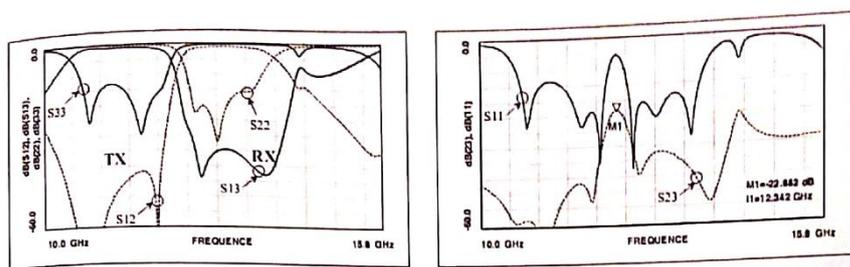


Figure I.9 : Résultats de simulation du diplexeur en bande Ku

A. Manchec et al. [19] ont réalisé un diplexeur planaire basé sur des résonateurs DBR (Dual Behavior Resonator) pour des applications en bande Ku avec un contrôle de la réponse électrique sur une bande de fréquence comprise entre 10 et 16 GHz. Comme le montre la Figure I.8, la structure du circuit diplexeur est réalisée en associant deux filtres basés sur des

résonateurs DBR. La **Figure I.9** présente les mesures des paramètres S correspondantes à ce diplexeur.

S.Hong et K.Chang [20] ont réussi à concevoir un diplexeur utilisant des stubs accordés pour les applications en ondes millimétriques. Le circuit a été réalisé sur un substrat RT/Duroid 5880 caractérisé par une constante diélectrique $\epsilon_r = 2.2$ et une hauteur $h=2\text{mil}$. En effet, les lignes micro-rubans couplées en parallèle sont utilisées pour donner la réponse passe bande tandis que les stubs non uniformes à circuit ouvert sont ajoutés pour contrôler la largeur de la bande passante et pour améliorer la rejection hors bande. Les deux filtres opérant dans les bande 32 GHz et 35 GHz sont combinés en utilisant une jonction en T comme l'illustre la **Figure I.10**. La **Figure I.11** présente les mesures des paramètres S correspondantes à ce diplexeur. Les pertes d'insertion sur les deux bandes du diplexeur sont d'environ 3.4 dB avec une isolation entre les deux voies qui atteint les 30 dB

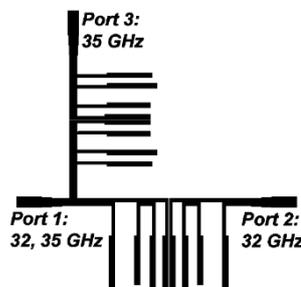


Figure I.10 : Masque d'un diplexeur à base de stubs accordés

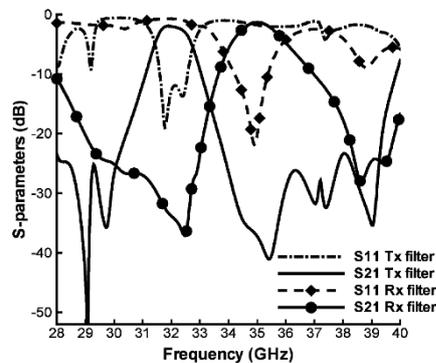


Figure I.11 : Résultats de simulation du diplexeur à base de stubs accordés

Récemment les systèmes multiservices combinant le GPS (Global Position System) à 1.575 GHz et WLAN (Wireless Local Area Network) à (2.4/2.45GHz, IEEE 802.11 b/g) sont devenus des systèmes populaires pour plusieurs applications de télécommunications modernes. Basées sur la technologie planaire microruban, plusieurs possibilités pour la conception de diplexeurs pour des applications WLAN et GPS ont été étudiées et réalisées.

Huang. C. Y et al. [21] ont proposé une nouvelle structure d'un diplexeurs pour les applications GPS et WLAN simultanément. Comme le montre la **Figure I.12**, le circuit est composé de deux filtres dual-mode à base de résonateurs à saut d'impédance SIR (Stepped

Impedance Resonator) opérant sur les bandes centrées respectivement à 1.575 GHz et 2.4 GHz. Chaque résonateur rectangulaire n'est autre que la mise en série de deux résonateurs (SIR). La fréquence de résonance peut être obtenue par une modélisation et un calcul basé sur la théorie des lignes de transmission. Les résultats de mesure du diplexeur proposé sont présentés sur la **Figure I.13**. En effet, grâce à l'apparition des zéros de transmission sur les deux bandes passantes une excellente isolation entre les deux voies TX et Rx et une large bande de réjection allant de 2.6 GHz à 6 GHz ont été obtenues.

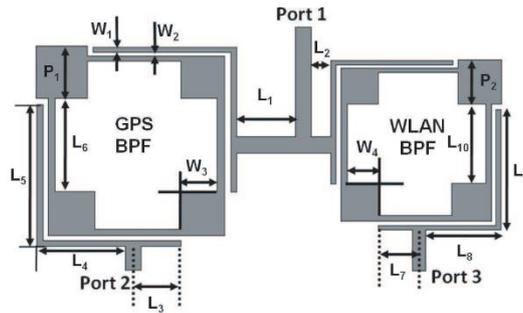


Figure I.12 : Structure d'un diplexeur pour les application GPS et WLAN

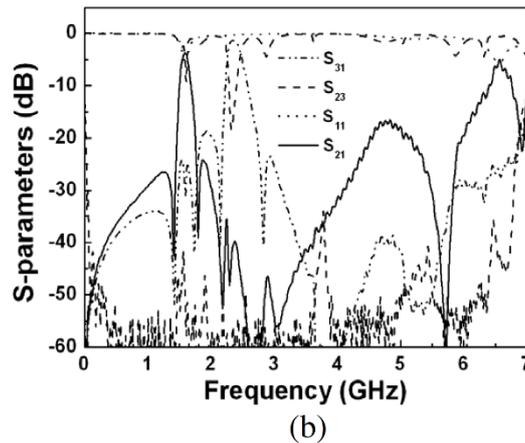


Figure I.13 : Résultats de mesure du diplexeur

Plusieurs topologies planaires optimisées pour la conception des diplexeurs pour les applications UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) ont été développées, visant ainsi à réduire la taille et coût du circuit tout en cherchant à atteindre de bonnes performances électriques. Un diplexeur étudié et réalisé pour les applications UMTS couvrant les bandes 1920-1980 MHz et 2110-2170 MHz, respectivement a été proposé dans [22].

La **Figure I.14** représente un diplexeur utilisant des résonateurs en forme H couplés. Le diplexeur est basé sur deux filtres passe bande, chacun d'eux utilise des résonateurs en H, réglés pour résonner aux fréquences centrales des bandes désirées. Comme le montre la **Figure I.14**, le circuit se compose d'une ligne d'alimentation micro-ruban liée au Port 1 et quatre résonateurs couplés à deux autres lignes d'alimentation liées aux Port 2 et Port 3.

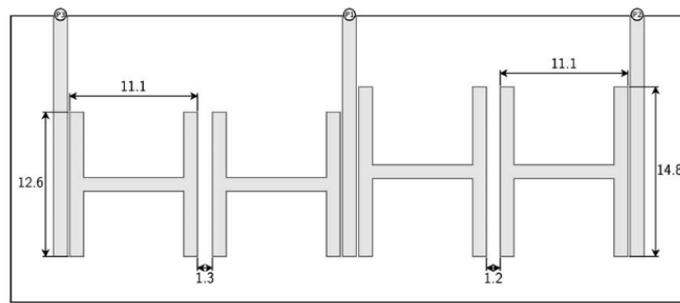


Figure I.14 : Masque d'un diplexeur utilisant des résonateurs en H.

Une comparaison entre la réponse en fréquence simulée et mesurée est présentée sur la **Figure I.15**. Compte tenu de sa taille réduite et son faible coût ce circuit présente de parfaits résultats avec des pertes d'insertion inférieures à 1.0 dB , et une isolation supérieure à 20 dB .

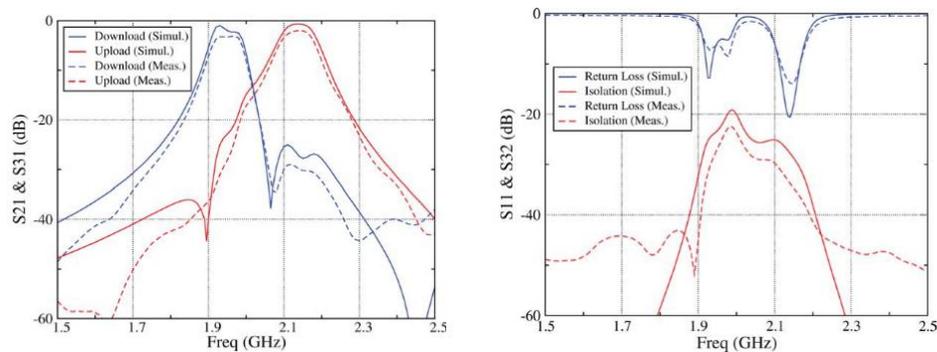


Figure I.15 : Résultats de simulation et de mesure du diplexeur à base de résonateur en H.

Veldi, V.K et al [23] se sont intéressés plus particulièrement à la miniaturisation optimisée d'un diplexeur micro-ruban. Comme le montre la Figure I.16 le circuit est une combinaison de deux filtres passe bande utilisant des résonateurs dual-mode en boucle ouverte. En effet, pour atteindre une meilleure miniaturisation, les résonateurs à boucle ouverte ont été compactés autant que possible en exploitant l'intérieur de boucle ouverte. Cette nouvelle structure offre de meilleurs avantages

soit sur le plan de la taille ou au niveau des performances électriques. Les dimensions du circuit sont de l'ordre de $(44 \times 11\text{ mm}^2)$.

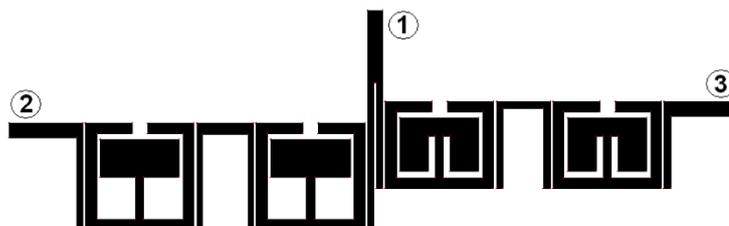


Figure I.16: Masque d'un diplexeur utilisant des résonateurs dual-mode en boucles ouvertes.

Les résultats de simulation présentés sur la **Figure I.17** montrent l'apparition de plusieurs zéros de transmission qui servent à augmenter le niveau de réjection pour les fréquences supérieures. Ces zéros peuvent être contrôlés grâce à l'emplacement et la longueur des sections couplées intra-résonateurs et la largeur de la fente de couplage.

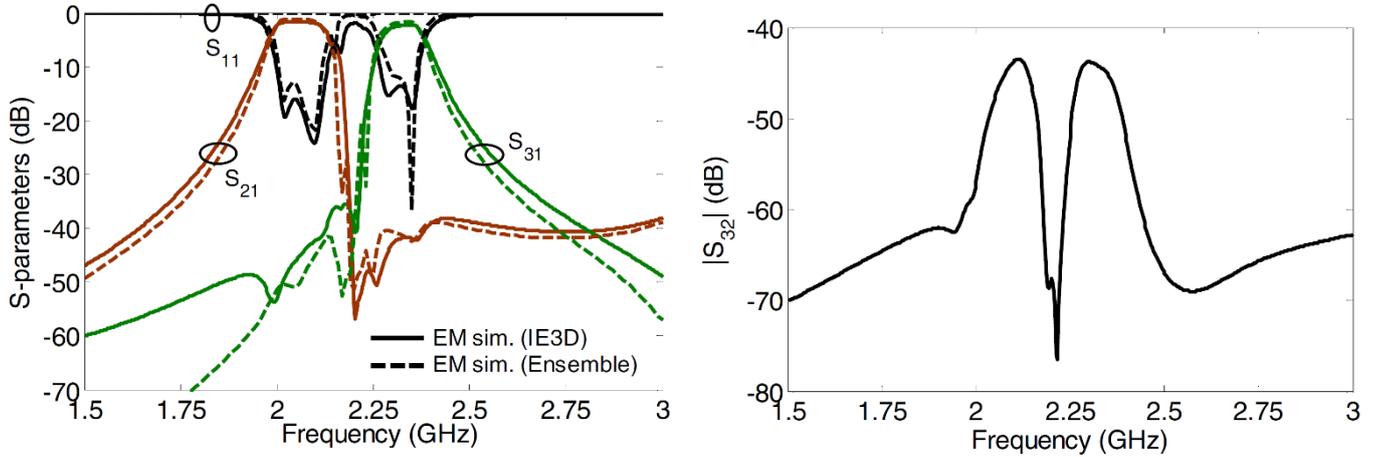


Figure I.17 : Résultats de simulation du diplexeur.

Les filtres planaires utilisant des structures de couplage parallèle et transversal des résonateurs sont largement utilisés dans les systèmes de communication sans fil en raison de leur grande praticité et haute performance. Dans [24] un diplexeur à forte isolation et une taille compacte a été étudié et réalisé en utilisant des résonateurs à saut d'impédance SIRs. En exploitant la réponse en fréquence variable de ces résonateurs qui peuvent être partagés par les deux voies du diplexeur, leurs fréquences de résonance peuvent être correctement assignées. La miniaturisation du circuit est par conséquent réalisée en introduisant des sections de résonateurs communes dans le circuit.

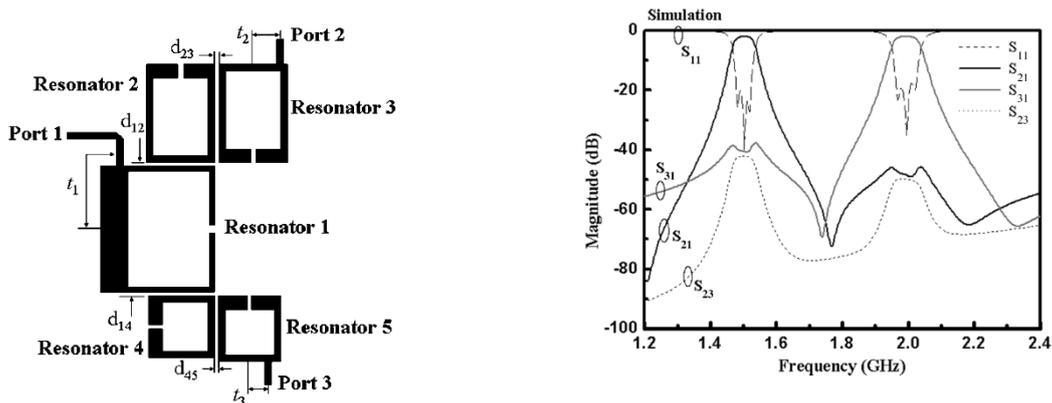
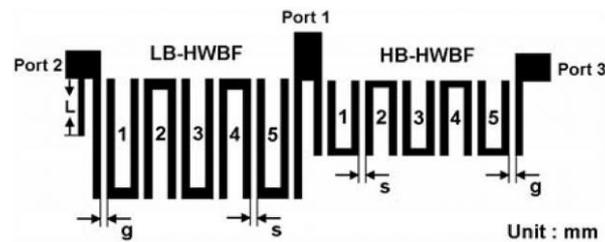


Figure I.18 : (a) Structure du diplexeur à base de SIRs couplés (b) Résultats de simulation.

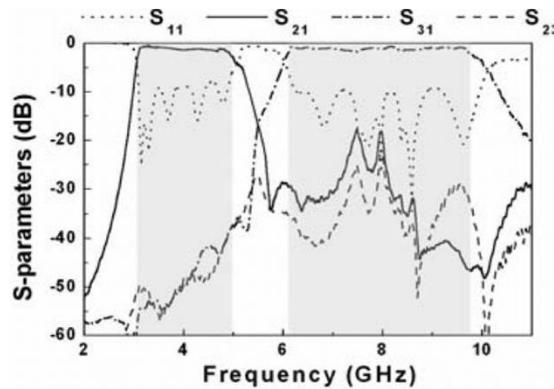
La **Figure I.18.a** représente la structure développée. D'après la figure, le circuit est réalisé en connectant deux filtres tripolaire passe bande de Tchebychev. Comme nous pouvons le remarquer cette configuration est conçue en utilisant deux paires de résonateurs couplés à un résonateur commun. La fréquence de résonance des résonateurs 2 et 3 est 1.5 GHz tandis que la fréquence de résonance des résonateurs 4 et 5 est de 2 GHz. Les résultats de simulation du circuit proposé sont présentés sur la **Figure I.18.b**

Au cours des dernières années, les systèmes multi-bandes et les systèmes ultra-large bande (UWB) sont de plus en plus utilisés dans les systèmes de télécommunications modernes. Dans ce sens, les filtres UWB doivent avoir au minimum une bande passante fractionnelle de l'ordre de 110%.

Weng , M.H et al.[25] ont proposé un diplexeur basé sur des résonateurs Hairpin pour les applications DS-UWB (Direct Sequence Ultra-WideBand communication).Le circuit présenté sur la **Figure 1.19.a** est composé de deux filtres passe bande Hairpin à large bande opérant sur les bandes 3.1-4.9 GHz et 6.2-9.7 GHz ,respectivement, Le coefficient de couplage est un paramètre clé dans la conception du circuit diplexeur .En effet, chaque filtre est formé de cinq résonateurs demi-onde guidés ($\frac{\lambda_g}{2}$) avec une ligne haute impédance de l'ordre de 138 Ω .La réponse en fréquence du diplexeur proposé est présentée sur la **Figure I.19.b**.Nous pouvons constater que d'excellentes performances électriques ont été obtenus sur les deux bandes passante de 46.9% et 46.6% centrées autour des fréquences 4.05 GHz et 8.01 GHz respectivement .



(a)



(b)

Figure I.19 :(a) Structure d'un diplexeur à base de filtre Hairpin (b) Résultats de mesure du diplexeur en Hairpin .

I.4 COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TECHNOLOGIES UTILISEES POUR LA REALISATION DE DIPLEXEURS RADIOFREQUENCES :

En conclusion, nous pouvons dire que nous avons fourni dans ce chapitre un aperçu général des nombreuses structures et technologies qui ont été employées dans la création de diplexeurs micro-ondes. Le **tableau I.1** résume les avantages et les inconvénients de chaque technologie, ainsi que leur importance relative. De nombreuses considérations, telles que les exigences en matière de réponse en fréquence, la complexité du circuit, la taille et le coût, la tenue en puissance, le niveau de perte d'insertion et l'isolation, sont prises en compte lors du choix d'une technologie. Malgré leurs caractéristiques électriques intrigantes, les technologies de volume souffrent d'un certain nombre d'inconvénients, notamment le poids, le coût, la reproductibilité et la précision du réglage. En outre, elles reposent sur des simulations électromagnétiques approfondies, avec une pénurie d'outils de modélisation comportementale pour les compléter.

	Technologie volumique		Technologie planaire	Diplexeurs quasi-planaires	Diplexeurs à résonateurs LC localisé	Diplexeurs SAW/BAW	Diplexeurs SIW
	Diplexeurs guides d'onde	Diplexeurs à résonateurs diélectriques	Diplexeurs micri-ruban				
Fréquence de fonctionnement	5-100 GHz	0.5-100 GHz	0.5-100 GHz	5-100 GHz	Inférieure à 5 GHz	Inférieure à 10 GHz	0.5-100 GHz
Facteur de qualité	Très élevé	Très élevé	faible	élevé	Très faible	Moyen	élevé
Intégrabilité	Difficile	Difficile	Excellente	Moyenne	Excellente	Moyenne	Moyenne
Taille	Grande	Grande	Petite	Grande	Petite	Petite	Moyenne
Puissance admissible	Elevé	Elevé	Faible	Elevé	Faible	Moyenne	Faible
Coût de fabrication	Elevé	Elevé	Faible	Elevé	Faible	Faible	Moyenne
Outils logiciels	Simulation électromagnétiques 3D	Simulation électromagnétiques 3D	Modelés ,Simulation électromagnétiques 2D et 3D	Simulation électromagnétiques 3D	Modelés	Simulation électromagnétiques +acoustique	Simulation électromagnétiques 3D
Temps de conception et de réglage	Important (Réglage)	Important (Réglage)	Moyen	Important (Réglage)	Faible	Faible	Important (Réglage)
Reproductibilité	Difficile Réglage manuels	Difficile Réglage manuels	Excellente	Difficile Réglage	Excellente	Excellente	Difficile Réglage

Tableau I.1 : Comparaison entre les différentes technologies utilisées pour la conception des filtres et diplexeurs hyperfréquences.

Selon la tendance actuelle des technologies planaires, des filtres et des diplexeurs micro-ondes plus petits sont miniaturisés par la introduction de nouvelles topologies plus compliquées. Afin de réduire la taille de ces structures tout en améliorant simultanément leurs caractéristiques de propagation, il est nécessaire d'améliorer leur taille. Les progrès réalisés dans le domaine des simulations électromagnétiques, qui permettent de quantifier le couplage produit par différentes formes, ont été utilisés pour guider la création de ce type de résonateur. La conception de nouvelles topologies de résonateurs planaires est la base de notre travail de thèse, qui vise à fournir des moyens de réduire la taille des diplexeurs tout en améliorant simultanément la réjection électrique et les performances en tant que facteur de qualité, par exemple.

I.5 CONCLUSION :

Tout au long de ce chapitre, il a été étalé d'une façon non exhaustive l'état actuel de l'art des technologies planaires, qui sont employées dans la conception et la fabrication des circuits diplexeurs. En effet, une analyse comparative a été introduite afin de mettre en évidence les différents avantages et inconvénients des diverses technologies utilisées pour la conception de filtres et de diplexeurs hyperfréquences, ainsi que pour justifier le choix de la technologie planaire pour la conception de circuits diplexeurs validés. Nous avons réussi à attirer l'attention sur les avantages potentiels de l'utilisation de structures planaires dans la conception de diplexeurs radiofréquences. Comparées aux technologies volumétriques, ces structures réalisées à l'aide de la technologie imprimée présentent plusieurs avantages, notamment une taille plus petite, des coûts de fabrication plus faibles, une plus grande intégration et une plus grande flexibilité.

I.6 REFERENCES :

- [1] Eberspacher , J , Vogel, H . J., Bettstetter, C., & Hartmann, C. GSM-architecture, protocols and services. John Willey & Sons. 2008
- [2] Abdelhalem, S. H. Integrated Tunable Duplexer in CMOS Technology for Multiband Cellular Transceivers (Doctoral dissertation, University of California, San Diego, United States of America). 2013
- [3] MATTHAEI, G. L. et CRISTAL, E. G. Multiplexer channel-separating units using interdigital and parallel-coupled filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, , vol. 13, no 3,p. 328-334. 1965
- [4] WENZEL, Robert J. Printed-circuit complementary filters for narrow bandwidth multiplexers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, no 3, p. 147-157.1968.
- [5] Rocha, C. C., Soares, A. J. M., & Abdalla, H. . *Microwave multiplexers using complementary filters. Applied Microwave and Wireless*,10,28-37, 1998.
- [6] Gouget, P. Etude de circuit hyperfréquences utilisant la jonction inhomogène ligne à fente, ligne micro-ruban :application à l'intégration de filtres et de diplexeurs (Thèse de Doctorat, Bordeaux 1, France).2004.
- [7] Gu, Q.. RF Tunable Devices and Subsystems: Methods of modeling, Analysis, and Applications. Springer. 2015
- [8] STRASSNER, Berndie et CHANG, Kai. Wide-band low-loss high-isolation microstrip periodic-stub.diplexer for multiple-frequency applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, , vol. 49, no 10, p. 1818-1820, 2001.
- [9] SRISATHIT, Sarayut, PATISANG, Sumongkol, PHROMLOUNGSRI, Ravee, *et al.* High isolation and compact size microstrip hairpin diplexer. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no 2, p. 101-103,2005.
- [10] Hikita, M., Shibagaki, N., Sakiyama, K., & Hasegawa,K. Design methodology and experimental results for new ladder-type SAW resonator coupled filters. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 42, no 4, p. 495-

- 508, 1995.
- [11] Onzuka, T., Yoshimoto, S., & Yamamoto, Y. SAW duplexers without $\lambda/4$ phase shifter for PDC cellular phone systems. In *Ultrasonics, 2003 IEEE Symposium on*, (2), 2101-2104, 2003.
- [12] Talbot, C. Nouvelle architectures de "duplexeur" pour Les communications sans fil (Thèse de Doctorat, Ecole de technologie supérieure, Canada), 2005.
- [13] <http://www.ebandcom.com>.
- [14] Kang, M. S., Kim, B. S., Kim, X. S., Byun W. J., Song, M. S., & Oh, S. H.. Wireless PtP system in E –band for gigabit Ethernet. In *Advanced Communication Technology (ICACT), 2010 The 12th International Conference on*, (1), 733-736. 2010.
- [15] Skaik, T. Synthesis of coupled resonator circuits with multiple outputs using coupling matrix optimization (Doctoral dissertation, University of Birmingham, United Kingdom). 2011.
- [16] William F. Lieske, Sr. Understanding, Maintaining & Re-Tuning Antenna Duplexers. *Founder, EMR Corporation*.
- [17] Reed, J.H. Software radio: a Modern Approach to Radio Engineering. *Prentice Hall Professional*. 2002.
- [18] Elzayat, A. Design and realization of filters on MHMIC and MMIC fabrication processes for duplexers realization (Thèse de Doctorat, Ecole de technologie supérieure, Canada). 2008.
- [19] A. Manchec, E. Rius, C. Quando, Y. Clavet, C. Person, J. F. Favennec . Duplexeur planaire en bande Ku à base de résonateur surdimensionnés. *14^{ème} Journées Nationales Microondes*. 2005.
- [20] Hong, S., & Chang, K. Stub-tuned microstrip bandpass filters for millimeter-wave diplexer design. *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 15, no 9, p. 582-584. 2005.
- [21] Huang, C.Y., Weng, M.H., Ye, C.S., & Xu, Y.X. A high band isolation and wide stopband diplexer using dual-mode stepped-impedance resonators. *Progress In*

- Electromagnetics Research*, vol. 100, p. 299-308. 2010.
- [22] Cabral, H.A., Bezerra, S. T. G., & de Melo, M.T. A novel duplexer for UMTS applications based on a cross-coupled filter. *Microwave and Optical Technology Letters*, , vol. 52, no 12, p. 2792-2795. 2010.
- [23] Velidi, V .K.,Prabhakaran, U .,Subramanyam,A.V.G.,Sivareddy, D.,& Srinivasan, V .V.Design of compact microstrip diplexer with high selectivity. *In Signal Processing and Communications (SPCOM),2012 International Conference on,1-4. .2012.*
- [24] Chen, C.F., Huang, T.Y., Chou, C.P., & Wu, R.B. Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, , vol. 54, no 5, p. 1945-1952. 2006.
- [25] Weng, M.H., Hung, C. Y., & Su, Y.K.. A hairpin line diplexer for direct sequence ultra-wideband wireless communications. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, , vol. 17, no 7, p. 519-521. 2007.

CHAPITRE II

LA TECHNOLOGIE MICROSTRIP

II.1 INTRODUCTION :

La réduction de la taille des circuits, associée à l'augmentation de leur fréquence de travail, a conduit au développement d'un grand nombre de structures planaires pour la transmission de données. Elles sont fréquemment utilisées dans l'environnement industriel en raison de leur taille et de leurs poids réduits, ainsi que de la facilité avec laquelle elles peuvent être fabriquées en utilisant une technologie dérivée de la technologie classique des circuits basses fréquences.

Après plusieurs décennies de stagnation, l'intérêt pour les circuits hyperfréquences a été relancé dans les années 1970 en raison de la disponibilité de diélectriques présentant les caractéristiques suivantes : constante diélectrique élevée, faibles pertes, et d'une demande croissante de circuits hyperfréquences miniaturisés pour les applications aérospatiales et satellitaires, ainsi que pour les applications de télécommunication spatiale.

Par conséquent, l'application des résonateurs microrubans a progressé à un rythme rapide ces dernières années. Ces dispositifs allient taille compacte, simplicité, facilité de fabrication et facilité d'utilisation dans leur conception. De plus, ils s'adaptent facilement aux surfaces planes et non planes, et sont assez durables lorsqu'ils sont placés sur des surfaces rigides. Ces dispositifs sont également très efficaces en termes de résonance, de polarisation, d'impédance d'entrée et de diagramme de rayonnement.

De nombreux chercheurs ont étudié leurs caractéristiques fondamentales, et des efforts considérables ont également été déployés pour déterminer leur fréquence de résonance, leur bande passante, leur rayonnement et d'autres caractéristiques.

La permittivité diélectrique d'un résonateur microruban est l'un des éléments les plus critiques qui influencent les caractéristiques du dispositif. Lors du calcul des performances des résonateurs imprimés, il s'agit d'une question particulièrement sensible à prendre en compte. Cependant, de nombreux substrats pratiques utilisés dans les structures de tranches présentent un niveau élevé d'anisotropie, en particulier d'anisotropie uniaxiale, ce qui les rend particulièrement adaptés aux structures de tranches (substrat en saphir).

Dans ce chapitre, nous décrivons la technologie micro-ruban et la mise en œuvre des éléments distribués pour la conception de filtre microonde à saut d'impédance

II.2 LA LIGNE MICRO-RUBAN :

Un exemple de ligne de transmission électrique planaire, une ligne microruban, est une ligne de transmission électrique planaire fabriquée à l'aide de la technologie des cartes de circuits imprimés et utilisée pour transmettre des signaux hyperfréquences. Les lignes microrubans peuvent être utilisées pour créer une variété de composants micro-ondes, notamment des antennes, des coupleurs, des filtres, des diviseurs de puissance et d'autres dispositifs similaires. Elles sont beaucoup moins coûteuses que la technologie conventionnelle des guides d'ondes, tout en étant beaucoup plus légères et compactes. Elle offre une large gamme d'impédances caractéristiques qui peuvent être obtenues.

II.2.1 STRUCTURE DE LA LIGNE MICRO-RUBAN :

La ligne micro-ruban est constituée d'un substrat diélectrique (époxy, téflon,..) entièrement métallisé sur une de ses faces (plan de masse), et comportant une piste conductrice sur l'autre face.

Comme montré sur la figure II.1, elle est caractérisée par :

La largeur du ruban métallique : w

La hauteur du substrat : h

L'épaisseur de la métallisation : t

La permittivité relative du diélectrique : ϵ_r

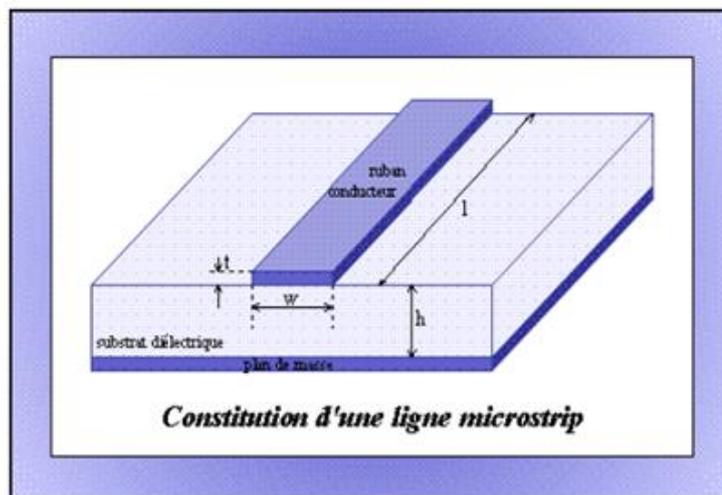


Figure II.1: Structure de la ligne microruban.

Le filtre est réalisé sous forme de circuit imprimé. Il s'agit essentiellement d'une plaque de bakélite (marron) ou de verre époxy (vert) qui a été recouverte d'une fine couche de cuivre donc pour résumer la fabrication des filtres à saut d'impédance est passée par les phases suivantes :

- ✓ Impression du typon (le dessin du circuit qui a été conçu et exporté par HFSS) sur un film transparent en utilisant une imprimante laser.
- ✓ Insolation de la plaque époxy aux UV en utilisant une isoleuse (Cette propriété est intéressante car il suffit d'isoler des UV certaines parties de cette résine pour qu'elle ne soit pas modifiée et finalement la préservation et l'apparition de la forme du circuit réalisé sur la plaque.
- ✓ La révélation : en utilisant un révélateur qui va dissoudre les zones de la résine qui ont été détruites pendant l'insolation
- ✓ Graver le circuit imprimé : Notre plaque est plongée dans un bac à graver qui contient un produit acide : le perchlorure de fer. Cet acide va dissoudre le cuivre autour des pistes protégées par la résine.
- ✓ Les circuits imprimés qu'on a obtenus doivent passer par une perceuse pour connecter les deux masses des deux faces des circuits dans le cas d'implantation des éléments en parallèle (les inductances parallèles, circuit résonnant série placé en parallèle sur la ligne micro-ruban) ou bien et le report de masse (ou court-circuit). Pour réaliser des courts-circuits, il faut avoir recours aux trous métallisés (vias) dans le cadre de réalisation d'un filtre passe haut ou bien un filtre passe bande
- ✓ Souder les connecteurs sur la plaque en utilisant un fer à souder.

II.2.2 CARACTERISTIQUES GÉNÉRALES D'UNE LIGNE MICRO-RUBAN :

Les caractéristiques d'une ligne micro-ruban, telles que l'impédance caractéristique Z_0 , la vitesse de phase v_p et la constante diélectrique effective ϵ_{eff} dépendent toutes de sa géométrie et de la constante diélectrique relative ϵ_r du substrat [26].

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (\text{II.1})$$

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$\beta = \beta_0 \cdot \sqrt{\epsilon_e} \quad \text{constante de propagation} \quad (\text{II.2})$$

Où

$$\beta_o = \frac{2\pi \cdot f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_o} \quad (\text{II.3})$$

A . Approximation Quasi-TEM :

La ligne micro-ruban constitue un milieu de propagation non homogène, puisqu'elle est constituée de deux milieux de propagation différents qui sont l'air et le substrat. Le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode hybride, qui possède six composantes non nulles du champ électromagnétique.

Cependant vu la faible amplitude des composantes longitudinales celles-ci peuvent être négligées en dessous de certaines fréquences, puisque leurs amplitudes sont nettement plus petites par rapport aux amplitudes des champs transverses [27].

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

B. Permittivité diélectrique

La ligne micro-ruban est un milieu de propagation inhomogène, constitué de deux milieux diélectriques différents (air, substrat). Cette discontinuité des milieux de propagation rend difficile l'étude et l'analyse de la structure.

Une solution technique à ce problème électromagnétique consiste à introduire une nouvelle quantité nommée permittivité effective.

Cette quantité est considérée constante pour les modes quasi-TEM, alors qu'elle dépend de la fréquence pour les modes d'ordres supérieurs. La détermination de la valeur exacte de la permittivité effective est un point très important, puisque l'impédance caractéristique de la ligne est évaluée en fonction de cette quantité [27].

- Pour $W/h < 1$

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad (\text{II.4})$$

ϵ_e tends vers ϵ_r quand W/h tend vers l'infini.

La constante diélectrique effective correspond à la constante diélectrique d'un milieu homogène qui remplacerait les régions diélectriques et l'air de la structure micro-ruban.

- Pour $W/h > 1$

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right] \quad (\text{II.5})$$

C Impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban :

Les expressions de l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban dépendent de la longueur L du ruban métallique, de sa largeur w , de l'épaisseur h du substrat hauteur et de sa permittivité effective du diélectrique ϵ_{re} .

L'impédance caractéristique de la ligne, pour une permittivité donnée est alors déterminée par le rapport W/h . En général, celui-ci est compris entre 0,1 et 10.

- Pour $W/h < 1$

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (\text{II.6})$$

- Pour $W/h >$

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.44 \right) \right)^{-1} \quad (\text{II.7})$$

Avec $Z_0 = 120\pi$ (impédance de vide)

Notez qu'au niveau de la précision, lorsque $0,05 < w/h < 20$, l'erreur relative sur l'impédance caractéristique Z_c est inférieure à 1%.

D: Synthèse d'une ligne micro ruban :(W/h en fonction de l'impédance caractéristique

Z_c) :

Si maintenant nous voulons obtenir le rapport W/h pour réaliser une ligne d'impédance caractéristique Z_c on calcul une grandeur liée a ces deux paramètres.

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

Suivant la valeur d'A, le rapport W/h est déterminé par l'une des deux relations suivantes :

- Pour $A > 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (\text{II.9})$$

- Pour $A < 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (\text{II.10})$$

Où

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.11})$$

E. Corrections dues à l'épaisseur t du microstrip : [28]

Les expressions précédentes sont obtenues en négligeant l'épaisseur du ruban. L'existence de ce paramètre se traduit par effet de bord modifiant légèrement la répartition des champs.

Pour tenir compte de cet effet, la largeur du ruban « W » est remplacée par une largeur équivalent « We »

$$W_e = W + \Delta W$$

La valeur de ΔW est donnée par l'une des relations suivantes :

$$\text{Si } \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad \text{alors } \Delta W = \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Si } \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad \text{alors } \Delta W = \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right)$$

La constante diélectrique ϵ_r est modifiée de la manière suivante, pour donner une valeur corrigée ϵ_{RE} :

$$\varepsilon_{RE} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{W}}} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{\frac{t}{h}}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad (\text{II.13})$$

Dans les expressions de Z_c , ε_r et W sont remplacés par ε_{RE} et W_e

F. Affaiblissement dans une ligne micro-ruban :

Les lignes de transmission présentent des pertes qui atténuent l'énergie du signal envoyée à travers la ligne. Les pertes dans les lignes ont des origines diverses, nous distinguons trois sortes de pertes [26] :

- ✓ Pertes dans les conducteurs.
- ✓ Pertes dans les diélectriques.
- ✓ Pertes par rayonnement

F.1. Pertes dans le conducteur

Ces pertes sont dues à la ligne et au plan de masse qui sont constitués d'un matériau avec une conductivité finie. Cette dernière va contribuer à l'atténuation de l'onde qui se propage le long de la ligne par un facteur α_c [28].

$$\alpha_c (\text{dB/m}) = 8.686 \frac{R_s}{W Z_c} \quad (\text{II.14})$$

$$R_s = \sqrt{\pi \mu \rho f} \quad (\text{II.15})$$

R_s : correspond à la résistivité de surface, ρ résistivité des conducteurs, Z_c impédance caractéristique de la microbande et W largeur du ruban.

F.2 Pertes dans le diélectrique [28].

Le substrat (diélectrique) utilise n'est pas parfaitement isolant. Les pertes engendrées par ce dernier sont représentées par un facteur α_d

$$\alpha_d (\text{dB/m}) = 27.3 \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \cdot \frac{\varepsilon_e - 1}{\sqrt{\varepsilon_e}} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad (\text{II.16})$$

Ou $\tan\delta$ est la tangente de l'angle de perte

F.3 Pertes par rayonnement :

Le rayonnement de la ligne micro-ruban provient des discontinuités.

D'après Hammerstad, les pertes par rayonnement sont proportionnelles à $\frac{(hf)^2}{\sqrt{\epsilon_r}}$ pour une ligne microruban d'impédance caractéristique de 50 Ω . La fréquence limite au-dessus de laquelle plus de 1% de la puissance est rayonnée a l'extrémité d'une ligne ouverte est donnée par :

$$f_M(\text{GHz}) = 2.14 \frac{(\epsilon_r)^{1/4}}{h(\text{mm})} \quad (\text{II.17})$$

Par exemple, pour un substrat de $h=1$ mm, $f_M = 3$ GHz si $\epsilon_r = 2.5$ et $f_M = 4$ GHz si $\epsilon_r = 10$

II.3 REALISATION D'IMPEDANCES ET DE CIRCUITS

RESONNANTS ET ANTI-RESONNANTS EN TECHNOLOGIE

MICROSTRIP (A SAUT D'IMPEDANCE) :

Lorsqu'ils fonctionnent en mode alternatif, jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 MHz, les composants passifs classiques (inductances, capacités, etc.) présentent des caractéristiques indépendantes de la fréquence de fonctionnement. Les sections de ligne qui relient les composants se comportent également de manière neutre. On les appelle des éléments à constantes localisées. Dans le cas de fréquences plus élevées, ce n'est plus vrai (hautes fréquences). Outre le fait que les valeurs nominales des caractéristiques de ces composants changent avec la fréquence, les lignes de connexion se comportent comme des impédances, dont les caractéristiques inductives ou capacitatives changent également avec la fréquence. L'expression "éléments constants distribués" désigne ces éléments qui sont réparties.

Nous allons démontrer dans cette section comment construire des tronçons de ligne en tant qu'inductances, condensateurs et circuits résonnants. Malgré leurs dimensions extrêmement réduites par rapport à la longueur d'onde, ces tronçons de ligne sont classés comme des éléments constants semi-localisés car leurs caractéristiques sont concentrées dans une gamme de fréquences relativement petite. La technologie microstrip a permis un développement technologique entièrement nouveau basé sur les principes de la photolithographie, dans lequel

la réalisation de composants passifs relativement simples est possible jusqu'à des fréquences de l'ordre de 30 GHz et dont les caractéristiques sont indépendantes de la fréquence

II.3.1 LA MISE EN OEUVRE DE COMPOSANTS SEMI-LOCALISES [29] [30]:

À partir de lignes de transmission, on peut réaliser des composants passifs de faibles valeurs comme des capacités et des inductances, à condition que la longueur de la ligne qui les synthétise soit de longueur $l < \lambda/10$.

Un tronçon de ligne sans pertes de longueur l , d'impédance caractéristique Z_0 terminée par une impédance Z_l présente une impédance ramenée à son entrée :

$$Z(l) = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_l \tan \beta l} \quad (\text{II .18})$$

Synthèse d'inductance :

Si la ligne est court-circuitée à son extrémité ou fermée sur une impédance de charge de valeur faible on aura :

$$Z_l = 0 \text{ ou } Z_l \ll Z_0 \tan \beta l \Rightarrow Z(l) = jZ_0 \tan \beta l = j\omega L$$

Alors cette ligne se comporte comme une inductance de valeur :

$$L = \frac{Z_0 \tan \beta l}{\omega} \quad (\text{II .19})$$

Donc une inductance peut être réalisée par un court-circuit (cc) ou $Z_0 \gg Z_l$.

Synthèse de capacité :

Si une ligne est ouverte à son extrémité ou fermée sur une impédance de charge de valeur élevée :

$$Z_l \rightarrow \infty \text{ ou } Z_l \gg Z_0 \tan \beta l \Rightarrow$$

$$Z(l) = \frac{Z_0}{j \tan \beta l} = -jZ_0 \cot \beta l = -j \frac{1}{\omega C} \Leftrightarrow \cot \beta l = \frac{1}{Z_0 \omega C} \Leftrightarrow \tan \beta l = Z_0 \omega C$$

Alors cette ligne se comporte une capacité de valeur :

$$C = \frac{\tan \beta l}{Z_0 \omega} \quad (\text{II 20})$$

Donc une capacité peut être réalisée par une ligne en circuit ouvert ou par une ligne d'impédance caractéristique Z_0 faible devant la charge Z_l .

II.3.2 Résonateurs à ligne microruban:

La réalisation de circuits résonants découle de la réalisation d'inductances et de condensateurs séries ou parallèles et en technologie microruban, cela se conçoit comme suit :

- *l'inductance série* : elle s'obtient par un fort rétrécissement de la bande métallique comme montré dans la figure suivante :

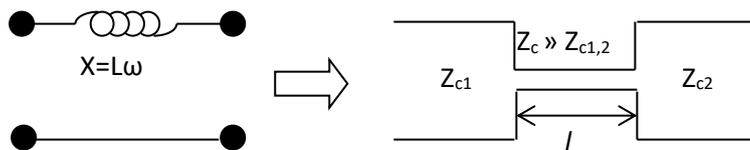


Figure II.2 : l'inductance série

Note : L'impédance caractéristique d'une ligne microruban est inversement proportionnelle à sa largeur.

- *l'inductance parallèle* : elle s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne court-circuité comme montré dans la figure suivante :

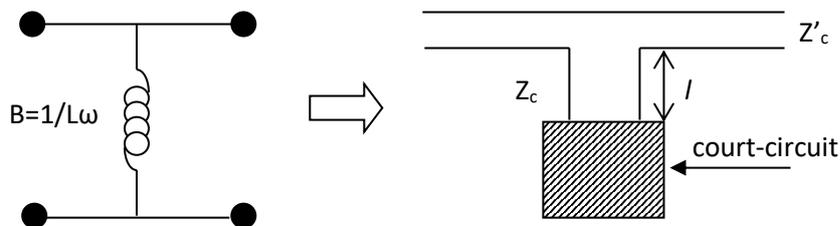


Figure II.3 : l'inductance parallèle

- *la capacité parallèle* : elle s'obtient par un élargissement important de la bande métallique comme montré dans la figure suivante :

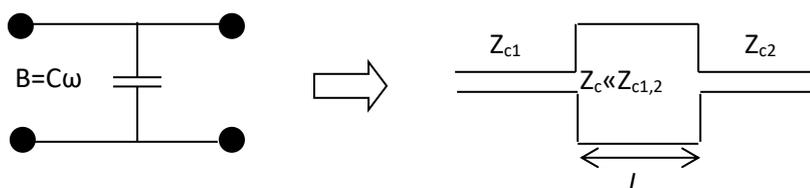
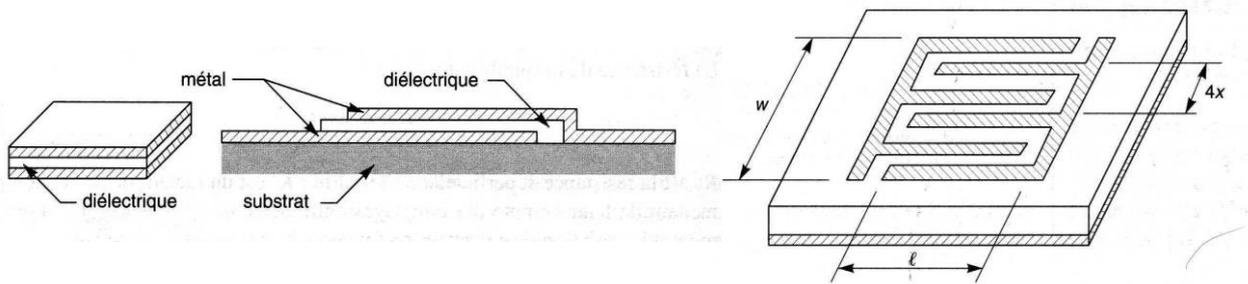


Figure II.4 : la capacité parallèle.

- **la capacité série** : sa réalisation est délicate puisque cela implique de couper une ligne microruban sur quelques microns ou dizaines de microns et en plus le schéma équivalent d'un tel composant va comporter des capacités parasites en parallèle ; le calcul de cette capacité est très grossier et c'est pour cela, on préfère utiliser des capacités sous forme d'éléments localisés tels que les condensateurs en "pavé" ou à structure interdigitale (voir figures ci-dessous).



$$C(pF) = 8,84 \frac{\epsilon_r \cdot S}{d}$$

avec ϵ_r : permittivité relative diélectrique

du pavé diélectrique

S : sa surface

d : son épaisseur

$$C(pF) = \frac{\epsilon_r + 1}{w} \cdot l \cdot [(N - 3) \cdot A_1 + A_2]$$

avec ϵ_r : permittivité relative du

$$A_1 = 8,85 \cdot 10^{-2} w \text{ (cm)}$$

$$A_2 = 9,92 \cdot 10^{-2} w \text{ (cm)}$$

Condensateur en "pavé"

Condensateur à structure interdigitale

Figure II.5 : a : Condensateur en "pavé" -b : Condensateur à structure interdigitale

La réalisation de capacité série étant délicate, la réalisation de circuits résonants série ou parallèle (voir figures ci-dessous) en ligne microruban ne pourra se faire que si ces circuits résonants sont placés en dérivation sur la ligne principale.

-Inversion d'impédance pour la réalisation des capacité série :

Une ligne de propagation par quart d'onde peut inverser l'impédance. Le placement du condensateur en série sur la ligne principale microstrip n'étant technologiquement pas réalisable, l'idée serait d'inverser leurs impédances par deux quarts d'ondes aux bornes desquelles sont placées les inductances parallèles (comme illustré dans la **Figure II.6**).

L'impédance \overline{Z}_e vue à l'entrée d'une ligne $\lambda/4$ d'impédance caractéristique Z_c terminée par une impédance de charge \overline{Z}_L s'écrit : $\overline{Z}_e = Z_c^2 / \overline{Z}_L$

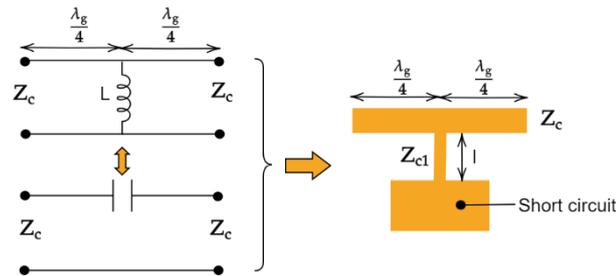


Figure II.6 : capacité série réalisée à l'aide d'une ligne $\lambda/4$

L'impédance de la capacité :

$$Z_c = \frac{1}{jC\omega} \quad (\text{II .21})$$

L'impédance de l'inductance:

$$Z_L = j\omega L \quad (\text{II .22})$$

On établit simplement l'expression de la capacité

$$Z_c = \frac{1}{jC\omega} = Z_c^2 / jL\omega \Rightarrow C = \frac{L}{Z_c^2} \quad (\text{II .23})$$

-Inversion d'impédance de circuits résonants (série ou parallèle) en série :

Le placement de circuits résonants (série ou parallèle) en série sur la ligne principale microruban n'étant technologiquement pas possible à réaliser, l'idée serait d'inverser leurs impédances par le biais de deux quarts d'ondes aux bornes desquels sont placés les circuits résonants (voir figures ci-dessous) et ainsi cet ensemble est inséré en série sur la ligne microruban principale et se comportera comme un circuit résonant placé en série.

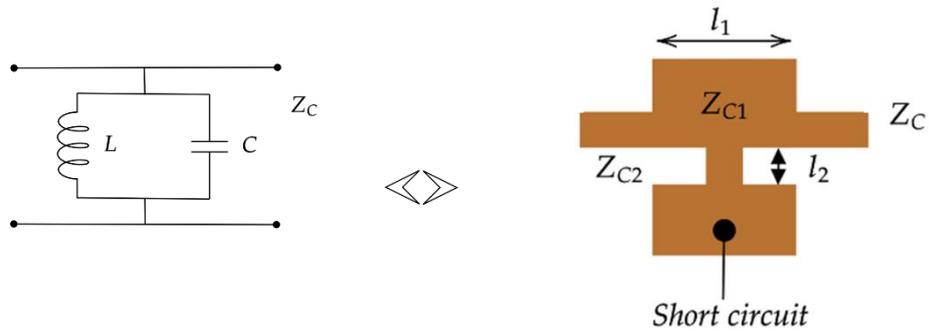


Figure II.7 : Circuit résonant série placé en parallèle sur la ligne microruban

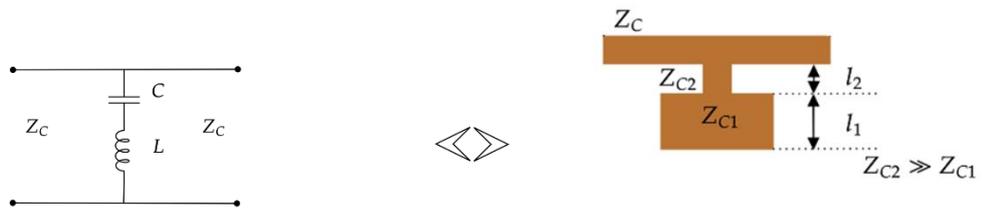


Figure II.8 : Circuit résonant série placé en parallèle sur la ligne microruban

- circuit résonant série placé en série :

Pour réaliser un circuit résonant série en série sur la ligne, et à cause de la très grande difficulté pour réaliser la capacité série, il faut transformer le circuit résonant cité en circuit résonant parallèle, placé en parallèle, auquel il faut rajouter à l'entrée et à la sortie des inverseurs d'impédances qui sont des lignes de $\lambda/4$ comme montré sur la figure suivante :

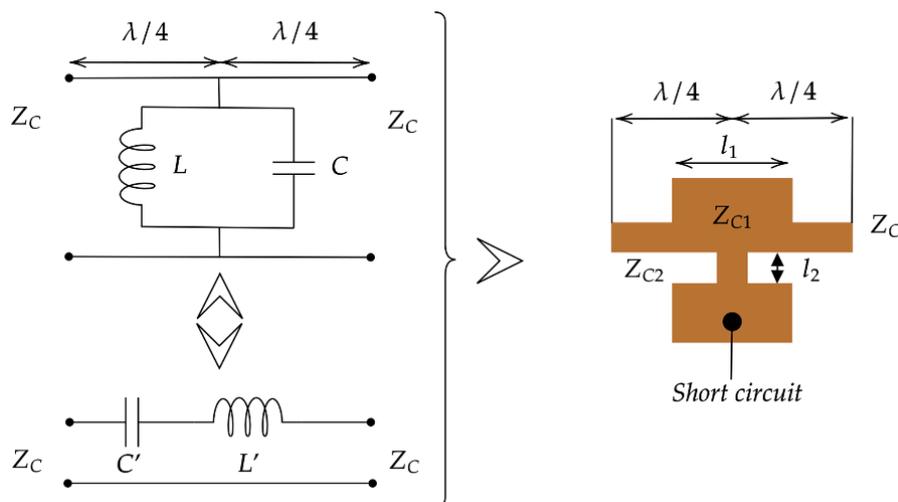


Figure II.9 : Circuit résonant série placé en série sur la ligne microruban

$$Z_c = \frac{1}{jC\omega}$$

$$Z_L = j\omega L$$

L'impédance du circuit parallèle LC s'écrit :

$$Z = \frac{Z_c Z_L}{Z_c + Z_L} \quad (\text{II .24})$$

$$\overline{Z}_L = \frac{j\omega L}{1 + (j\omega)^2 LC} \quad (\text{II .25})$$

En utilisant la formule d'inversion on obtient : $\overline{Z}_e = \frac{Z_c^2}{j\omega L} (1 + (j\omega)^2 LC)$

$$\overline{Z}_e = \frac{Z_c^2}{j\omega L} + Z_c^2 j\omega C$$

En identifiant $\overline{Z}_e = \frac{Z_c^2}{j\omega L} + Z_c^2 j\omega C = \frac{1}{jC'\omega} + jL'\omega$, on obtient $C' = \frac{L}{Z_c^2}$ et $L' = Z_c^2 C$ (II .26)

En posant $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (pulsation de résonance), on obtient une nouvelle écriture :

$$L\omega_0 = \frac{Z_c^2}{L'\omega_0} \quad \text{et} \quad C\omega_0 = \frac{Y_c^2}{C'\omega_0} \quad (\text{II .27})$$

avec ω_0 : pulsation de résonance

Z_c et Y_c : impédance et admittance caractéristiques du quart d'onde

- circuit résonant parallèle placé en série :

Pour réaliser un circuit résonant parallèle en série sur la ligne, et à cause de la très grande difficulté pour réaliser la capacité série, il faut transformer le circuit résonant cité en circuit résonant série, placé en parallèle, auquel il faut rajouter à l'entrée et à la sortie des inverseurs d'impédances qui sont des lignes de $\lambda/4$ comme montré sur la figure suivante :

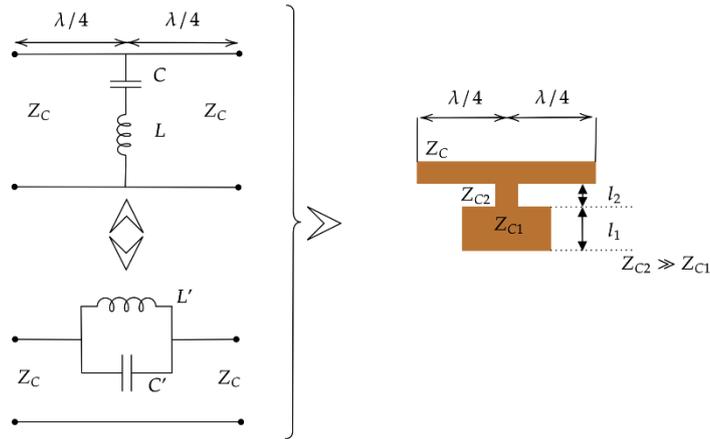


Figure II.10 : Circuit résonnant parallèle placé en série sur la ligne microruban

L'impédance du circuit série LC s'écrit :

$$\overline{Z}_L = \frac{1}{jC\omega} + jL\omega \quad (\text{II .28})$$

En utilisant la formule d'inversion on obtient : $\overline{Z}_e = \frac{Z_c^2}{\frac{1}{jC\omega} + jL\omega} = \frac{jC\omega Z_c^2}{1+(j\omega)^2 LC}$

En identifiant : $\overline{Z}_e = \frac{jC\omega Z_c^2}{1+(j\omega)^2 LC} = \frac{j\omega L'}{1+(j\omega)^2 L'C'}$ on obtient de même que précédemment :

$$C' = \frac{L}{Z_c^2} \text{ et } L' = Z_c^2 C$$

II.4 DISCONTINUITÉ DANS LES LIGNES MICRO-RUBANS : [31]

Des configurations de filtres pratiques telles que des coudes, des lacunes, des jonctions à saut d'impédance et des lignes ouvertes sont couramment utilisées dans la conception de filtres pratiques, ce qui entraîne des discontinuités dans les lignes microrubans. La **Figure II.11** décrit plus en détail certaines structures typiques ainsi que leurs circuits équivalents. En règle générale, les logiciels de modélisation électromagnétique (EM) permettent de prédire avec plus de précision les effets des discontinuités et de les prendre en compte dans la conception des filtres. Les logiciels de simulation EM sont un type de logiciels de simulation électromagnétique. Bien qu'elles ne soient plus valables, les équations des

modèles de circuits analogues de ces discontinuités restent précieuses lorsque la situation l'exige.

Cet ensemble d'expressions est couramment utilisé dans les logiciels d'analyse de circuits. En raison de la complexité de l'expression des discontinuités dans les lignes microruban, quelques exemples de discontinuités sont fournis ci-dessous pour votre commodité :

A .Pas dans la largeur (Steps in Width) :

La discontinuité du type « step » et son circuit électrique équivalent sont représentés à la figure Les équations donnant les valeurs des composants en schéma équivalent sont données par :

$$C = 0.00137h \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}}}{Z_{C1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\epsilon_{r1}+0.3}{\epsilon_{r1}-0.258}\right) \frac{W_1/h+0.264}{W_1/h+0.8} \quad e(p) \quad (II .29)$$

$$L_1 = \frac{L_{W1}}{L_{W1}+L_{W2}} L, L_2 = \frac{L_{W2}}{L_{W1}+L_{W2}} L \quad (II .30)$$

$$L_W = Z_c \sqrt{\epsilon_r} / c$$

$$L = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{C1}}{Z_{C2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}}\right)^2 \quad e(n) \quad (II .31)$$

Où L_W pour $i = 1,2$ sont les inductances par unité de longueur de la microbande appropriée, ayant des largeurs W_1 et W_2 , respectivement. Tandis que Z_c et ϵ_{r1} désignent l'impédance caractéristique et la constante diélectrique efficace correspondant à la largeur. C'est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, et h est l'épaisseur du substrat en micromètres.

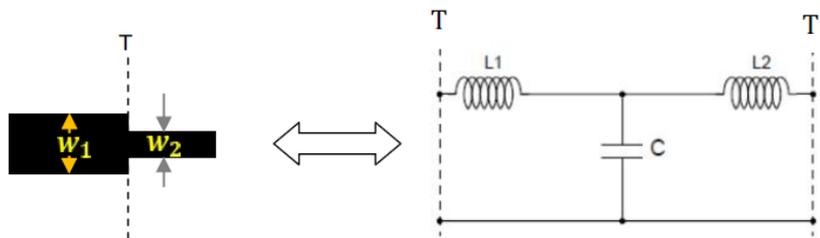


Figure II.11 .a : Discontinuité du type « Steps in Width » Pas dans la largeur et son schéma électrique équivalent

B. Extrémités ouvertes (Open Ends)

A l'extrémité ouverte d'une ligne micro ruban de largeur w , les champs ne s'arrêtent pas brutalement mais s'étendent légèrement plus loin à cause de l'effet du champ de franges.

Cet effet peut être modélisé, soit avec une capacité parallèle C_p ou équivalent avec une longueur équivalente de la ligne de transmission Δl , comme le montre la **Figure II.11.b**.

La longueur équivalente est généralement plus pratique pour la conception de filtre. Elle est donnée par :

$$\Delta l = \frac{cZ_0C_p}{\sqrt{\epsilon_r}} \tag{II .32}$$

Ou C est la vitesse de la lumière dans l'espace libre. L'expression fermée de $\Delta l / h$ est donnée par :

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \tag{II .33}$$

$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\epsilon_r^{0.8} + 0.2(W/h)^{0.8} + 0.2}{\epsilon_r^{0.8} - 0.189(W/h)^{0.8} + 0.87} \tag{II .34}$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(W/h)^{0.3}}{2.35\epsilon_r + 1}$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1}[0.084(W/h)^{1.9/\xi_2}]}{\epsilon_r^{0.9}} \tag{II .35}$$

$$\xi_4 = 1 + 0.037 \tan^{-1}[0.067(W/h)^{1.4}]\{6 - 5e \cdot [0.036(1 - \epsilon_r)]\} \tag{II .36}$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5 W/h) \tag{II .37}$$

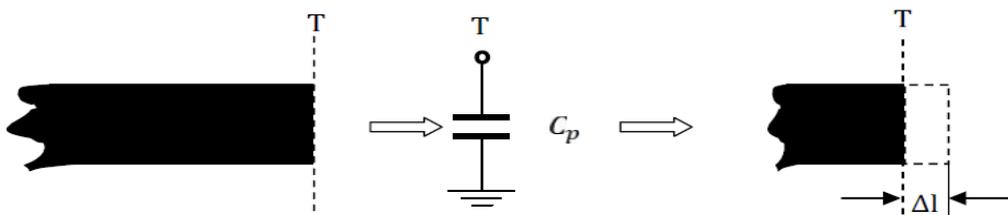


Figure II.11 .b: Discontinuité type (Open Ends) circuit ouvert et son schéma électrique équivalent

C. Coude (Bends)

Coudes à angle droit de micro ruban peuvent être modélisés par un réseau en T équivalent, comme le montre la **Figure II.11 .c**

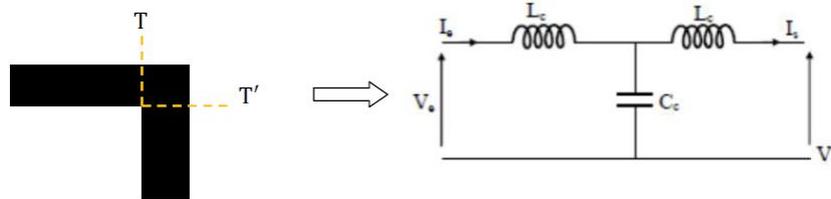


Figure II.11 .c: Discontinuité type coude (Bends) et son schéma électrique équivalent.

La capacité a été déterminée théoriquement par Silvester et Benedeck et l'inductance par Thomson et Gopinath. Gupta et Coll ont donné des formules définitives pour l'évaluation de la capacité du coude.

✓ Calcul de la capacité

$$\frac{C_c}{W} (\text{p/m}) = \begin{cases} \frac{(14\epsilon_r + 12.5)W/h - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{W/h} & \text{pour } W/h < 1 \\ (9.5\epsilon_r + 1.25)W/h + 5.2\epsilon_r + 7.0 & \text{pour } W/h > 1 \end{cases} \quad (\text{II .38})$$

✓ Calcul de l'inductance

$$\frac{L_c}{h} (\text{n/m}) = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right\} \quad (\text{II .39})$$

D. Lacunes (Gaps) :

Un écart micro ruban peut être représenté par un circuit équivalent, comme représenté sur la **Figure II.11.D**. Le shunt et des capacités en série C_p et C_g peuvent être déterminées par :

$$C_p = 0.5C_e \quad (\text{II .40})$$

$$C_g = 0.5C_0 - 0.25C_e \quad (\text{II .41})$$

Où :

$$\frac{C_0}{W}(p/m) = \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.8} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_0} \exp(k_0) \quad (\text{II .42})$$

$$\frac{C_e}{W}(p/m) = 12 \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.9} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_e} \exp(k_e) \quad (\text{II .43})$$

Avec :

$$m_0 = \frac{W}{h} [0.619 \log(W/h) - 0.3853] \quad \text{Pour } 0.1 \leq s/W \leq 1.0 \quad (\text{II .44})$$

$$k_0 = 4.26 - 1.453 \log(W/h)$$

$$m_e = 0.8675$$

$$\text{Pour } 0.1 \leq s/W \leq 0.3 \quad (\text{II .45})$$

$$k_e = 2.043 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.1}$$

$$m_e = \frac{1.565}{(W/h)^{0.1}} - 1$$

$$\text{Pour } 0.3 \leq s/W \leq 1.0 \quad (\text{II .46})$$

$$k_e = 1.97 - \frac{0.03}{W/h}$$

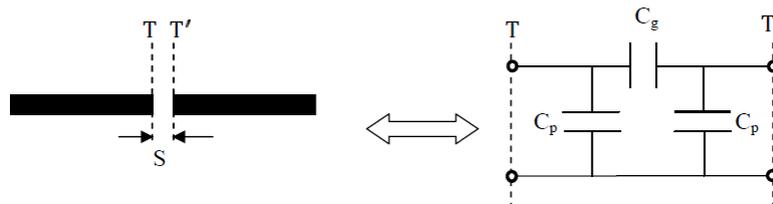


Figure II.11. D: Discontinuité type gap (Lacunes)et son circuit électrique équivalent

II.5 Aspects avantageux et défavorables :

- ✓ L'utilisation de la technologie microstrip permet de connecter facilement les pièces en série. La technique technologique de réalisation des circuits est simple et bien comprise par les participants. Cela ne pose pas de problème car les éléments peuvent être transférés sans difficulté, et les bibliothèques de modèles sont relativement bien fournies.
- ✓ Ils présentent divers avantages par rapport aux filtres classiques car leur technologie est issue de la technologie des circuits imprimés.
- ✓ Ces filtres offrent un certain nombre d'avantages par rapport aux filtres conventionnels, notamment un faible poids, un encombrement réduit, une conformabilité et la possibilité d'incorporer des circuits hyperfréquences dans la conception du filtre.
- ✓ En outre, en raison de la simplicité de leur conception structurelle, ce type de filtre se prête à une fabrication à faible coût. Il s'agit d'une caractéristique essentielle qui explique l'utilisation généralisée des filtres microrubans dans les applications de communication mobile.
- ✓ Les aspects de simplicité, de robustesse et de portabilité des filtres microrubans, ainsi que leur adaptation aux surfaces planes et non planes et leur faible coût constituent les principaux avantages de ce type de filtre.
- ✓ Toutefois, ces inconvénients sont les suivants :

Faible rendement, faible gain et faible efficacité.

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

II.5 CONCLUSION

Tout au long de ce chapitre, il a été étalé d'une façon exhaustive l'état actuel de l'art de la technologie microstrip, la mise en œuvre des éléments distribués pour la conception des filtre microondes à saut d'impédance qui sont employés dans le cadre de la conception et la fabrication de notre circuits diplexeur qui sera l'objet de notre prochain chapitre.

II.5 REFERENCES:

- [26] BOUSMAHA. M.A, Analyse et Conception de Nouvelles Structures de Filtres Larges Bandes pour des Applications en Télécommunications, Thèse de Magister Télécommunications et Informatique Spatiales, Université de Tlemcen, 2011.
- [27] Gardiol .F, Microstrip Circuits. New York: Wiley, 1994.
- [28] Paul Francois ,Microndes Tome1,lignes, guides et cavités ,cours et exercices , Combes, Dunod. Electronique appliquée aux hautes fréquences, principes et application par :Francois de Dieuleveult, Dunod.
- [29] D. M. Pozar, Microwave engineering, 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [30] G .Matthei,L .Young, EMT Jones, Microwave Filters, Impedance-matching networks and Coupling Structures' Réédition, octobre 1980.
- [31] Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, John Wiley & Sons, Inc. 2001

CHAPITRE III

LA CONCEPTION DES DIPLEXEURS

III.1 INTRODUCTION :

La conception de filtres est souvent séparée en deux étapes principales : la synthèse et la mise en œuvre technologique. La synthèse est la première de ces deux parties. La synthèse du filtre permet de déterminer la topologie du circuit de filtrage et de spécifier les valeurs (impédances, longueurs électriques) des éléments qui composent le filtre en fonction des caractéristiques électriques que l'on souhaite obtenir avec le circuit de filtrage (bande passante, fréquence, niveau de réjection, etc.). Cette étape sert de point de départ à la mise en place de solutions technologiques. En effet, le concepteur choisira la technique de mise en œuvre en fonction de la plage d'impédance qu'il est possible d'atteindre, de la faisabilité technologique et de la facilité avec laquelle la fonction peut être mise en œuvre, tant au niveau de la fonction elle-même que de l'intégration du système. Dans le cas où cette technologie serait imposée, certaines topologies seront interdites d'utilisation.

Le niveau d'intégration de ces circuits, ainsi que leurs performances électriques, qui comprennent le niveau des pertes, la sélectivité et la bande passante, sont les principales considérations dans le choix de la technique de conception appropriée. La technologie microruban continue d'être la plus utilisée parmi toutes les technologies de conception de filtres micro-ondes disponibles. En réalité, si on les compare à d'autres types de filtres, comme les filtres de volumique, les filtres microrubans sont des filtres extrêmement petits qui peuvent être facilement montés sur des substrats diélectriques, ce qui justifie leur petite taille et leur faible coût d'intégration.

Par ailleurs, l'utilisation de la technologie à saut d'impédance a simplifié la conception des circuits diplexeurs et a garanti une amélioration du niveau de réjection et une réduction du niveau des pertes d'insertion.

Dans ce chapitre, nous avons introduit dans un premier temps un aperçu général sur la théorie des filtre hyperfréquences, dans un second temps deux topologie de diplexeur microondes en technologie microstrip basé sur des filtres à saut d'impédance :

1-Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G :

-Un filtre coupe-bande dont la fréquence centrale est de 1,8 GHz.

-Un filtre coupe-bande dont la fréquence centrale est de 2,5 GHz.

2-Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G :

-Un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est de 1,8 GHz.

-Un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est de 2,5 GHz.

III .2 CATEGORIES DES FILTRES :

Il existe deux catégories de base de filtres, qui sont les suivantes :

- **Les filtres passifs**, qui sont composés d'éléments passifs tels que des selfs, des résistances et des condensateurs.

- **Les filtre actifs** :En plus des réseaux passifs et des éléments actifs, des filtres actifs sont également utilisés dans certaines applications (amplificateurs opérationnels, transistors, ...). Les filtres actifs ne sont pas très stables dans leur fonctionnement. Ainsi, une variation de la valeur d'un élément passif peut provoquer une oscillation dans l'ensemble.

Afin d'éviter une chute importante de la puissance transmise aux basses fréquences, les filtres passifs ne doivent pas être utilisés. Cela est dû à leur facteur de surtension, qui peut entraîner une réduction importante de la puissance transmise.

En revanche, lorsqu'ils fonctionnent à des fréquences élevées, ils sont plus performants car ils sont capables de transmettre la puissance avec peu d'atténuation et sont donc plus performants. Par conséquent, les filtres passifs sont nécessaires aux hautes fréquences, et en particulier aux micro-ondes.

III .3 L'APPLICATION DES FILTRES ELECTRIQUES :

Les filtres électriques ont une large gamme de fonctions, dont nous allons aborder quelques-unes ci-dessous :

- **Filtres de radiocommunication** : ils sont employés dans des récepteurs de haute qualité dans lesquels une bande de fréquence est sélectionnée par un filtre d'entrée, et les signaux dont les fréquences diffèrent de celles de la bande choisie sont éliminés.

- **Les filtres de modulation-démodulation** :Lorsque les signaux sont transmis, ils prennent presque toujours la forme d'une modulation d'une fréquence porteuse, qui est démodulée par des filtres de modulation-démodulation (modulation d'amplitude, de fréquence, de phase...).

Par conséquent, afin d'éviter l'encombrement du support de transmission, il est indispensable de maintenir la gamme des fréquences rayonnées aussi étroite que possible.

Le filtre de modulation est chargé de remplir cette fonction. Un filtre de modulation ne conservera que la bande de fréquences correspondant au signal émis à l'extrémité de réception, tout comme il le fait à l'extrémité d'émission.

-**Les filtres d'analyse spectrale** : Pour analyser un signal noyé dans le bruit, on utilise des filtres en peigne, qui ne sont rien d'autre qu'un ensemble de filtres qui éliminent du spectre du signal toutes les fréquences, sauf une très petite.

- **Filtres qui améliorent le rapport signal/bruit** : Si l'on connaît la gamme de fréquences d'un signal noyé dans le bruit, il est possible d'améliorer la qualité du signal en employant un filtre qui ne laisse passer que certaines fréquences. Par exemple, si le bruit a un spectre de fréquences bien défini, il est possible d'améliorer le rapport signal/bruit en supprimant une partie de la région indésirable.

Il existe de nombreux autres types d'opérations que les filtres peuvent effectuer, notamment dans les systèmes radar et micro-ondes.

Le filtrage est l'activité qui consiste à supprimer une fréquence ou une bande de fréquences ou, au contraire, à favoriser une fréquence ou une bande de fréquences. L'opération consistant à modifier les composantes spectrales d'un signal électrique est plus précisément définie comme suit :

Il existe quatre types de filtres, chacun se distinguant par le fait qu'il favorise ou défavorise les composantes spectrales d'un signal dans une bande de fréquences donnée.

a) **Filtre Passe-bas :**

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

b) **Filtre passe-haut :**

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

c) **Filtre passe-bande :**

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

Caractéristiques des filtres passe-bande :

- Fréquence centrale f_c : C'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du filtre est purement réelle. On l'appelle aussi la fréquence de résonance. La fréquence centrale est la moyenne géométrique des fréquences de coupure $f_c = \sqrt{f_{c1}f_{c2}}$ (II.13)
Pour un filtre passe-bande, l'amplitude de la fonction de transfert est maximale à la fréquence centrale.
- Largeur de bande β : C'est la largeur de la bande passante.
- Facteur de qualité Q : C'est le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de bande. Le facteur de qualité est une mesure de la largeur de la bande passante, indépendamment de la fréquence centrale.

d) **Filtre coupe-bande :**

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

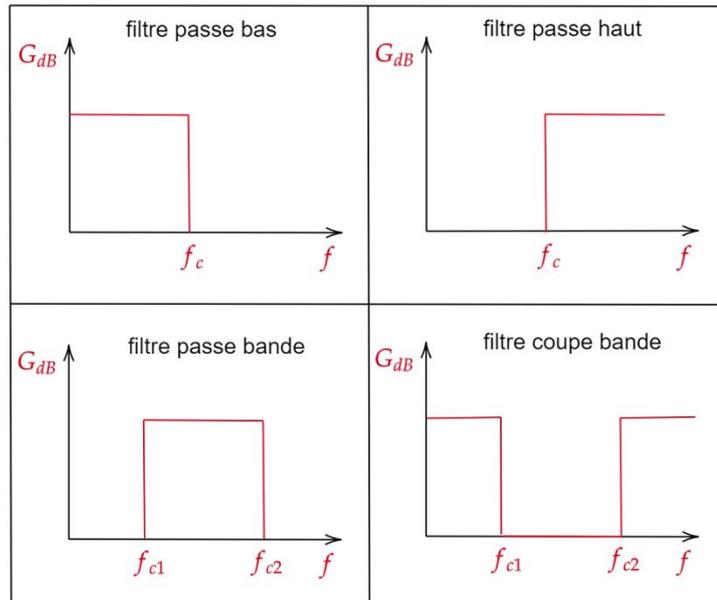


Figure III. 1: Différents types de filtres.

Suivant les valeurs de f_{c1} et f_{c2} , on peut déterminer quatre catégories de filtres. La **Figure III. 1** représente les variations du module $|G(dB)|$ de la transmittance du filtre idéal correspondant à chaque catégorie .

III .4 LES METHODES D'APPROXIMATION :

Le choix de la méthode dépendra du type de filtre qu'on veut réaliser où les paramètres phase et réponse en amplitude détermineront ce choix.

III .4.1 FILTRE DE BUTTERWORTH : [32]

Un filtre de Butterworth est un type de modèle conçu pour posséder un gain aussi constant que possible dans sa bande passante. Ces filtres sont nommés d'après l'ingénieur britannique Stephen Butterworth qui les a décrits pour la première fois. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$B(f) = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_c)^{2m}}} \tag{III -1}$$

m : est l'ordre du filtre et f_c est sa fréquence de coupure à -3dB.

La réponse en fréquence de ce filtre est illustre dans la **Figure III. 2**.

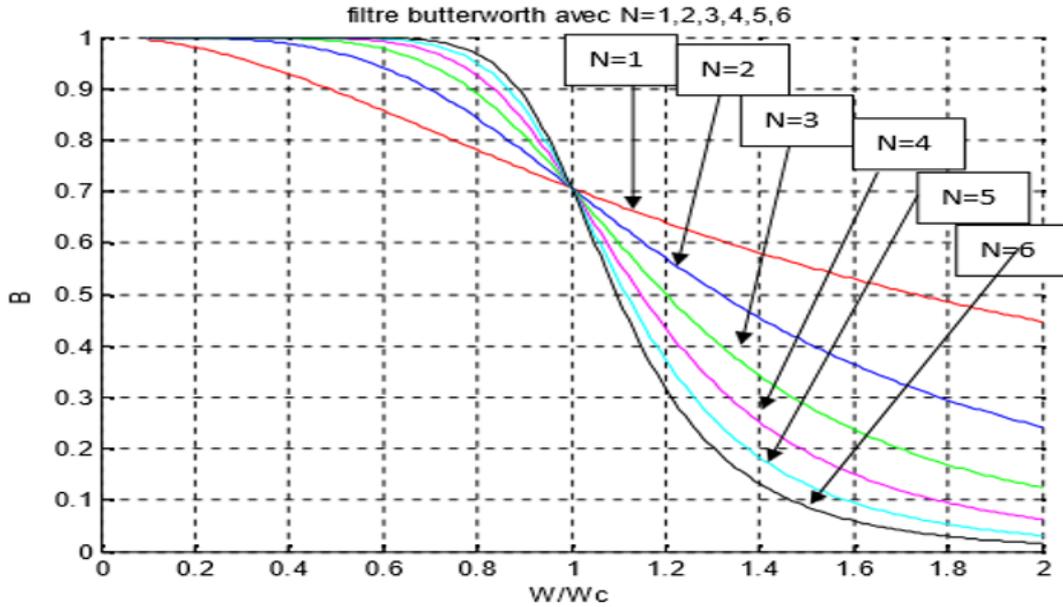


Figure III. 2: Réponse en fréquence d'un filtre passe bas de Butterworth

D'après **Figure III. 2** on remarque que plus le nombre d'ordre du filtre augmente plus on s'approche du cas idéal du filtre.

III .4.2 FILTRE DE TCHEBYCHEV :[33]

Les filtres de Tchebychev sont un type de filtre caractérisé par l'acceptation d'une ondulation en bande passante ou bien en bande atténuée. Dans le premier cas, ce sont des filtres de Tchebychev de type 1 ou directs, dans le second les filtres de Tchebychev sont du type 2.

La fonction de transfert de ce type de filtre est :

$$B(f) = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 C_m^2(f/f_c)}} \quad \text{(III-2)}$$

Avec m est ordre du filtre, ε est le coefficient de réglage de l'ondulation et $C_m(f/f_c)$ est la forme des fonctions solutions des polynômes de Tchebychev.

La réponse en fréquence de ce filtre est indiquée dans la **Figure III. 3**.

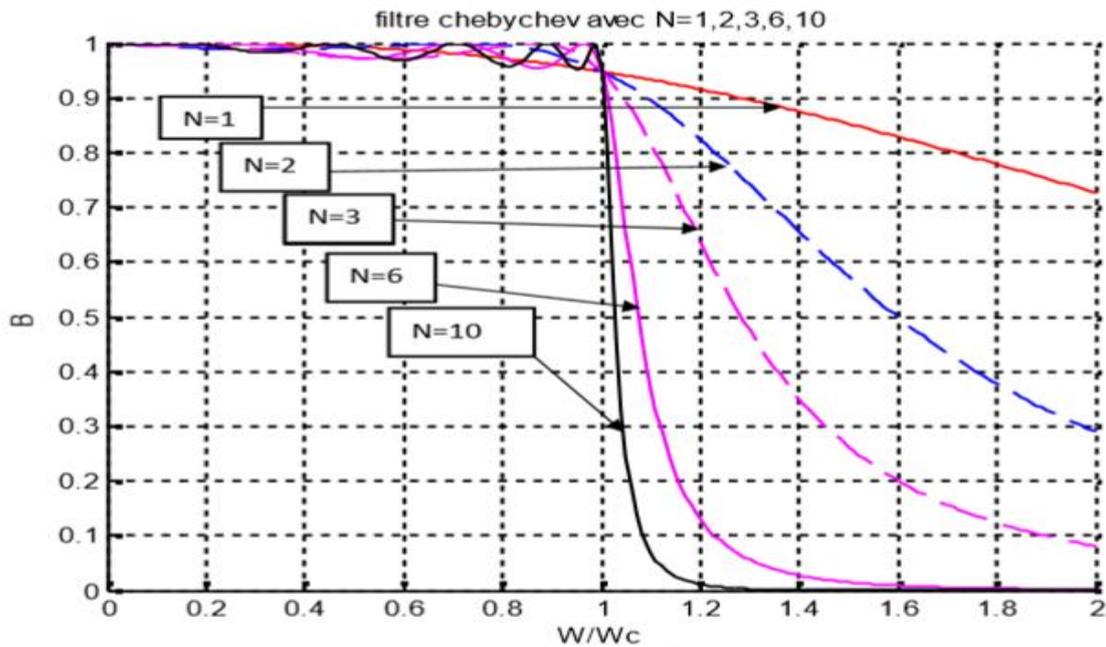


Figure III. 3: Réponse en fréquence d'un filtre passe bas de Tchebychev.

D'après la **Figure III. 3** on remarque que plus le nombre d'ordre du filtre augmente plus on s'approche du cas idéal du filtre mais avec une décente considérable par rapport à celle dans le cas du filtre Butterworth pour le même ordre du filtre à partir de $m=6$.

III .4.3: BESSEL :

Le filtre de Bessel a une courbe de phase quasiment linéaire mais une atténuation moins bonne après la fréquence de coupure comparativement à ceux de butterworth et Tchebycheff comme montré dans la figure suivante :

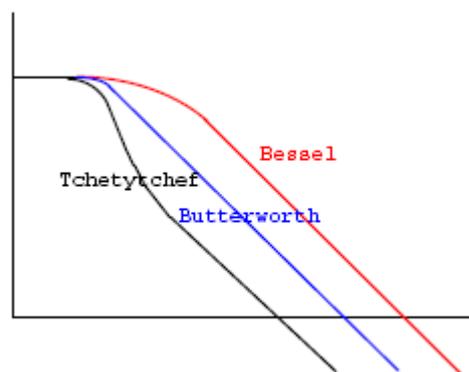


Figure III. 4 : Le filtre de Bessel

La phase est linéaire donc la fonction de transfert sera de la forme :

$$H(p) = Ae^{-p} \quad \text{avec} \quad e^{-p} = \frac{1}{\text{ch}(p) + \text{sh}(p)} \quad \text{sachant que} \quad \coth(p) = \frac{\text{ch}(p)}{\text{sh}(p)} = \frac{1 + \frac{p^2}{1.2} + \frac{p^4}{1.2.3.4} + \dots}{p + \frac{p^3}{1.2.3} + \frac{p^5}{1.2.3.4.5} + \dots}$$

$$= \frac{1}{p} + \frac{1}{\frac{3}{p} + \frac{1}{\frac{5}{p} + \frac{1}{\frac{7}{p} + \frac{1}{p \dots}}}}$$

et au 3ème ordre : $\coth(p) = \frac{\text{ch}(p)}{\text{sh}(p)} = \frac{6p^2 + 15}{p^3 + 15p}$ donc

$$e^{-p} = \frac{1}{\text{ch}(p) + \text{sh}(p)} = \frac{1}{p^3 + 15p + 6p^2 + 15}$$

A titre d'exemples, la fonctions de transfert du filtre de Bessel d'ordre 3 est comme suit :

$$H(p) = \frac{15}{p^3 + 6p^2 + 15p + 15} \quad \text{où} \quad A=15 \quad \text{pour assurer un gain unité pour } \omega=0 \quad (\text{en}$$

continu)

III .4.4. FILTRE DE CAUER (ELLIPTIQUE) [33] [34]

Les filtres qui présentent une ondulation à la fois en bande passante et en bande atténuée sont appelés les filtres elliptiques. La réponse en fréquence prototype d'un filtre elliptique passe bas est indiqué dans la **Figure III. 5**

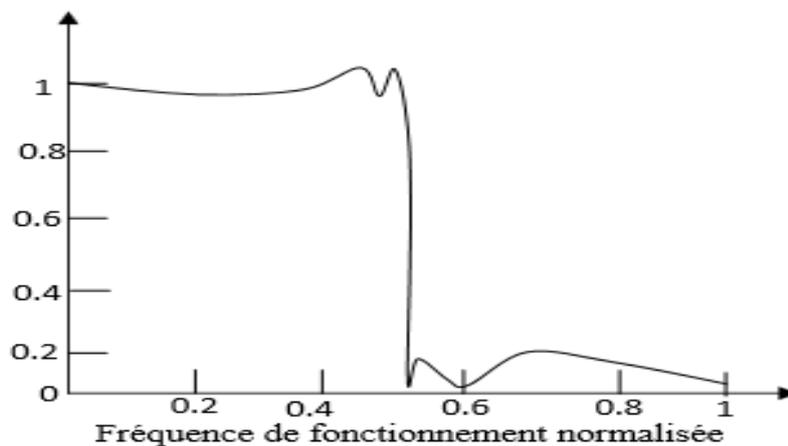


Figure III. 5 : Réponse en fréquence d'un filtre passe bas elliptique.

En comparant les courbes des trois filtres on remarque que, le filtre de Butterworth a une réjection plus faible qui implique d'utiliser un ordre plus important pour une implantation particulière. Son gain est en revanche nettement plus constant dans la bande passante.

Les filtres Tchebychev et elliptiques sont utilisés lorsqu'une transition raide est requise. Les filtres Tchebychev présentent une ondulation dans la bande passante au contraire des filtres Tchebychev inverse ou type 2 qui présentent une ondulation ou ripple dans la bande de

réjection. Les filtres elliptiques, malgré leur meilleure sélectivité, présentent une ondulation dans les deux bandes et sont souvent plus difficiles à régler.

III.5 CONCEPTION D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES COUPE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G :

Depuis sa création, l'industrie des télécommunications a subi une énorme transformation.

L'augmentation spectaculaire du nombre d'utilisateurs du spectre a alimenté la demande d'équipements de radiofréquence à faible coût, à la fois plus efficaces sur le plan électrique et extrêmement compacts.

Un type d'éléments de radiofréquence, les diplexeurs, sont fréquemment utilisés dans le module de transmission/réception des systèmes de télécommunications et prennent en charge plusieurs normes et services multiples tels que les réseaux multistandard. L'utilisation d'une seule antenne pour les deux transmissions (émission et réception) réduit la taille globale du système. Le but de cette recherche est d'étudier, de concevoir et de fabriquer de nouvelles structures de diplexeurs grâce à l'utilisation de la technologie planaire. L'objectif principal de cette recherche est d'améliorer les performances électriques des filtres et des diplexeurs tout en réduisant leur taille et leurs coûts de fabrication. Les résonateurs de microstrip peuvent aider.

Les résonateurs de microstrip ont été largement utilisés dans la fabrication d'un large éventail de circuits électroniques, dont beaucoup sont dédiés au processus de filtrage par micro-ondes. Les capacités électriques extraordinaires de ces résonateurs ont servi de base à la création d'une série de microstrip diplexeurs avec de bons niveaux de perte, une excellente isolation, une taille compacte et un faible coût.

L'étude empirique de plusieurs structures postulées en termes de circonstances de résonance a aidé à la dérivation de leurs modèles LC équivalents, ce qui était auparavant difficile. Grâce à cette recherche, il a été possible de décrire les phénomènes physiques de ces circuits et d'obtenir les caractéristiques électriques souhaitées. En outre, l'utilisation de filtres coupe-bande à saut d'impédance a simplifié la conception des circuits diplexeurs tout en garantissant un niveau de réjection plus élevé et une augmentation des pertes d'insertion. Cette méthode de construction a permis d'obtenir un niveau d'isolation relativement élevé et un facteur de forme global réduit.

De nombreux diplexeurs et filtres coupe-bande en microruban ont été proposés dans la littérature [35],[36],[37],[38].

Le résonateur de la ligne de transmission se trouve généralement dans la bande de fréquences des micro-ondes, et le résonateur à impédance uniforme (UIR) est largement utilisé pour concevoir un filtre en raison de sa structure simple et de sa conception facile.

Le résonateur à saut impédance (SIR) peut réduire la taille du filtre sans modifier le facteur de qualité. Par rapport à l'UIR, le SIR présente de nombreux avantages dans les différentes

formes de structure, la suppression des harmoniques, le contrôle des paramètres de conception et la réalisation de la miniaturisation. Les chercheurs S. Yamashita et M. Makimoto, du Japon, ont mené des recherches approfondies sur le SIR, à la fois en théorie et en ingénierie.

sur le SIR, tant sur le plan de la théorie que de l'application technique [39],[40]

Ce travail consiste en la conception d'un diplexeur micro-ondes compact en technologie microbande basé sur des filtres coupe-bande utilisant le SIR. Ce filtre peut fonctionner jusqu'à 20 GHz, et le choix des deux bandes de fréquences pour le diplexeur dépendra de l'utilisation pratique. Une réalisation pratique est possible, et la difficulté sera dans l'augmentation de la fréquence et le réglage de la sélectivité, qui dépendra beaucoup de la précision de la fabrication. Le but de ce travail est d'augmenter les performances des diplexeurs du point de vue des pertes d'insertion et de la sélectivité des bandes de fréquences. Pour cela, le choix du bon diélectrique est essentiel. Avant la fabrication, le diplexeur peut être développé théoriquement puis modélisé par le logiciel de simulation HFSS, acquis par notre laboratoire. Pour valider nos études, des mesures peuvent être effectuées grâce à l'analyseur de réseaux vectoriels dont dispose notre laboratoire. Plusieurs approches sont possibles pour la conception d'un diplexeur, mais trois d'entre elles sont fréquemment utilisées:

1. L'utilisation de deux filtres passe-bande avec des fréquences centrales différentes pour les deux canaux.
2. L'utilisation d'un filtre passe-bande sur un canal et d'un filtre coupe-bande sur l'autre canal.
3. L'utilisation de filtres coupe-bande avec des fréquences centrales différentes pour les deux canaux.

C'est le cas de notre travail, qui consiste à concevoir un diplexeur, qui a été utilisé dans la transmission et la réception des télécommunications 4G à partir d'un filtre utilisant un SIR :

(a) filtre coupe-bande fonctionnant à 2,5 GHz en fréquence centrale

(b) filtre coupe-bande fonctionnant à 1,8 GHz en fréquence centrale.

La structure de s'inversion d'impédance peut être utilisée pour construire les filtres coupe-bande à saut d'impédance. La technique à saut d'impédance est appelée filtres hi-Z et low-Z dans l'industrie. Ses performances électriques sont supérieures à celles d'autres solutions qui sont fréquemment utilisées pour filtrer les signaux hors bande, qui ne sont pas nécessaires. Les signaux sur un circuit imprimé (PCB) doivent être acheminés d'un point à un autre avec le moins de distorsion possible et la meilleure réponse de phase linéaire possible pour pouvoir être utilisés. On commence par déterminer le prototype de filtre passe-bas pour la conception de filtres à saut d'impédance. Tous les composants passe-bas, tels que les filtres coupe-bande, sont transmis au filtre proposé. L'efficacité des filtres peut être obtenue par la transformation de Richard.

Un condensateur série est plus délicat à réaliser. Une méthode consiste à couper la ligne à une très petite longueur (quelques micromètres à dix micromètres). Cependant, on se heurte à des problèmes de modélisation et problèmes de réalisation avec de très petites dimensions de fentes. Cette technique est donc peu utilisée.

Nous nous référons à une technique d'inversion d'impédance abordée plus loin. En raison de la grande difficulté de réalisation de la capacité série, il est nécessaire de transformer le circuit résonnant cité en un circuit résonant en série, placé en parallèle, auquel il faut ajouter à l'entrée et à la sortie des inverseurs d'impédance, qui sont des lignes de $\lambda/4$. Le filtre coupe bande à éléments localisés peut être transmis aux lignes de transmission. Un condensateur peut se rapprocher d'une ligne de transmission à faible impédance, et une inductance peut se rapprocher d'une ligne de transmission à haute impédance.

III.5.1 CONCEPTION DES FILTRES COUPE BANDE, FILTRES PASSE HAUT :

La méthodologie utilisée pour réaliser un filtre coupe-bande ou bien un filtre passe haut à saut d'impédance est de concevoir d'abord un filtre passe-bas ensuite faire les transpositions nécessaires pour passer au filtre coupe-bande ou bien filtre passe haut comme il va être expliqué dans ce qui suit. Les éléments nécessaires pour démarrer la conception de notre filtre sont principalement : la méthode d'approximation choisie, la fréquence de coupure pour le filtre passe-bas ainsi que l'atténuation souhaitée pour une fréquence loin de la coupure. En s'aidant des courbes et des tableaux donnés en annexe, il sera tiré l'ordre du filtre des courbes et les éléments normalisés correspondants des tableaux. L'étape suivante consiste à transformer le filtre passe-bas en filtre coupe-bande ou bien un filtre passe haut en faisant les transpositions nécessaires en s'aidant du tableau donné. Cette transposition consiste à remplacer les composants obtenus pour le filtre passe-bas par leurs équivalents pour le filtre coupe-bande ou bien un filtre passe haut . Pour cette dernière étape, il est nécessaire de définir la deuxième fréquence de coupure qui déterminera la bande passante.

A ce stade, le schéma électrique est fin prêt pour passer à la réalisation pratique

III.5.2 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICROSTRIP A SAUT D'IMPEDANCE A LA FREQUENCE CENTRALE 1.8 GHz

Caractéristiques du filtre coupe bande :

- Response Butterworth.
- Ondulation dans la bande $L_{AR}=3.01dB$
- Fréquence de coupure : **1.8GHz.**
- Fréquence de réjection : **5.4 GHz**
- Atténuation en dehors de la bande passante : **20dB.**
- Impédance d'entrée Z_0 : **50 Ω**

- Constant diélectrique : $\epsilon_r = 4.4$
- Hauteur du substrat diélectrique : **1.6 mm**
- Pertes diélectriques **$\tan \delta=0.02$** .
- Impédance caractéristique source/charge : $Z_0=50\Omega$
- L'impédance de ligne la plus élevée : $Z_{0L}=90\Omega$
- L'impédance de ligne la plus faible : $Z_{0C}=25 \Omega$
- Perte d'insertion (S_{21}) $\geq 20\text{dB}$ à **5,4 GHz**
- La synthèse de ce filtre donne un ordre $n=3$
- $\Omega_C=1$

Pour comprendre la démarche, on fera un exemple et on choisira le filtre passe bas de Butterworth dont on veut une fréquence de coupure de 1.8 GHz d'au moins 20 dB pour la fréquence de 5.4GHz ;ce filtre est alimenté par une source de résistance $R_0 = 50\Omega$ et fermé sur une résistance $R_L = 50\Omega$

Démarche :

Calculer $\frac{\omega}{\omega_c} - 1$ dans notre cas on trouve $\frac{\omega}{\omega_c} - 1 = \frac{5.4}{1.8} - 1 = 2$ (III-3)

A partir des courbe d'atténuation données en annexe (**Figure III. 6**) [41], l'atténuation d'au moins 20 dB Pour la fréquence normalisée de 2 ne pourra être obtenue que pour un filtre d'ordre 3

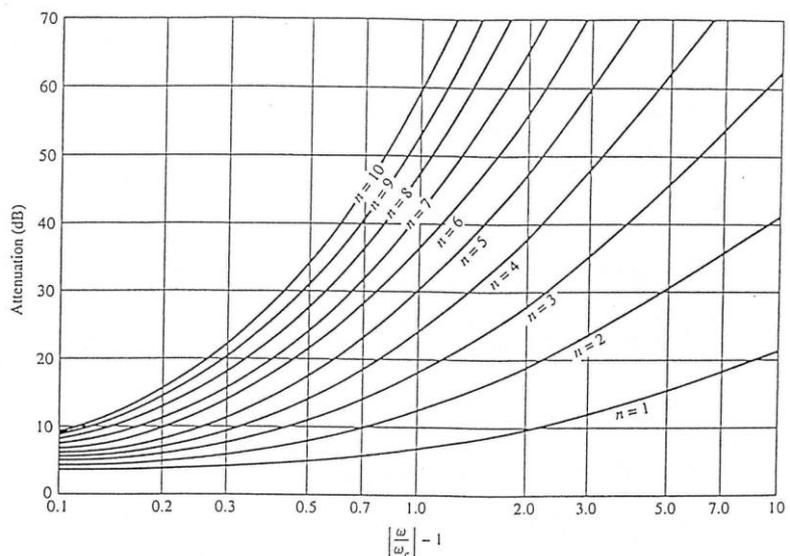


Figure III. 6 : Courbe d'atténuation en fonction de la fréquence normalisée $\frac{\omega}{\omega_c} - 1$ pour les filtres de butterworth de l'ordre 1 à l'ordre 10 (ω_c : pulsation de coupure)

A partir du tableau donné en annexe (tableau **III. 1**) [33], il sera deduit les composants normalisés pour l'ordre 5 qui sont :

$$g_1 = g_3 = 1.0000$$

$$g_2 = 2.0000$$

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

Tableau III. 1 Element values for butterworth lowpass filters $g_0=1.0, \Omega_C=1$,
 $L_{AR}=3.01dB$ at Ω_C

Il est noté que g_0 et g_4 (g_{n+1}) sont respectivement la résistance de la source et de l'impédance de charge normalisées et égales a 1

A partir des expressions de L et C données précédemment, on calculera ces éléments et un choix être fait d'abord pour avoir comme premier composant soit la capacité en shunt ou l'inductance en série ; pour notre exemple ce sera la capacité en shunt d'où :

$$L_n = \frac{R_0 g_n}{\omega_c} \tag{III-4}$$

$$C_n = \frac{g_n}{R_0 \omega_c} \tag{III-5}$$

Ou R_0 : résistance de la sortie de la source

ω_c : Pulsation de coupure

$$C_1 = C_3 = \frac{g_1}{R_0 \omega_c} = \frac{1.0000}{50 \cdot 2\pi \cdot 1.8 \cdot 10^9} = 1.76839 \cdot 10^{-12} = 1.76839 pF$$

$$L_2 = \frac{R_0 g_2}{\omega_c} = \frac{50 \cdot 2.0000}{2\pi \cdot 1.8 \cdot 10^9} = 8.84194 nH$$

Dessiner le schéma électrique équivalent :

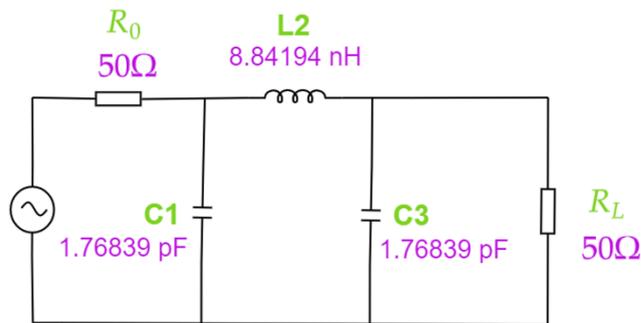


Figure III. 7: filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence coupure 1.8 GHz

Transformation du filtre passe bas en filtre coupe bande :[41]

Transposition de fréquence pour passer du prototype passe bas au filtre coupe bande en remplaçant les composants C et L calculés par leurs équivalents transposés

Low pass	Hight pass	Band pass	Band stop

Tableau III. 2 : Transposition de fréquence

Où ω_c : pulsation de coupure du filtre passe-bas

ω_0 : pulsation centrale du filtre passe-bande ou coupe-bande

ω_1 : pulsation inférieure de la bande du filtre passe-bande ou coupe-bande

ω_2 : pulsation supérieure de la bande du filtre passe-bande ou coupe-bande

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

Pour faire la transformation du filtre passe bas en filtre coupe bande, il faut remplacer chaque capacité en parallèle par une capacité et une self en série, et chaque self en série par

une capacité et une self en parallèle. Les valeurs des capacités C'_k et des inductances L'_k du filtre passe bande sont calculées en utilisant Tableau III. 2 [41]:

LC parallèle :

$$L'_k = \frac{g_k \cdot \Delta \cdot Z_0}{\omega_0} = \frac{\omega_c L_k \Delta}{\omega_0} \quad (\text{III-6})$$

$$C'_k = \frac{1}{g_k \cdot \Delta \cdot \omega_0 \cdot Z_0} = \frac{1}{\omega_0 \omega_c L_k \Delta} \quad (\text{III-7})$$

LC série :

$$L'_k = \frac{Z_0}{\omega_0 g_k \Delta} = \frac{1}{\omega_0 \omega_c C_k \Delta} \quad (\text{III-8})$$

$$C'_k = \frac{g_k \cdot \Delta}{\omega_0 \cdot Z_0} = \frac{\omega_c C_k \Delta}{\omega_0} \quad (\text{III-9})$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (\text{III-10})$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (\text{III-11})$$

$$\Delta = \frac{1.838 - 1.763}{1.8} = 0.042$$

Pour 2

$$L'_2 = \frac{g_1 \cdot \Delta \cdot Z_0}{\omega_0} = \frac{\omega_c L_2 \Delta}{\omega_0} = 8.84194 \cdot 10^{-9} \cdot 0.042 = 3.71361 \cdot 10^{-10} \text{ H}$$

$$L'_2 = 0.371361 \text{ nH}$$

$$C'_2 = \frac{1}{g_1 \cdot \Delta \cdot \omega_0 \cdot Z_0} = \frac{1}{\omega_0 \omega_c L_2 \Delta} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1.8^2 \cdot 10^{18} \cdot 8.84194 \cdot 10^{-9} \cdot 0.042}$$

$$C'_2 = 2.105224 \cdot 10^{-11} = 21.05224 \cdot 10^{-12} = 21.05224 \text{ pF}$$

Pour 1.3

$$L'_1 = L'_3 = \frac{Z_0}{\omega_0 g_1 \Delta} = \frac{1}{\omega_0 \omega_c C_1 \Delta} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1.8^2 \cdot 10^{18} \cdot 1.76839 \cdot 10^{-12} \cdot 0.042}$$

$$L'_1 = L'_3 = 1.052611 \cdot 10^{-7} = 105.2611 \cdot 10^{-9} = 105.2611 \text{ nH}$$

$$C'_1 = C'_3 = \frac{g_2 \cdot \Delta}{\omega_0 \cdot Z_0} = \frac{\omega_c C_1 \Delta}{\omega_0} = 1.76839 \cdot 10^{-12} \cdot 0.042 = 7.42724 \cdot 10^{-14} = 0.0742724 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$C'_1 = C'_3 = 0.0742724 \text{ pF}$$

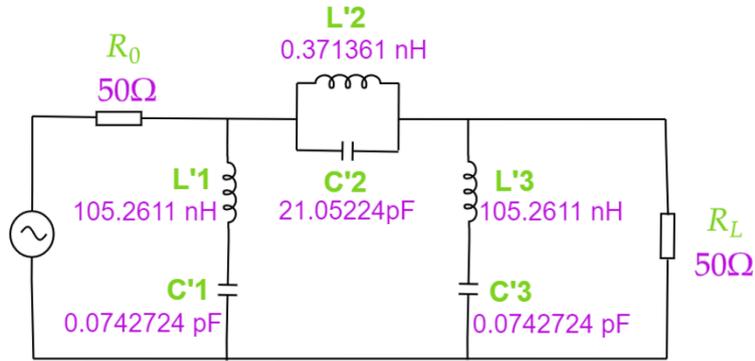


Figure III. 8: Filtre coupe bande à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.8 GHz

Pour réaliser un circuit résonnant parallèle en série sur la ligne, et à cause de la très grande difficulté pour réaliser la capacité série, il faut transformer le circuit résonnant cité en circuit résonnant série, placé en parallèle, auquel il faut rajouter à l'entrée et à la sortie des inverseurs d'impédances qui sont des lignes de $\lambda/4$ en utilisant l'équation (III-11) pour calculer les nouvelle capacité et inductance équivalent du circuit résonnant série, placé en parallèle :

$$C' = \frac{L}{Z_0^2} \text{ et } L' = Z_0^2 C \quad \text{(III-11)}$$

$$C_2 = \frac{0.371361 \cdot 10^{-9}}{50^2} = 0.148545 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{L'_2}{Z_0^2} = 0.148545 \text{ pF}$$

$$L_2 = 21.05224 \cdot 10^{-12} \cdot 50^2 = 52.63068 \text{ nH}$$

$$L_2 = C'_2 \cdot Z_0^2 = 52.63068 \text{ nH}$$

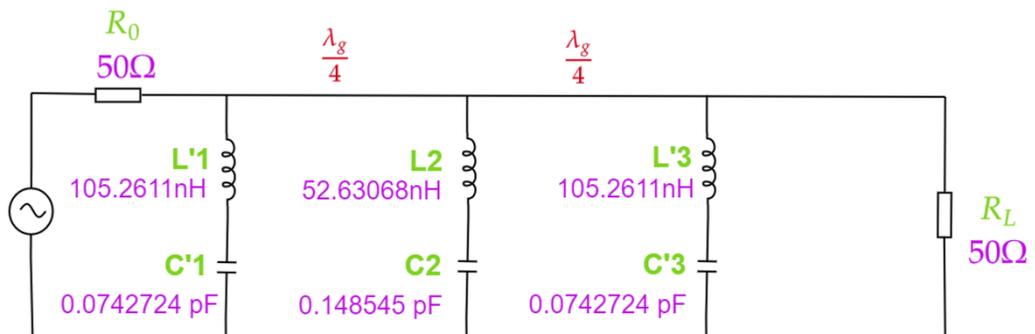


Figure III. 9 : Filtre coupe bande à éléments localisés d'ordre 3 a la fréquence centrale 1.8 GHz utilisant l'inversion d'impédance

Calculer des dimensions des tronçons de ligne microruban

Calcul des largeurs et longueurs physiques des tronçons des lignes inductives et capacitives et lignes 50 Ω [33] - [34]:

Pour pouvoir déterminer les longueurs des tronçons de lignes inductives et capacitives du filtre, il faut tenir compte de la contrainte suivant :

Pour raison pratique, il faudrait fixer les impédances caractéristiques ce qui permettra de déduire les largeurs W et les longueurs d'onde dans la ligne et dont leurs ordres de grandeur sont donnés par :

$$Z_{0C} < Z_0 (50 \Omega) \ll Z_{0L} \quad \text{où } Z_0 : \text{impédance d'entrée et de sortie du filtre}$$

Ces impédances caractéristiques sont soumises à des contraintes de fabrication des lignes où pour la capacité la ligne ne doit pas être trop large pour éviter l'apparition de résonances transverses aux plus hautes fréquences et pour l'inductance la ligne ne doit pas être trop étroite pour éviter les problèmes de fabrication.

Des valeurs qui peuvent être considérées comme raisonnables sont données :

- ligne capacitive : $Z_{0C}=25 \Omega$ (ligne pas trop large)
- ligne inductive : $Z_{0L}=90 \Omega$ (limite de fabrication pour ligne étroite)

Ainsi les longueurs physiques des tronçons des lignes inductives et capacitives sont respectivement calculées par les deux relations suivant :

$$L = \frac{Z_0 \tan \beta l_L}{\omega} \rightarrow \tan \beta l_L = \frac{\omega L}{Z_{0L}} \quad \text{(III-12)}$$

$$\beta l_L = \tan^{-1}(\beta l_L)$$

$$l_L = \lambda_{gL} \cdot \frac{\beta \cdot l_L}{360^\circ} \quad \text{(III-13)}$$

$$C = \frac{\tan \beta l_C}{Z_0 \omega} \rightarrow \tan \beta l = Z_0 \omega C \quad \text{(III-14)}$$

$$\beta l_C = \tan^{-1}(\beta l_C)$$

$$l_C = \lambda_{gC} \cdot \frac{\beta \cdot l_C}{360^\circ} \quad \text{(III-15)}$$

Ou λ_{gL} et λ_{gC} ont respectivement les longueurs d'ondes des tronçons de ligne inductif et capacitif calculées à la fréquence de coupure $f = f_c$

$$\lambda_{gL} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reL}}} \quad (\text{III-16})$$

$$\lambda_{gC} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reC}}} \quad (\text{III-17})$$

Il d'abord calculer la permittivité relatif ϵ_{re}

- Pour $W/h < 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad (\text{III-18})$$

ϵ_{re} tends vers ϵ_r quand W/h tend vers l'infini.

- Pour $W/h > 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} \right] \quad (\text{III-19})$$

Calcul de ϵ_{re} :

Donc il faut trouver d'abord le rapport W/h afin de calculer la permittivité relative.

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

- Pour $W/h < 2$, et $A > 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (\text{III-20})$$

Ou :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right] \quad (\text{III-21})$$

- Pour $W/h > 2$ et $A < 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (\text{III-22})$$

$$\text{Où : } B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III-23})$$

Calcul de ϵ_{re0}

Calcul de A :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right] \text{ pour } Z_c = Z_0 = R_1 = 50\Omega, \quad \epsilon_r = 4.4$$

$$A = \frac{50}{60} \left[\frac{4.4 + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{4.4 - 1}{4.4 + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{4.4} \right]$$

$$A = 0.833[2.7]^{0.5} + 0.63[0.23 + 0.025]$$

$$A = 1.37 + 0.161$$

$$A = 1.531 \leftrightarrow A > 1.52$$

$$\text{Donc : } \frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} = \frac{8 \exp(1.531)}{\exp(3.062) - 2} = \frac{36.98}{19.37} = 1.909$$

$$\mathbf{h = 1.6mm} \text{ et } \frac{W}{h} = 1.909 \rightarrow \begin{cases} W = W_0 = 1.909h = 3.054mm \\ \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$

$$W_0 = 3.054 \text{ mm}$$

$$\frac{W}{h} > 1 \rightarrow \epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right]$$

$$\epsilon_{re0} = \frac{1}{2}(4.4 + 1) + \frac{1}{2}(4.4 - 1)[(1 + 12 \times 0.524)^{-0.5}]$$

$$\epsilon_{re0} = \frac{1}{2}(5.4) + \frac{1}{2}3.4[(1 + 6.288)^{-0.5}]$$

$$\epsilon_{re0} = 2.7 + 1.7[(7.288)^{-0.5}]$$

$$\epsilon_{re0} = 2.7 + 0.63$$

$$\varepsilon_{re0} = 3.33$$

Calcul de ε_{reC}

On a : $Z_{cC} = 25\Omega$ et $\varepsilon_r = 4.4$

$$A = \frac{25}{60} \left[\frac{4.4 + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{4.4 - 1}{4.4 + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{4.4} \right]$$

$$A = 0.417[2.7]^{0.5} + 0.63[0.23 + 0.025]$$

$$A = 0.685 + 0.161$$

$$A = 0.846 \leftrightarrow A < 1.52 :$$

Calcul de B :

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{60\pi^2}{Z_{cC}\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{60 \times 3.14^2}{25 \times \sqrt{4.4}} = \frac{592.176}{52.44} = 11.292$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right]$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(11.292 - 1) - \ln(22.584 - 1) + \frac{4.4 - 1}{8.8} \left(\ln(11.292 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.4} \right) \right]$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{3.14} [(10.292) - (3.07) + 0.386(2.331 + 0.39 - 0.139)]$$

$$\frac{W}{h} = 5.232$$

$$h = 1.6\text{mm} \text{ et } \frac{W}{h} = 5.232 \rightarrow \begin{cases} W = W_1 = 5.232 h = 8.371 \text{ mm} \\ \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$

$$W_1 = W_{0C} = 8.371\text{mm}$$

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

$$\varepsilon_{reC} = \frac{1}{2}(4.4 + 1) + \frac{1}{2}(4.4 - 1) [(1 + 12 \times 0.191)^{-0.5}]$$

$$\varepsilon_{reC} = \frac{1}{2}(5.4) + \frac{1}{2}3.4[(1 + 2.292)^{-0.5}]$$

$$\varepsilon_{reC} = 2.7 + 1.7[(3.292)^{-0.5}]$$

$$\varepsilon_{reC} = 2.7 + 0.937$$

$$\varepsilon_{reC} = 3.637$$

Calcul de ε_{reL} :

Calcul de A :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right] \text{ pour } Z_c = Z_{cL}$$

$$\text{On a : } Z_{cL} = 90\Omega \text{ et } \varepsilon_r = 4.4$$

$$A = \frac{90}{60} \left[\frac{4.4 + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{4.4 - 1}{4.4 + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{4.4} \right]$$

$$A = 1.5[2.7]^{0.5} + 0.63[0.23 + 0.025]$$

$$A = 2.465 + 0.161$$

$$A = 2.626 \leftrightarrow A > 1.52$$

$$\text{Donc : } \frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} = \frac{8 \exp(2.626)}{\exp(5.252) - 2} = \frac{110.547}{188.948} = 0.585$$

$$\mathbf{h = 1.6mm} \text{ et } \frac{W}{h} = 0.585 \rightarrow \begin{cases} W = W_2 = 0.585h = 0.936mm \\ \frac{W}{h} < 1 \end{cases}$$

$$W_2 = W_{0L} = 0.936 \text{ mm}$$

$$\frac{W}{h} < 1 \rightarrow \varepsilon_{reL} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

$$\varepsilon_{reL} = \frac{1}{2}(4.4 + 1) + \frac{1}{2}(4.4 - 1) \left[(1 + 12 \times 1.709)^{-0.5} + 0.04(1 - 0.585)^2 \right]$$

$$\epsilon_{reL} = \frac{1}{2}(5.4) + \frac{1}{2}(3.4)[(1 + 20.508)^{-0.5} + 0.04(1 - 0.585)^2]$$

$$\epsilon_{reL} = 2.7 + 1.7[0.216 + 0.006889 +]$$

$$\epsilon_{reL} = 3.08$$

Ou ϵ_{re0} , ϵ_{reL} et ϵ_{reC} sont les permittivités effectives de chaque tronçon respectivement les longueurs d'ondes des tronçons de ligne micro ruban de 50Ω ou inductives ou capacitives.

Aussi les largeurs des lignes 50Ω et inductives et capacitives sont notée respectivement par W_0 , W_{0L} et W_{0C}

Calcul les longueurs physiques des tronçons des lignes inductives et capacitives:

Par la suite, il est nécessaire de remplacer les capacités et les inductances par des sections de lignes de transmission hautes et faible impédance. Pour cela on utilise ces équations suivantes : (III-12) , (III-13), (III-14) , (III-15), (III-16), (III-17) :

Calcul les longueurs des sections de lignes de transmission hautes impédance :

On a $\epsilon_{reL} = 3.08$, $f_c = 1.8\text{GHz}$, $Z_{0L} = 90 \Omega$

$$L'_1 = L'_3 = 105.2611 \text{ nH}$$

$$L_2 = 52.63068 \text{ nH}$$

$$\lambda_{gL} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reL}}} = 0.09497 \text{ m} = 94.97 \text{ mm}$$

$$L'_1 = \frac{Z_0 \tan \beta l_{L'_1}}{\omega} \rightarrow \tan \beta l_{L'_1} = \frac{\omega \cdot L'_1}{Z_{0L}} = \frac{2\pi \cdot 1.8 \cdot 10^9 \cdot 105.2611 \cdot 10^{-9}}{90} = 13.23$$

$$\beta l_{L'_1} = \tan^{-1}(\beta l_{L'_1}) = \tan^{-1}(13.23) = 85.68^\circ$$

$$l_{L'_1} = \lambda_{gL} \cdot \frac{\beta \cdot l_{L'_1}}{360^\circ} = 0.09497 \cdot \frac{85.68^\circ}{360^\circ} = 0.022602 \text{ m} = 22.602 \text{ mm}$$

$$l_{L'_1} = l_{L'_3} = 22.602 \text{ mm}$$

$$L_2 = \frac{Z_0 \tan \beta l_{L_2}}{\omega} \rightarrow \tan \beta l_{L_2} = \frac{\omega \cdot L_2}{Z_{0L}} = \frac{2\pi \cdot 1.8 \cdot 10^9 \cdot 52.63068 \cdot 10^{-9}}{90} = 6.61$$

$$\beta l_{L_2} = \tan^{-1}(\beta l_{L_2}) = \tan^{-1}(6.61) = 81.40^\circ$$

$$l_{L_2} = \lambda_{gL} \cdot \frac{\beta \cdot l_{L_2}}{360^\circ} = 0.09497 \cdot \frac{81.40^\circ}{360^\circ} = 0.021474 \text{ m} = 21.474 \text{ mm}$$

$$l_{L_2} = 21.474 \text{ mm}$$

Calcul les longueurs des sections de lignes de transmission faible impédance :

$$\text{On a: } \epsilon_{rec} = 3.637, f_c = 1.8 \text{ GHz}, Z_{0C} = 25 \Omega$$

$$C'_1 = C'_3 = 0.0742724 \text{ pF}$$

$$C_2 = 0.148545 \text{ pF}$$

$$\lambda_{gC} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{rec}}} = \frac{3 \times 10^8}{1.8 \times 10^9 \sqrt{3.637}} = 0.087393 \text{ m} = 87.393 \text{ mm}$$

$$C'_1 = \frac{\tan \beta l_{C'_1}}{Z_0 \omega} \rightarrow \tan \beta l_{C'_1} = Z_0 \omega C'_1 = 25 \cdot 2\pi \cdot 1.8 \cdot 10^9 \cdot 0.0742724 \cdot 10^{-12} = 0.021$$

$$\beta l_{C'_1} = \tan^{-1}(\beta l_{C'_1}) = \tan^{-1}(0.021) = 1.20^\circ$$

$$l_{C'_1} = \lambda_{gC} \cdot \frac{\beta l_{C'_1}}{360^\circ} = 0.087393 \cdot \frac{1.20^\circ}{360^\circ} = 2.9205 \cdot 10^{-4} \text{ m} = 0.29205 \text{ mm}$$

$$l_{C'_1} = l_{C'_3} = 0.29205 \text{ mm}$$

$$C_2 = \frac{\tan \beta l_{C_2}}{Z_0 \omega} \rightarrow \tan \beta l_{C_2} = Z_0 \omega C_2 = 25 \cdot 2\pi \cdot 1.8 \cdot 10^9 \cdot 0.148545 \cdot 10^{-12} = 0.042$$

$$\beta l_{C_2} = \tan^{-1}(\beta l_{C_2}) = \tan^{-1}(0.042) = 2.41^\circ$$

$$l_{C_2} = \lambda_{gC} \cdot \frac{\beta l_{C_2}}{360^\circ} = 0.087393 \cdot \frac{2.41^\circ}{360^\circ} = 5.838 \cdot 10^{-4} \text{ m} = 0.5838 \text{ mm}$$

$$l_{C_2} = 0.5838 \text{ mm}$$

Dimension	valeur
Largeurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$W_0 = 3.054$ $W_{0L} = 0.936$ $W_{0C} = 8.371$
L'impédances caractéristique en Ohm	$Z_0 = 50$ $Z_{0L} = 90$ $Z_{0C} = 25$
Permittivités effectives	$\epsilon_{re0} = 3.33$ $\epsilon_{reL} = 3.08$ $\epsilon_{reC} = 3.637$
longueurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$\frac{\lambda_g}{4} = 22.88$ $l_{L'_1} = l_{L'_3} = 22.602$ $l_{C'_1} = l_{C'_3} = 0.29205$ $l_{L_2} = 21.474$ $l_{C_2} = 0.5838$

Tableau III. 3. Les dimensions du filtre coupe bande à saut d'impédance d'ordre N= 3

III.5.3 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICROONDE MICROSTRIP A SAUT D'IMPEDANCE A LA FREQUENCE 2.5 GHz :

Caractéristiques du filtre coupe bande :

- Response Butterworth.
- Ondulation dans la bande $L_{AR}=3.01dB$
- Fréquence de coupure : **2.5GHz.**
- Fréquence de réjection : **5 GHz**
- Atténuation en dehors de la bande passante : **25dB.**
- Impédance d'entrée Z_0 : **50Ω**
- Constant diélectrique : $\epsilon_r = 4.4$
- Hauteur du substrat diélectrique : **1.6 mm**
- pertes diélectriques $\tan \delta=0.02.$
- impédance caractéristique source/charge : **$Z_0=50\Omega$**
- L'impédance de ligne la plus élevée : **$Z_{0L}=90\Omega$**
- L'impédance de ligne la plus faible : **$Z_{0C}=25 \Omega$**
- Perte d'insertion (S_{21}) $\geq 20dB$ à **5 GHz**
- La synthèse de ce filtre donne un ordre $n=5$
- **$\Omega_C=1$**

Pour comprendre la démarche, on fera un exemple et on choisira le filtre passe bas de Butterworth dont on veut une fréquence de coupure de 2.5 GHz d'au moins 25 dB pour la fréquence de 5GHz ;ce filtre est alimenté par une source de résistance $R_0 = 50\Omega$ et fermé sur une résistance $R_L = 50\Omega$

Démarche :

Calculer $\frac{\omega}{\omega_c} - 1$ dans notre cas on trouve $\frac{\omega}{\omega_c} - 1 = \frac{5}{2.5} - 1 = 1$ (III-24)

A partir des courbe d'atténuation données en annexe (**Figure III. 6**) [41], l'atténuation d'au moins 25 dB pour la fréquence normalisée de 1 ne pourra être obtenue que pour un filtre d'ordre 5

A partir du tableau donné en annexe (**Tableau III. 1**) [33], il sera déduit les composants normalisés pour l'ordre 5 qui sont :

$$g_1 = g_5 = 0.6180$$

$$g_2 = g_4 = 1.6180$$

$$g_3 = 2$$

Il est noté que g_0 et g_6 (g_{n+1}) sont respectivement la résistance de la source et de l'impédance de charge normalisées et égales à 1

A partir des expressions de L et C données précédemment, on calculera ces éléments et un choix être fait d'abord pour avoir comme premier composant soit la capacité en shunt ou l'inductance en série ; pour notre exemple ce sera la capacité d'où :

$$C_1 = C_5 = \frac{g_1}{R_0 \omega_c} = \frac{0.6180}{50 \cdot 2\pi \cdot 2.5 \cdot 10^9} = 7.86862 \cdot 10^{-13} = 0.78686 \cdot 10^{-12} = 0.78686 \text{ pF}$$

$$C_3 = \frac{g_3}{R_0 \omega_c} = \frac{2}{50 \cdot 2\pi \cdot 2.5 \cdot 10^9} = 2.54648 \cdot 10^{-12} = 2.54648 \text{ pF}$$

$$L_2 = L_4 = \frac{R_0 g_2}{\omega_c} = \frac{50 \cdot 1.6180}{2\pi \cdot 2.5 \cdot 10^9} = 5.15025 \text{ nH}$$

Dessiner le schéma électrique équivalent :

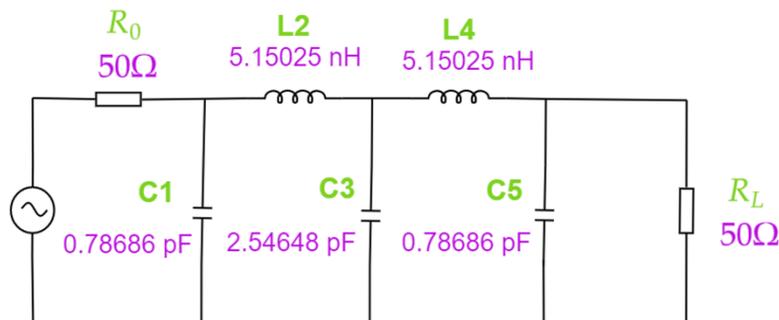


Figure III. 10 : filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 5 à la fréquence coupure 2.5 GHz

Transposition de fréquence pour passer du prototype passe bas au filtre coupe bande en remplaçant les composants C et L calculés par leurs équivalents transposés en utilisant le Tableau **III. 2**

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

$$\Delta = \frac{2.6 - 2.41}{2.5} = 0.076$$

Pour 1,3,5 :

$$L'_1 = L'_5 = \frac{Z_0}{\omega_0 g_1 \Delta} = \frac{1}{\omega_0 \omega_c C_1 \Delta} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 2.5^2 \cdot 10^{18} \cdot 0.78686 \cdot 10^{-12} \cdot 0.076}$$

$$L'_1 = L'_5 = 6.777183 \cdot 10^{-8} = 67.77183 \cdot 10^{-9} = 67.77183 nH$$

$$C'_1 = C'_5 = \frac{g_1 \cdot \Delta}{\omega_0 \cdot Z_0} = \frac{\omega_c C_1 \Delta}{\omega_0} = 0.78686 \cdot 10^{-12} \cdot 0.076 = 5.98014 \cdot 10^{-14} = 0.0598014 \cdot 10^{-12} F$$

$$C'_1 = C'_5 = 0.0598014 pF$$

$$L'_3 = \frac{Z_0}{\omega_0 g_3 \Delta} = \frac{1}{\omega_0 \omega_c C_3 \Delta} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 2.5^2 \cdot 10^{18} \cdot 2.54648 \cdot 10^{-12} \cdot 0.076}$$

$$L'_3 = 2.094143 \cdot 10^{-8} = 20.94143 \cdot 10^{-9} = 20.94143 nH$$

$$C'_3 = \frac{g_3 \cdot \Delta}{\omega_0 \cdot Z_0} = \frac{\omega_c C_3 \Delta}{\omega_0} = 2.54648 \cdot 10^{-12} \cdot 0.076 = 1.935325 \cdot 10^{-13} = 0.1935325 \cdot 10^{-12} F$$

$$C'_3 = 0.1935325 pF$$

Pour 2,4

$$L'_2 = L'_4 = \frac{g_2 \cdot \Delta \cdot Z_0}{\omega_0} = \frac{\omega_c L_2 \Delta}{\omega_0} = 5.15025 \cdot 10^{-9} \cdot 0.076 = 3.9142 \cdot 10^{-10} H$$

$$L'_2 = L'_4 = 0.39142 \cdot 10^{-9} = 0.39142 H$$

$$C'_2 = C'_4 = \frac{1}{g_2 \cdot \Delta \cdot \omega_0 \cdot Z_0} = \frac{1}{\omega_0 \omega_c L_2 \Delta} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 2.5^2 \cdot 10^{18} \cdot 5.15025 \cdot 10^{-9} \cdot 0.076}$$

$$C'_2 = C'_4 = 1.035424 \cdot 10^{-11} = 10.35424 \cdot 10^{-12} = 10.35424 pF$$

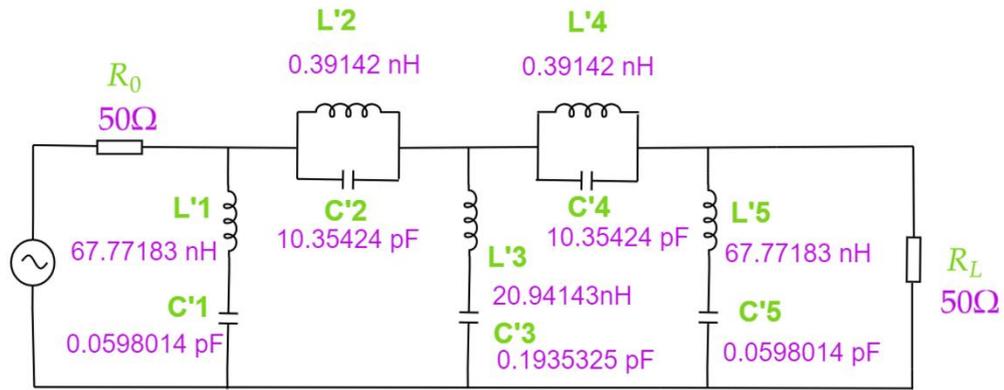


Figure III. 11 : Filtre coupe bande à éléments localisés d'ordre 5 à la fréquence centrale 2.5 GHz

En basant sur la technique d'inversion d'impédance cité précédemment et en utilisant l'équation (III-11) pour calculer les nouvelles capacité et inductances équivalent du circuit résonant série, placé en parallèle

$$C' = \frac{L}{Z_0^2} \text{ and } L' = Z_0^2 C$$

$$C_2 = \frac{L'_2}{Z_0^2} = 0.156568 \text{ pF}$$

$$L_2 = C'_2 \cdot Z_0^2 = 25.88554 \text{ nH}$$

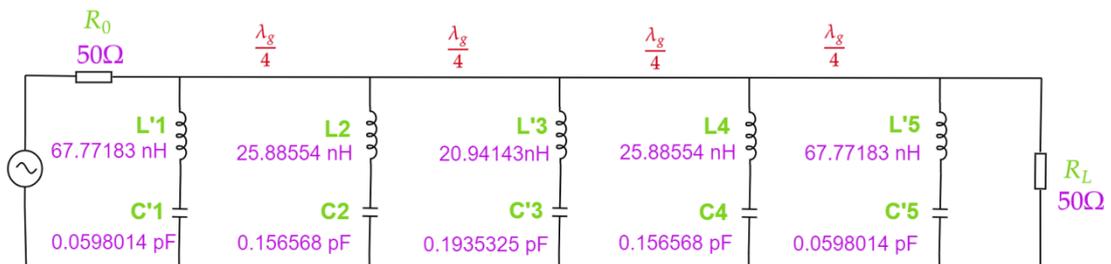


Figure III. 12 : Filtre coupe bande à éléments localisés d'ordre 5 à la fréquence centrale 2.5 GHz utilisant l'inversion d'impédance

Calculer des dimensions des tronçons de ligne microruban [33]-[34]

Dimension	valeur
Largeurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$W_0 = 3.054$ $W_{0L} = 0.936$ $W_{0C} = 8.371$
L'impédances caractéristique en Ohm	$Z_0 = 50$ $Z_{0L} = 90$ $Z_{0C} = 25$
Permittivités effectives	$\epsilon_{re0} = 3.33$ $\epsilon_{reL} = 3.08$ $\epsilon_{reC} = 3.637$
longueurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$\frac{\lambda_g}{4} = 16.44$ $l_{L'_1} = l_{L'_5} = 16.177$ $l_{C'_1} = l_{C'_5} = 0.2351$ $l_{L'_2} = l_{L'_4} = 14.724$ $l_{C'_2} = l_{C'_4} = 0.6149$ $l_{L'_3} = 14.189$ $l_{C'_3} = 0.7596$

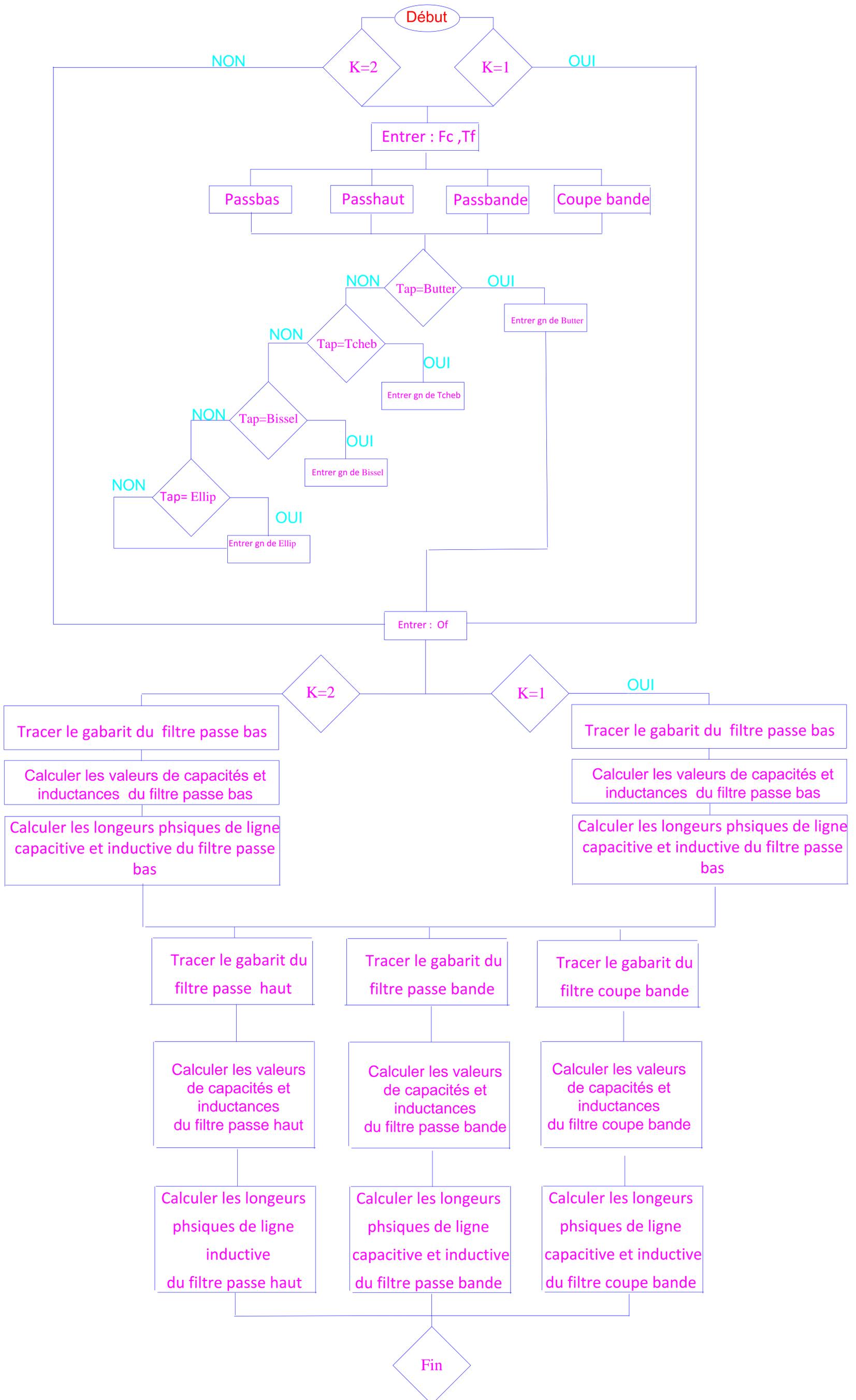
Tableau III. 4. Les dimensions du filtre coupe bande à saut d'impédance d'ordre N= 5

III.5.4: CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICRO-ONDE EN TECHNOLOGIE PLANAIRE SOUS MATLAB :

III.5.4.1 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICROONDE MICROSTRIP A SAUT D'IMPEDANCE A LA FREQUENCE 1.8 GHz EN UTILISANT MATLAB :

Cette partie du chapitre contient le programme qui a été fait pour la conception du filtre coupe bande à saut d'impédance en technologie micro-ruban. Ce programme nous sert pour effectuer tous les calculs nécessaires dans la conception du filtre passe bas et sa transformation en filtre coupe bande, ainsi que pour calculer les longueurs de chaque composant

Organigramme :



La signification de chaque lettre :

K : position du premier composant :

Si **K=1** : capacité en parallèle, sinon (**K=2**) : inductance en série.

Fc : la fréquence de coupure.

Tf : type de filtre $\Leftrightarrow 4$: filtre Coupe-bande

Tap : type d'approximation (**1** : **Butterworth**, **2** : **Chebyshev**, **3** : **Bessel**, **4** : **elliptique**).

Of : ordre de filtre.

v_L, v_C : sont les valeurs des capacités et des inductances du filtre passe bas.

Lon_L et Lon_C : sont les longueurs physiques des lignes capacitives et inductives.

Lcb_{24} et Lcb_{135} , Ccb_{24} Ccb_{135} : sont **les valeurs des capacités et des inductances du filtre Coupe bande**.

Lcb_{I24} , Ccb_{I24} : **Les nouvelle capacité et inductance en séries placées en parallèles en utilisant la technique d'inversion d'impédance :**

$Lon_{LLcbI24}$ et $Lon_{LCcbI24}$, $Lon_{LCcb135}$, $Lon_{LLcb135}$: sont **les longueurs physiques des lignes capacitives et inductives du filtre coupe bande**

Etapes conception :

Etape 1 :

Dans cet étape on définit les éléments suivants

- Type de filtre : filtre coupe bande
- Constant diélectrique : $\epsilon_r = 4.4$
- Type d'approximation : **Butterworth**
- Fréquence de coupure 1.8GHz
- L'ordre de filtre 3
- Définir les valeurs des composants normalisés g_n correspondant au filtre passe-bas (**Butterworth**) d'ordre 3 :
 - $g_1 = g_3 = 1, g_2 = 2$

Etape 2 :

Donner le traçage su filtre passe d'ordre 3 à une fréquence de coupure égale à 1.8 GHz

CHAPITRE III : La conception des diplexeurs

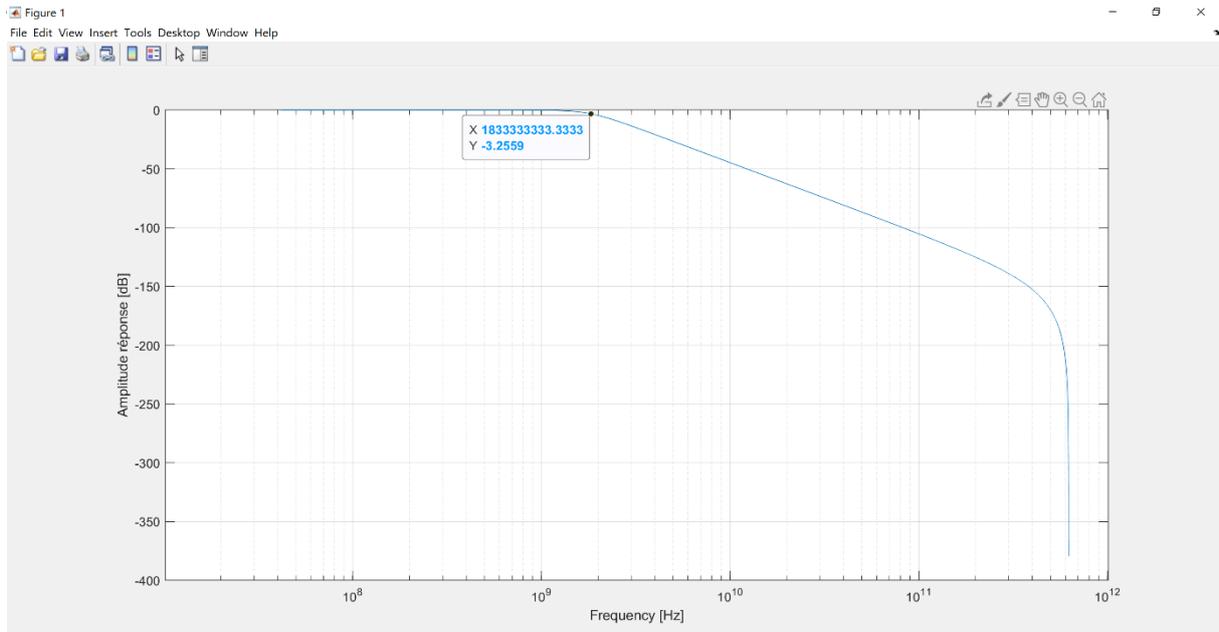


Figure III. 13 : Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.8 GHz avec MATLAB .

Etape 3 :

- donner valeur de f_1 **1.763e9**
- donner valeur de f_2 **1.838e9**

Définir les valeurs suivantes :

C : la vitesse de la lumière : **$3 \cdot 10^8$** .

$Z_{0L} = 90$.

$Z_{0C} = 25$.

$\epsilon_{reL} = \epsilon_{sefl} = 3.08$

$\epsilon_{reC} = \epsilon_{sefc} = 3.637$

$$\lambda_{dgl} = \lambda_{gL} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reL}}}$$

$$\lambda_{dagc} = \lambda_{gC} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reC}}}$$

Etape 4 :

Définir les valeurs des composants normalisés g_n correspondant au filtre passe-bas (**Butterworth**) d'ordre 3 :

$$g_1 = g_3 = 1, g_2 = 2,$$

Etape 5 :

Calculer les valeurs des capacités et des inductances et leurs longueurs correspondant au filtre coupe bande

Calculer les valeurs des capacités parallèles et des inductances série

Inductance en série:

$$L_{cb24} = 3.6841e-10 \text{ H}$$

$$L_{cb135} = 1.0610e-07 \text{ H}$$

Capacités parallèles :

$$C_{cb24} = 2.1221e-11 \text{ F}$$

$$C_{cb135} = 7.3683e-14 \text{ F}$$

Les nouvelles capacités et inductances en séries placées en parallèles en utilisant la technique d'inversion d'impédance :

Inductance :

$$L_{cbI24} = 5.3052e-08 \text{ H}$$

Capacité:

$$C_{cbI24} = 1.4737e-13 \text{ F}$$

Calculer les longueurs physiques des lignes capacitives et inductives correspondant à ce filtre coupe-bande.

$$\beta_{LLcbI24} = 81.4692 \text{ degree}$$

$$L_{onLLcbI24} = 21.4914 \text{ mm} \quad \text{longueur électrique du tronçon de ligne inductive}$$

$$\beta_{LCcbI24} = 2.3859 \text{ degree}$$

$$L_{CcbI24} = 5.7921e-04 \text{ m}$$

$$L_{onLCcbI24} = 0.5792 \text{ mm} \quad \text{longueur électrique du tronçon de ligne capacitive}$$

$$\beta_{LCcb135} = 1.1935 \text{ degree}$$

$$L_{Ccb135} = 2.8973e-04 \text{ m}$$

$$L_{onLCcb135} = 0.2897 \text{ mm} \quad \text{longueur électrique du tronçon de ligne capacitive}$$

$$\beta_{LLcb135} = 85.7108 \text{ degree}$$

$$L_{LLcb135} = 0.0226 \text{ m}$$

LonLLcb135 = 22.6103 mm **longueur électrique du tronçon de ligne inductive**

Etape 6:

Donner le traçage su filtre coupe bande d'ordre 3 à une fréquence de coupure égale à 1.8 GHz

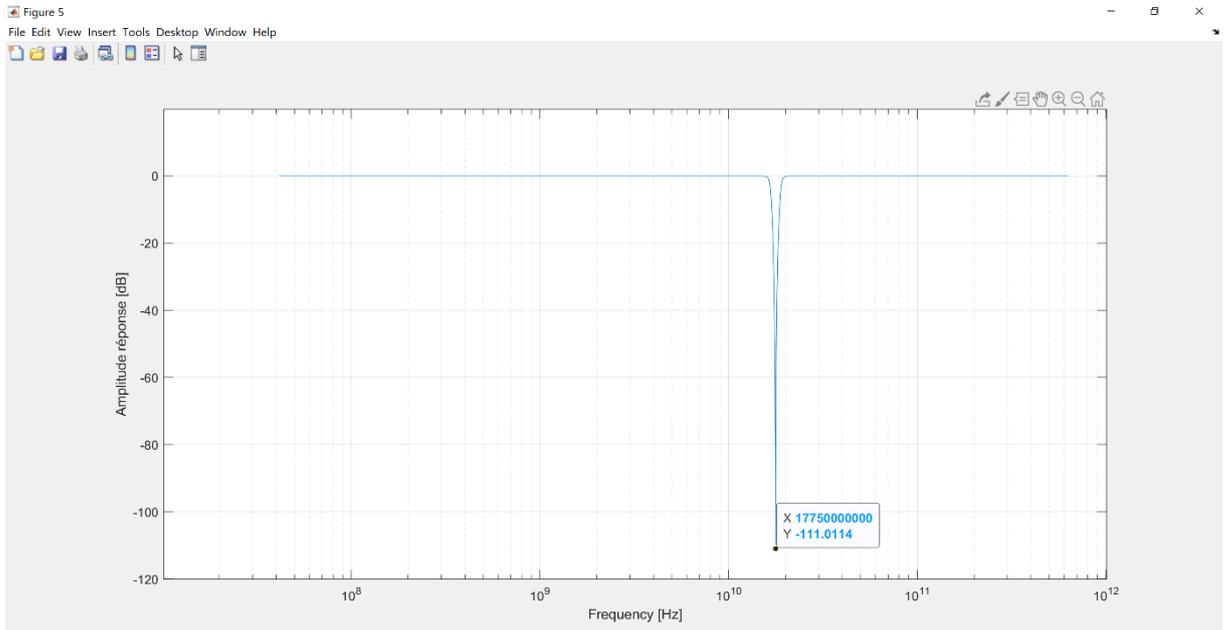


Figure III. 14 Gabarit d'un filtre coupe bande (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.8 GHz avec MATLAB

III.5.4.2 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE MICROONDE MICROSTRIP A SAUT D'IMPEDANCE A LA FREQUENCE 2.5 GHz EN UTILISANT MATLAB :

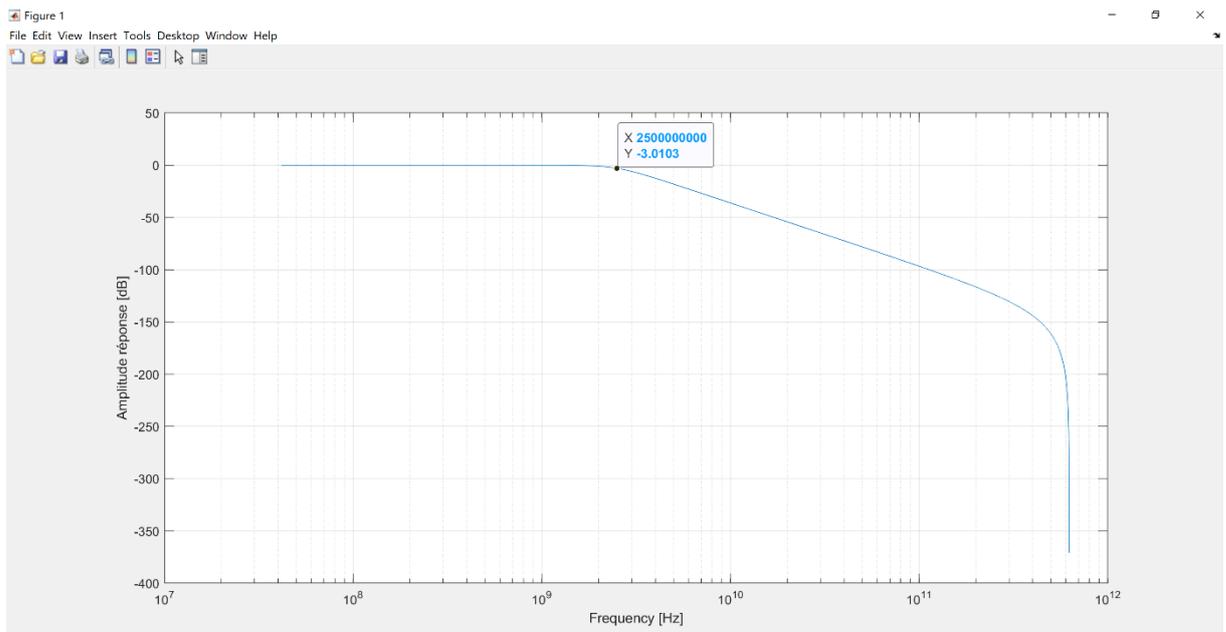


Figure III. 15: Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 5 et de fréquence de coupure 2.5 GHz avec MATLAB.

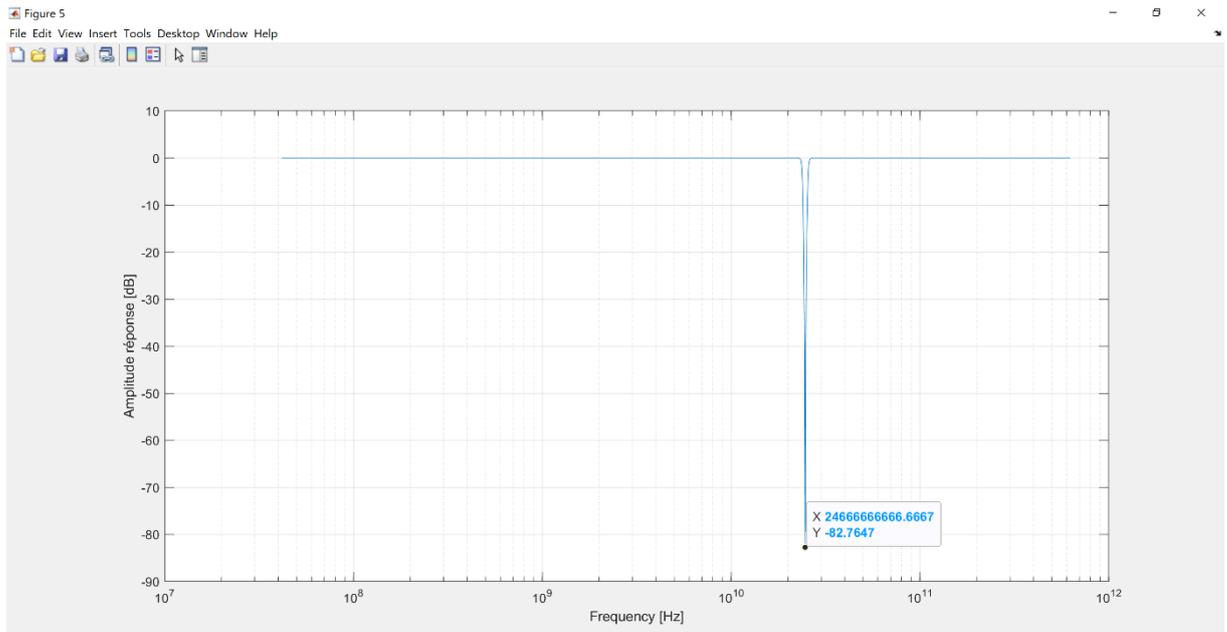


Figure III. 16: Gabarit d'un filtre coupe bande (Butterworth) d'ordre 5 et de fréquence de coupure 2.5 GHz avec MATLAB.

III.6 CONCEPTION D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES PASSE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G

Ces dernières années, le monde numérique a vu l'émergence de nouvelles applications mobiles qui effectuent des tâches gourmandes en bande passante. En effet, cette évolution remarquable des systèmes et applications de communication sans fil est le résultat direct des avancées scientifiques et technologiques dans ce domaine. De ce point de vue, l'optimisation et l'utilisation de ces applications nécessitent une augmentation significative de la bande passante. Pour maximiser l'utilisation de la bande passante, les systèmes de communication sans fil multiservices et multistandards constituent une option intéressante. En effet, la mise en œuvre d'un système multiservice nécessite l'utilisation de la fonction de duplexage, qui permet une communication bidirectionnelle à travers un émetteur-récepteur.

Les filtres et diplexeurs hyperfréquences sont des composants essentiels dans de nombreux systèmes de communication pour la sélection des canaux et la séparation des signaux. Leur sortie électrique est essentielle à la conception globale du dispositif. Les filtres doivent présenter à la fois un faible affaiblissement d'entrée, un fort affaiblissement de retour et une sélectivité de pente élevée. De plus, ces filtres doivent être petits, peu coûteux, reproductibles en masse et sans réglage. Parmi les nombreuses structures de filtres possibles qui répondent à l'une ou l'autre ou à toutes les exigences susmentionnées, seules quelques-unes sont vraiment adaptées à une fabrication en série à faible coût.

Pour ce faire, on utilise deux bandes passantes distinctes pour la transmission et la réception. Par conséquent, un diplexeur composé de deux filtres hautement sélectifs est nécessaire pour distinguer les signaux de transmission et de réception. Un filtre est centré sur la bande de transmission, tandis que l'autre est centré sur la bande de réception. En raison de l'isolation limitée du diplexeur, une fuite importante du signal de transmission désensibilise la direction de réception. Par conséquent, la conception de ce type de circuit n'est pas simple, et il est important de réaliser un diplexeur avec une isolation élevée et de faibles pertes d'insertion pour assurer le bon fonctionnement du système.

Chaque diplexeur combine deux filtres. Un port est relié à l'émetteur, un autre au récepteur, et le troisième port sert à relier les deux filtres et l'antenne.

Il existe de nombreuses approches pour concevoir des diplexeurs RF, mais trois sont largement utilisées :

- i. L'application de deux filtres passe-bande avec des fréquences centrales dissemblables.
- ii. L'utilisation d'un filtre passe-bande sur un canal et d'un filtre coupe-bande sur l'autre canal pour rejeter la même bande de fréquences.
- iii. L'utilisation de deux filtres coupe-bande avec des fréquences centrales distinctes.

La technologie doit être choisie lors de la conception d'un filtre RF ou d'un diplexeur. Ce choix technologique est déterminé par de nombreux facteurs, notamment la réponse en fréquence requise, la complexité du circuit, sa taille et son coût, sa capacité de traitement, les pertes d'insertion et l'isolation. Ce travail est basé sur la technologie planaire pour raisons de faible coût, de taille et leur capacité d'intégration.

La conception de notre diplexeur, pouvant être utilisé dans la réception et l'émission des télécommunications 4G, est basé sur des filtres passe-bande en technologie microstrip avec la technique à saut d'impédance :

- Un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est de 1,8 GHz.
- Un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est de 2,5 GHz.

En général, les filtres peuvent être développés et fabriqués à l'aide de procédés à composants répartis ou à composants localisés, selon l'application. La mise en œuvre de ces filtres avec des composants localisés, c'est-à-dire des inductances et des condensateurs, à des fréquences supérieures à 500 MHz ou 1GHz est extrêmement difficile car leurs diamètres tendent à être équivalents à la longueur d'onde du signal, ce qui entraîne des effets disséminés sur le signal. Ces derniers sont plus efficaces que les composants distribués, qui sont composés de segments de lignes de transmission qui sont des équivalents de transformation du signal. qui sont des équivalents de transformation des valeurs d'inductance et de capacité appropriées.

Plusieurs méthodes existent dans la littérature pour convertir les filtres passe-bas et passe-haut localisés en filtres distribués équivalents. La topologie de filtre distribué peut être obtenue par l'utilisation d'un stub microbande. dans lequel la transformée de Richard est utilisée pour remplacer les composants localisés par des lignes de transmission.

Les éléments localisés permettent de transformer un filtre passe-bas en un filtre passe-haut avec le même point de coupure, pour autant que les condensateurs et les inductances soient intervertis. Le site lignes de transmission en circuit ouvert et en court-circuit peuvent être simplement interchangeables. Cependant, la construction d'un condensateur est plus difficile. De même, une ligne de transmission en circuit ouvert peut simplement être remplacée par une ligne de transmission en court-circuit, et vice versa. Cependant, la construction d'un condensateur en série est plus compliquée. Une solution consiste à couper la ligne très courte (de quelques micromètres à quelques dizaines de micromètres), mais cela présente des difficultés de modélisation et de mise en œuvre qui pourraient être surmontées en utilisant la technique d'inversion d'impédance adoptée dans cet article. De nombreux aspects influencent donc cette option technique, notamment la réponse en fréquence souhaitée, la complexité du circuit, sa taille et son coût, la capacité de traitement, les pertes d'insertion et l'isolation. Ce travail est basé sur la technologie planaire en raison de son faible coût, de sa taille compacte et de sa capacité d'intégration. De nombreux diplexeurs microbandes ont été proposés dans la littérature [42,43,44,45,46,47,48,49,50,51], ainsi qu'une variété de méthodes pour augmenter l'efficacité électrique, y compris (HTS, SAW/BAW, SIW...). En outre, les résonateurs à saut d'impédance (SIR) sont fréquemment utilisés car ils permettent de contrôler la réponse parasite, les pertes d'insertion et la taille du résonateur.

Ce travail étudie la conception d'un diplexeur micro-ondes compact en technologie microruban qui est basé sur des filtres passe-bande utilisant le résonateur à saut d'impédance. Ce filtre peut fonctionner jusqu'à 4 GHz, et le choix des deux bandes de fréquences pour le diplexeur dépendra de l'utilisation pratique. Une implémentation pratique est réalisable, mais le problème sera d'augmenter la fréquence et d'ajuster la sélectivité, ce qui dépendra fortement de la précision de fabrication. L'objectif de ce travail est d'améliorer les performances des diplexeurs en termes de pertes d'insertion et de sélectivité de bande de fréquence en choisissant un diélectrique approprié. Avant sa réalisation pour cela nous avons utilisé le substrat FR-4 qui a la possibilité d'être utilisé dans la gamme de fréquence allant de 1 à 4 GHz pour la conception de notre diplexeur [52], le diplexeur a été développé théoriquement puis modélisé et optimisé par le logiciel de simulation HFSS.

Pour valider nos résultats, des mesures ont été effectuées sur un analyseur de réseau vectoriel. Le diplexeur, qui peut être utilisé pour la réception et la transmission de télécommunications 4G, est basé sur des filtres passe-bande en technologie microstrip avec la technique à saut d'impédance

III.6.1 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BANDE A LA FREQUENCE CENTRALE 1.8 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :

Dans les systèmes modernes de communication sans fil, les filtres microrubans jouent un rôle essentiel pour obtenir le passage du spectre de fréquences souhaité et pour rejeter les fréquences indésirables. Nous pouvons développer des filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe-bande en fonction des exigences des dispositifs de communication. Les filtres passe-bande sont largement utilisés dans les systèmes micro-ondes et la conception

d'antennes. Le filtre passe-bande ne laisse passer qu'une seule bande de fréquences. Il possède deux fréquences de coupure la fréquence de coupure basse et la fréquence de coupure haute, La bande passante $BP = [fc1, fc2]$. Les filtres microrubans peuvent être conçus et analysés à l'aide de logiciels haute fréquence. L'approche de conception dépend de leur application. Tout d'abord, le filtre peut être réalisé pour l'étude en composants localisés. Bien que cette approche ne soit pas réalisable. Nous devons convertir la conception en circuits équivalents distribués pour éliminer ce problème. Diverses techniques sont disponibles dans la littérature pour concevoir et réaliser des filtres passe-bande microruban en raison de leur compacité et de leur facilité de fabrication. Ces filtres microbandes fonctionnent bien à des fréquences allant de quelques MHz à 10 GHz. Un large spectre de techniques et de procédures de conception peut être appliqué pour obtenir les caractéristiques souhaitées de la fréquence proposée. En particulier, les filtres peuvent être développés en utilisant des procédures de conception passe-bas normales et ensuite modifiés en circuits équivalents passe-bande pour faciliter la méthodologie de conception, ou avec la combinaison de deux filtres : un filtre passe-bas et un filtre passe-haut. Enfin, pour mettre en œuvre le filtre dans une configuration de ligne de transmission en microruban, diverses structures peuvent être incorporées : stubs courts, stubs ouverts, résonateurs à saut d'impédance, résonateurs en anneau, etc. L'utilisation de ces techniques a permis d'améliorer les performances des filtres conçus et de les adapter à diverses applications telles que les systèmes micro-ondes, les systèmes de communication sans fil, les antennes, etc.

Le filtre passe-bande BPF de réception en microruban sera conçu à l'aide d'un résonateur à saut impédance à 1,8 GHz avec une bande passante fractionnelle de -3dB de 10,5 % est étudié, analysé, conçu et simulé. Le BPF est adapté à la réception des télécommunications 4G avec une basse fréquence à 1.705GHz et une haute fréquence à 1.895GHz. L'architecture utilise des structures passe-haut (HPF) et des filtres passe-bas (LPF) conçus individuellement en cascade. Le LPF à saut impédance de 3^{eme} ordre est utilisé pour atténuer la bande d'arrêt supérieure, et le HPF à saut impédance de 3^{eme} ordre est utilisé pour atteindre la bande d'arrêt inférieure. Les résultats du BPF prévu sont cohérents sur le plan théorique. Le substrat a une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4.4$ tandis que l'épaisseur du substrat en longueur est $h = 1,6\text{mm}$. La configuration du filtre a une impédance caractéristique d'une ligne microruban de $Z_c = 50\ \text{Ohm}$. L'épaisseur de la ligne de cuivre est $T = 0,035\text{mm}$ avec La tangente de perte $\tan \delta = 0,02$.

III.6.1.1 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS A LA FREQUENCE DE COUPURE 1.895 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :

Les filtres passe-bas sont conçus en deux étapes. La première étape consiste à choisir un prototype de filtre passe-bas approprié. Le type de réponse, y compris l'ondulation de la bande passante, et le nombre d'éléments réactifs (ordre du filtre) seront déterminés par les paramètres nécessaires. Les valeurs des éléments des filtres prototypes passe-bas, qui sont généralement normalisées pour produire une impédance de source $g_0=1$ et une fréquence de coupure $\Omega_C=1$, sont ensuite changées en éléments L-C avec la fréquence de coupure et l'impédance de source souhaitées, qui est généralement de 50 ohms pour les filtres microrubans. L'étape critique suivante dans la conception des filtres passe-bas microstrip consiste à sélectionner une réalisation microstrip qui se rapproche étroitement du filtre à éléments localisés. Les valeurs des éléments pour le prototype de filtre passe-bas avec la réponse maximally flat à $L_{AR}=3.01\text{dB}$ facteur d'ondulation de la bande passante. L'impédance caractéristique source/charge $Z_0 = 50$ ohms est dérivée des valeurs normalisées g_i , c'est-à-dire $g_1, g_2, g_3, g_4, \dots, g_n$. Il est prévu que le filtre soit construit sur un substrat ayant une constante diélectrique de $\epsilon_r = 4.4$ et une épaisseur de $h=1.6\text{mm}$ mm pour une fréquence de coupure angulaire (normalisée) de $\Omega_C=1$. En utilisant la transformation d'éléments [33],[41].

Spécifications du filtre passe-bas:

- Réponse maximally flat.
- Ondulation dans la bande **$L_{AR}=3.01\text{dB}$** .
- Fréquence de coupure : **1.895 GHz**.
- Fréquence de réjection : **5.685 GHz**.
- Atténuation en dehors de la bande passante : **20dB**.
- Impédance d'entrée : **50Ω**.
- Constant diélectrique $\epsilon_r = 4.4$
- Hauteur du substrat diélectrique : **1.6mm**.
- pertes diélectriques **$\tan \delta=0.02$** .
- impédance caractéristique source/charge **$Z_0 = 50\Omega$**
- La plus faible impédance de ligne **$Z_L=Z_{0C}=25\Omega$** .
- L'impédance de ligne la plus élevée **$Z_H=Z_{0L}=90\Omega$**

- $\Omega_c=1$

Perte d'insertion (S_{21}) $\geq 20\text{dB}$ à **5,685 GHz**

Pour le travail de conception proposé, afin d'obtenir une réponse maximally flat dans la bande passante, nous supposons une approximation de Butterworth.

La première étape consiste à calculer l'ordre du filtre satisfaisant les spécifications de perte d'insertion à 5,685 GHz. La **Figure III. 6** montre les courbes de l'atténuation en fonction de la fréquence normalisée pour un prototype de filtre maximally flat dans [41], et montre que $N=3$ est suffisant pour une atténuation d'au moins 20 dB à 5,685 GHz avec un niveau d'ondulation de 3,01 dB dans la bande passante. Les valeurs des éléments du prototype de filtre pour $N=1$ à $N=10$ sont présentées dans le (tableau **III. 1**) [33].

En conséquence :

$$\frac{\omega}{\omega_c} - 1 = \frac{5.685}{1.895} - 1 = 2 \quad \text{(III-25)}$$

Le (tableau **III. 1**). des valeurs des éléments pour le filtre passe-bas maximally flat dans donne des valeurs d'éléments telles que :

$$g_1 = g_3 = 1.0000, g_2 = 2.0000$$

A partir des expressions de L et C données prochainement, nous allons calculer ces éléments et il faut d'abord choisir d'avoir comme premier composant soit le condensateur en shunt

(cas 1) soit l'inductance en série (cas 2) ; pour notre exemple, ce sera le condensateur d'où :

Le circuit à éléments localisés du filtre passe-bas peut être calculé par **(III-4)** et **((III-5))** :

$$C_n = \frac{g_n}{Z_0 \omega_c} \quad \text{(III-4)}$$

$$L_n = \frac{Z_0 g_n}{\omega_c} \quad \text{(III-5)}$$

Le modèle est constitué d'une ligne de transmission à basse et haute impédance alternées. La basse impédance indique le condensateur shunt tandis que les lignes à haute impédance indiquent une inductance série. Les caractéristiques d'impédance haute (Z_{oL}) et basse (Z_{oC}), qui impliquent une inductance et une conductance relatives, sont choisies comme 90Ω et 25Ω .

La **Figure III. 17** illustre le circuit à éléments localisés d'un filtre passe-bas.

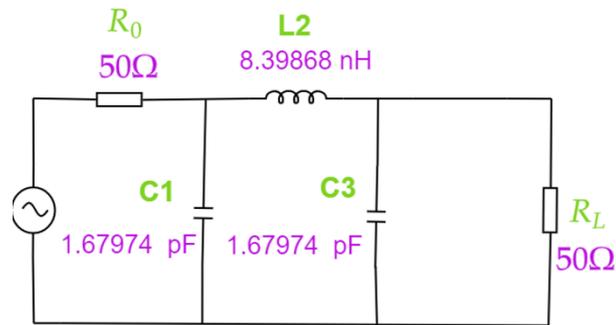


Figure III. 17. Filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.895 GHz

Ou ϵ_{re0} , ϵ_{reL} et ϵ_{reC} sont les permittivités effectives de chaque tronçon respectivement les longueurs d'ondes des tronçons de ligne micro ruban de 50Ω ou inductif ou capacitif.

Aussi les largeurs des lignes 50Ω et inductive et capacitive sont notée respectivement par W_0 , W_{0L} et W_{0C}

Calcul les longueurs et largeurs physiques des tronçons des lignes inductives et capacitives et des tronçons de ligne micro ruban de 50Ω :

Par la suite, il est nécessaire de remplacer les capacités et les inductances par des sections de lignes de transmission hautes et faible impédance. Pour cela on utilise ces équations suivantes : [33], [34]

Pour les tronçons de ligne micro ruban de 50Ω

Calcul of A avec $Z_c = Z_0 = 50 \Omega$, $\epsilon_r = 4.4$

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right]$$

pour $W/h < 2$ et $A > 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$

$$W_0 = 3.054 \text{ mm}$$

Pour $\frac{W}{h} > 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right]$$

$$\epsilon_{re0} = 3.33$$

Calcul les longueurs et largeurs physiques des tronçons des lignes capacitives

Calculer **A** avec $Z_c = Z_L = Z_{0c} = 25\Omega$, $\epsilon_r = 4.4$

Pour $W/h > 2$ $A < 1.52$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}$$

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

$$W_1 = W_{0c} = 8.371 \text{ mm}$$

Pour $W/h >$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right]$$

$$\epsilon_{reC} = 3.637$$

Calcul les longueurs et largeurs physiques des tronçons des lignes inductives:

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r+1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right]$$

pour $W/h < 2$ et $A > 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A)-2}, \quad W_2 = W_{0L} = 0.936 \text{ mm}$$

If $\frac{W}{h} < 1$

$$\epsilon_{reL} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

$$\epsilon_{reL} = 3.08$$

Ainsi les longueurs physiques des tronçons des lignes inductives et capacitives sont respectivement calculées par les deux relations suivantes :

$$L = \frac{Z_0 \tan \beta l_L}{\omega} \rightarrow \tan \beta l_L = \frac{\omega L}{Z_{0L}} \quad \text{(III-12)}$$

$$\beta l_L = \tan^{-1}(\beta l_L)$$

$$l_L = \lambda_{gL} \cdot \frac{\beta \cdot l_L}{360^\circ} \quad \text{(III-13)}$$

$$C = \frac{\tan \beta l_C}{Z_0 \omega} \rightarrow \tan \beta l = Z_0 \omega C \quad \text{(III-14)}$$

$$\beta l_C = \tan^{-1}(\beta l_C)$$

$$l_C = \lambda_{gC} \cdot \frac{\beta \cdot l_C}{360^\circ} \quad \text{(III-15)}$$

Ou λ_{gL} et λ_{gC} ont respectivement les longueurs d'ondes des tronçons de ligne inductif et capacitif calculées à la fréquence de coupure $f = f_c$

$$\lambda_{gL} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{rel}}} \quad \text{(III-16)}$$

$$\lambda_{gC} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reC}}} \quad \text{(III-17)}$$

Dimension	valeur
Largeurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$W_0 = 3.054$ $W_{0L} = 0.936$ $W_{0C} = 8.371$
L'impédances caractéristique en Ohm	$Z_0 = 50$ $Z_{0L} = 90$ $Z_{0C} = 25$
Permittivités effectives	$\epsilon_{re0} = 3.33$ $\epsilon_{reL} = 3.08$ $\epsilon_{reC} = 3.637$
longueurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$l_{L_2} = 12.031$ $l_{C_1} = l_{C_3} = 6.125$

Tableau III. 5. Les dimensions du filtre passe bas à saut d'impédance d'ordre N= 3.

III.6.1.1.1 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS MICRO-ONDE EN TECHNOLOGIE PLANAIRE SOUS MATLAB A LA FREQUENCE DE COUPURE 1.895 GHz:

Cette partie du chapitre contient le programme qui a été fait pour la conception du filtre passe bas à saut d'impédance en technologie micro-ruban. Ce programme nous sert pour effectuer tous les calculs nécessaires dans la conception du filtre passe ainsi pour calculer les longueurs de chaque composant.

La signification de chaque lettre :

K : position du premier composant :

Si **K=1** : capacité en parallèle, sinon (**K=2**) : inductance en série.

Fc : la fréquence de coupure.

Tf : type de filtre $\Leftrightarrow 1$: filtre passe bas

Tap : type d'approximation (**1** : Butterworth, **2** : Chebyshev, **3** : Bessel, **4** : elliptique).

Of : ordre de filtre.

v_L, v_C : sont les valeurs des capacités et des inductances du filtre passe bas.

l_{oL} et l_{oC} : sont les longueurs physiques des lignes capacitives et inductives.

étapes conception :

Etape 1 :

Dans cet étape on définit les éléments suivants

- Type de filtre : filtre passe bas
- Constant diélectrique : $\epsilon_r = 4.4$
- Type d'approximation : **Butterworth**
- Fréquence de coupure 1.895 GHz
- L'ordre de filtre 3

Définir les valeurs des composants normalisés g_n correspondant au filtre passe-bas (**Butterworth**) d'ordre 3 :

- $g_1 = g_3 = 1, g_2 = 2$

Etape 2 :

Donner le traçage du filtre passe d'ordre 3 à une fréquence de coupure égale à 1.895 GHz

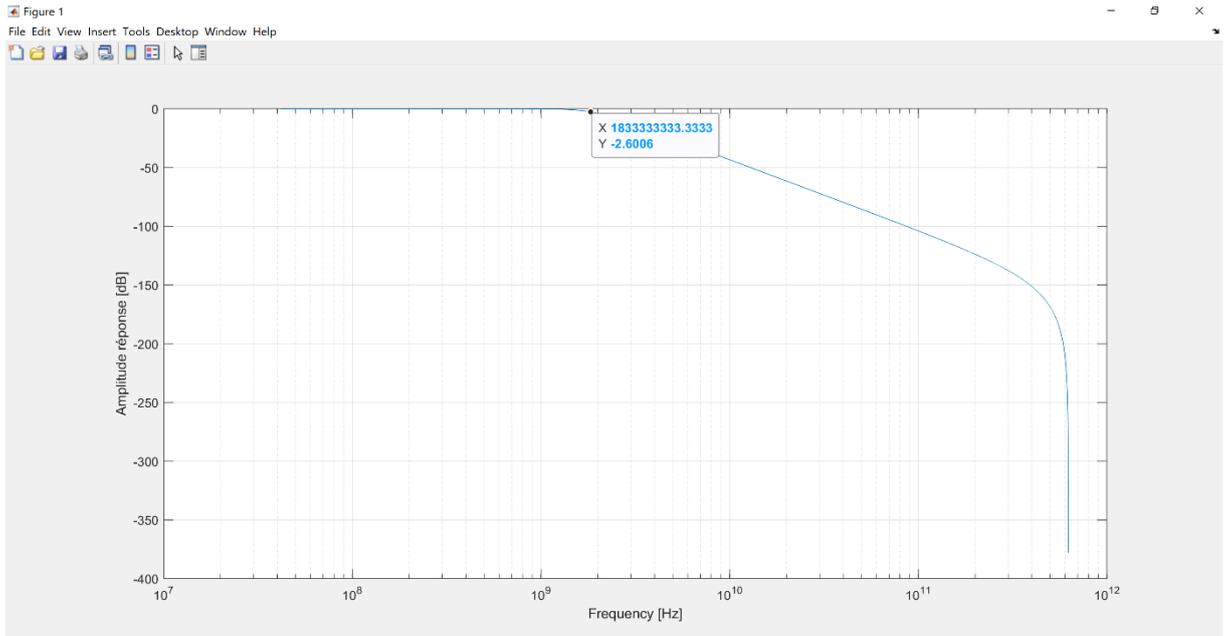


Figure III. 18: Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.895 GHz avec MATLAB.

Etape 3 :

Définir les valeurs suivantes :

C : la vitesse de la lumière : $3 \cdot 10^8$.

$Z_{0L} = 90$.

$Z_{0C} = 25$.

$\epsilon_{reL} = \epsilon_{psefl} = 3.08$

$\epsilon_{reC} = \epsilon_{psefc} = 3.637$

$$\lambda_{gL} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reL}}}$$

$$\lambda_{gC} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reC}}}$$

Etape 4 :

Définir les valeurs des composants normalisés g_n correspondant au filtre passe-bas (Butterworth) d'ordre 3 :

$$g_1 = g_3 = 1, g_2 = 2,$$

Etape 5 :

Calculer les valeurs des capacités et des inductances et leurs longueurs correspondant au filtre passe-bas

$vL = 8.3987e-09$ H **valeur d' inductance du filtre passe bas**

$LonL = 12.0307$ mm **longueur électrique du tronçon de ligne inductive**

$vC = 1.6797e-12$ F **valeur de capacité du filtre passe bas**

$Lonc = 6.1256$ mm **longueur électrique du tronçon de ligne capacitive**

III.6.1.2 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE HAUT A LA FREQUENCE DE COUPURE 1.705 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :

Dans la section précédente, la conception de filtre prototype passe-bas a été présentée pour les réponses de fonction de transfert maximally flat. Ce filtre passe-bas est normalisé tel que les résistances de la charge et de la source est 1 ohm et ont une fréquence de coupure de 1. Par conséquent, pour obtenir le niveau désiré de la fréquence et de l'impédance qui est normalement de 50 ohms pour des filtres microruban., on doit utiliser les transformations appropriées pour mesurer les valeurs des composantes des filtres prototypes. Il sera également nécessaire de convertir le filtre passe-bas vers d'autres types de filtres (passe-haut, passe-bande, et coupe-bande) à l'aide de la transformation de fréquence comme le montre les equations ci-dessous **(III-27)** **(III-28)** ayant les nouvelles valeurs (L', C'). En se basant sur technique d'inversion d'impédance discutée auparavant mentionnée dans le chapitre 2 et la mise en œuvre d' inductance parallèle équivalent précédée d'une ligne quart d'onde et d'une autre ligne quart d'onde à la sortie au lieu d'un condensateur serie dans le cadre de la conception d'un filtre passe haut . Après avoir obtenu la conception d'un filtre approprié en éléments distribués, la prochaine étape principale est de trouver une réalisation appropriée qui rapproche le filtre à éléments distribués

Spécifications du filtre passe-haut:

- maximally flat response.
- Ondulation dans la bande **$L_{AR}=3.01$ dB.**
- Fréquence de coupure : **1.705GHz**
- Fréquence de réjection : **5.115 GHz**
- Impédance d'entrée : **50Ω .**

- Constant diélectrique $\epsilon_r = 4.4$
- Hauteur du substrat diélectrique : **1.6mm**.
- pertes diélectriques **$\tan \delta = 0.02$** .
- impédance caractéristique source/charge **$Z_0 = 50\Omega$**
- L'impédance de ligne la plus élevée **$Z_H = Z_{0L} = 90\Omega$**
- pertes diélectriques **$\tan \delta = 0.02$** .
- **$\Omega_C = 1$**
- Perte d'insertion (**S_{21}**) $\geq 20\text{dB}$ à **5.115 GHz**

En nous servant des courbes d'atténuation en fonction de la fréquence normalisée pour le prototype de filtre maximally flat sur la **Figure III. 6** [41], nous déterminons que l'ordre nécessaire pour le filtre maximally flat capable de fournir une atténuation adéquate de 20 dB à 5,115 GHz pour le filtre proposé à 1,705 GHz est de $N=3$.

En conséquence :

$$\frac{\omega}{\omega_c} - 1 = \frac{5.115}{1.705} - 1 = 2 \quad \text{(III-26)}$$

L'ordre du filtre désiré est $N=3$. Les valeurs des éléments du filtre proposé peuvent être déterminées en se référant au (tableau **III. 1**) des valeurs des éléments dans [33], et les coefficients des éléments du filtre sont :

$$g_1 = g_3 = 1.0000, g_2 = 2.0000$$

Le circuit à éléments localisés du filtre passe-bas peut être calculé par **(III-4)** et **(III-5)** :

La **Figure III. 19** illustre le circuit à éléments localisés d'un filtre passe-bas utilisé pour se rapprocher de la configuration du filtre passe-haut. Tous les composants passe-bas seront convertis en filtres passe-haut à l'aide des équations des transformations de filtres prototypes si dessous **(III-27)** et **(III-28)** [41]. Les valeurs des éléments du filtre passe-bas maximally flat peuvent être transformées pour obtenir les valeurs du filtre passe-haut à l'aide du (tableau **III. 1**) [41]

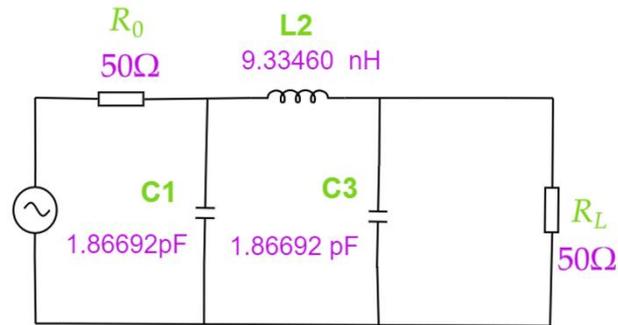


Figure III. 19. Filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.705GHz

Selon [41], les condensateurs shunt du prototype passe-bas sont convertis en inductances parallèles dont les valeurs d'élément sont données par :

$$L' = \frac{1}{(\omega_c)^2 \cdot C} \quad \text{(III-27)}$$

L'inductance de série du prototype passe-bas est convertie en un condensateur de série dont les valeurs des éléments sont données par :

$$C' = \frac{1}{(\omega_c)^2 \cdot L} \quad \text{(III-28)}$$

Le circuit de la **Figure III. 20** présente les valeurs d'éléments transformées en fréquence suivantes, déterminées à l'aide des formules précédentes du filtre passe-bas à 1,705 GHz :

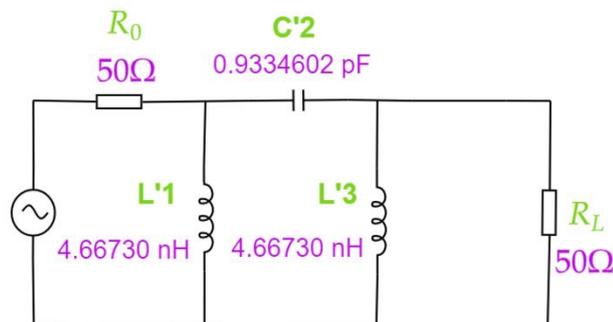


Figure III. 20. Filtre passe haut à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.705GHz

pour 2:

En utilisant la formule d'inversion (3), le condensateur en série du prototype passe-haut est converti en équivalent d'inductance parallèle, comme illustré à la **Figure III. 21**:

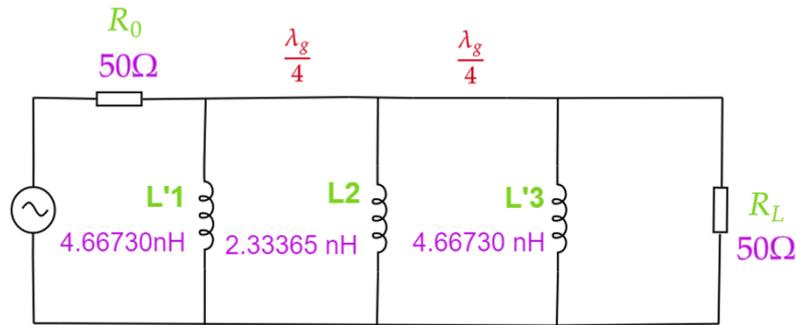


Figure III. 21. Filtre passe haut à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 1.705GHz en utilisant l'inversion d'impédance

Calcul les longueurs et largeurs physiques des tronçons des lignes inductives et des tronçons de ligne micro ruban de 50 Ω :

Par la suite, il est nécessaire de remplacer les inductances par des sections de lignes de transmission hautes. Pour cela on utilise ces équations suivantes : [33], [34]

Pour les tronçons de ligne micro ruban de 50 Ω

Calcul of A avec $Z_c = Z_0 = 50 \Omega$, $\epsilon_r = 4.4$

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right]$$

pour $W/h < 2$ et $A > 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$

$$W_0 = 3.054 \text{ mm}$$

Pour $\frac{W}{h} > 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2} (\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2} (\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right]$$

$$\epsilon_{re0} = 3.33$$

Calcul les longueurs et largeurs physiques des tronçons des lignes inductives:

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right]$$

pour $W/h < 2$ et $A > 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A)-2}, \quad W_2 = W_{0L} = 0.936 \text{ mm}$$

If $\frac{W}{h} < 1$

$$\epsilon_{rel} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right]$$

$$\epsilon_{rel} = 3.08$$

Ainsi les longueurs physiques des tronçons des lignes inductives sont calculées par les deux relations suivant :

$$L = \frac{Z_0 \tan \beta l_L}{\omega} \rightarrow \tan \beta l_L = \frac{\omega \cdot L}{Z_{0L}} \quad \text{(III-12)}$$

$$\beta l_L = \tan^{-1}(\beta l_L)$$

$$l_L = \lambda_{gL} \cdot \frac{\beta \cdot l_L}{360^\circ} \quad \text{(III-13)}$$

Où λ_{gL} est le longueur d'onde des tronçons de ligne inductive calculées à la fréquence de coupure $f = f_c$

$$\lambda_{gL} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{rel}}} \quad \text{(III-16)}$$

Dimension	valeur
Largeurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$W_0 = 3.054 \quad W_{0L} = 0.936$
L'impédances caractéristique en Ohm	$Z_0 = 50 \quad Z_{0L} = 90 \quad Z_{0C} = 25$
Permittivités effectives	$\epsilon_{rel0} = 3.33 \quad \epsilon_{rel} = 3.08$
longueurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$\frac{\lambda_g}{4} = 24.11$ $l_{L'_1} = l_{L'_3} = 8.092$ $l_{L'_2} = 4.323$

Tableau III. 6. Les dimensions du filtre passe haut à saut d'impédance d'ordre N= 3

III.6.1.2.1: CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS MICRO-ONDE EN TECHNOLOGIE PLANAIRE SOUS MATLAB A LA FREQUENCE DE COUPURE 1.705 GHz:

Cette partie du chapitre contient le programme qui a été fait pour la conception du filtre coupe bande à saut d'impédance en technologie micro-ruban. Ce programme nous sert pour effectuer tous les calculs nécessaires dans la conception du filtre passe bas et sa transformation en filtre passe haut, ainsi pour calculer les longueurs de chaque composant.

La signification de chaque lettre :

K : position du premier composant :

Si **K=1** : capacité en parallèle, sinon (**K=2**) : inductance en série.

Fc : la fréquence de coupure.

Tf : type de filtre $\Leftrightarrow 2$: filtre passe haut

Tap : type d'approximation (**1** : Butterworth, **2** : Chebyshev, **3** : Bessel, **4** : elliptique).

Of : ordre de filtre.

vL ,vC: sont les valeurs des capacités et des inductances du filtre passe bas.

LonL et Lonc : sont les longueurs physiques des lignes capacitives et inductives.

Cph et Lph: sont les valeurs des capacités et des inductances du filtre passe haut.

LphI: Les nouvelle inductance en parallèles en utilisant la technique d'inversion d'impédance :

LonLLph ,LonLLphI: sont les longueurs physiques des lignes inductives du filtre passe haut

étapes conception :

Etape 1 :

Dans cet étape on définit les éléments suivants

- Type de filtre : **filtre passe haut**
- Constant diélectrique : $\epsilon_r = 4.4$
- Type d'approximation : **Butterworth**
- Fréquence de coupure **1.705 GHz**
- L'ordre de filtre **3**

Définir les valeurs des composants normalisés gn correspondant au filtre passe-bas (**Butterworth**) d'ordre 3 :

- $g_1 = g_3 = 1, g_2 = 2$

Etape 2 :

Donner le traçage su filtre passe d'ordre 3 à une fréquence de coupure égale à 1.705GHz

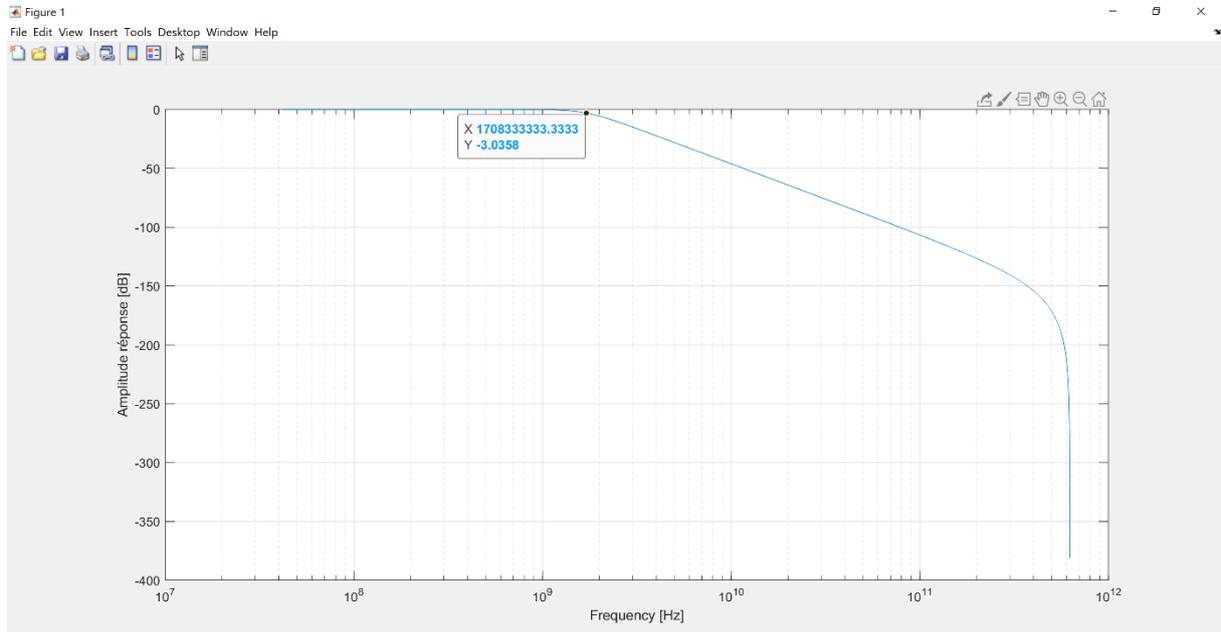


Figure III. 22: Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.705GHz avec MATLAB.

Etape 3 :

Définir les valeurs suivantes :

C : la vitesse de la lumière : $3 \cdot 10^8$.

Z_{0l} = 90.

Z_{0c} = 25.

ϵ_{relL} = ϵ_{sefl} = 3.08

ϵ_{relC} = ϵ_{sefc} = 3.637

$$\lambda_{gL} = \lambda_{gL} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{relL}}}$$

$$\lambda_{gC} = \lambda_{gC} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{relC}}}$$

Etape 4 :

Définir les valeurs des composants normalisés g_n correspondant au filtre passe-bas (**Butterworth**) d'ordre 3 :

$$g_1 = g_3 = 1, g_2 = 2,$$

Etape 5 :

Calculer les valeurs des capacités et des inductances et leurs longueurs des tronçons de ligne inductives correspondant au filtre passe-haut

Calculer les valeurs des capacités parallèles et des inductances série

Inductance en parallèle:

Cph et Lph

$$L_{ph} = 4.6673e-09 \text{ H}$$

capacités en séries :

$$C_{ph} = 9.3346e-13 \text{ F}$$

Les nouvelles inductances en parallèles en utilisant la technique d'inversion d'impédance :

inductances en parallèles :

$$L_{phI} = 2.3337e-09 \text{ H}$$

Calculer les longueurs physiques des lignes inductives correspondant à ce filtre passe-haut.

$$\beta_{\text{talLLphI}} = 15.5241 \text{ degree}$$

$$L_{LphI} = 0.0043 \text{ m}$$

$$L_{\text{onLLphI}} = 4.3234 \text{ mm } \textbf{longueurs physiques des lignes inductive}$$

$$\beta_{\text{talLLph}} = 29.0546 \text{ degree}$$

$$L_{Lph} = 0.0081 \text{ m}$$

$$L_{\text{onLLph}} = 8.0916 \text{ mm } \textbf{longueurs physiques des lignes inductive}$$

Donner le traçage du filtre coupe bande d'ordre 3 à une fréquence de coupure égale à 1.705GHz

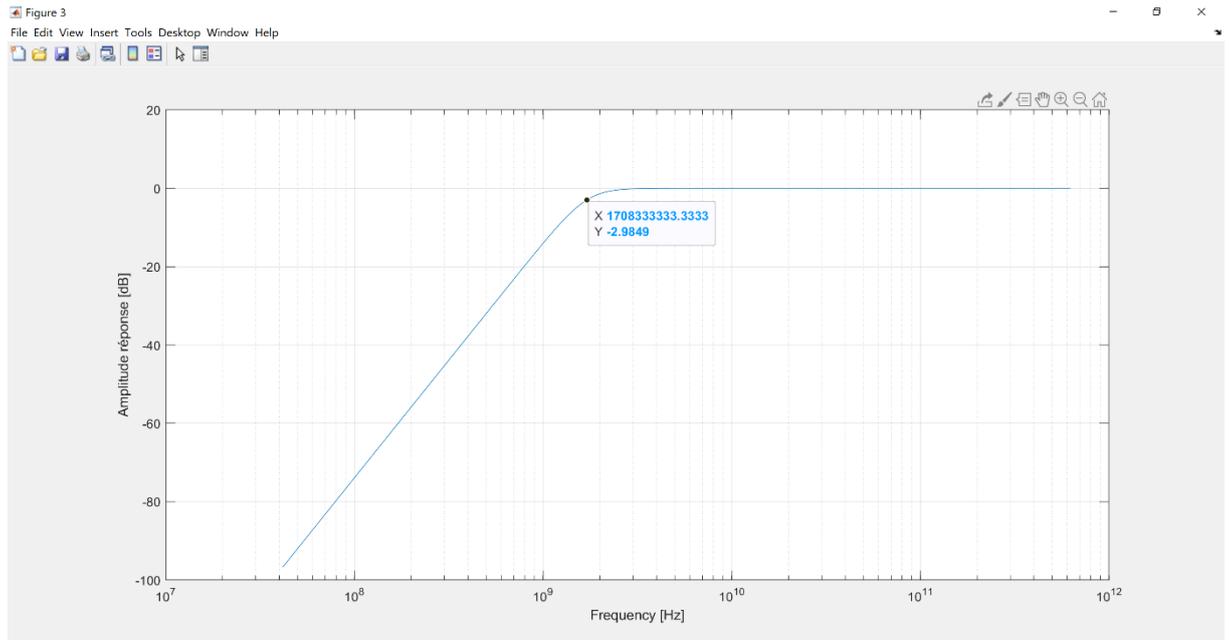


Figure III. 23 Gabarit d'un filtre passe haut (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 1.705 GHz avec MATLAB.

III.6.2 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BANDE A LA FREQUENCE CENTRALE 2.5 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :

Le filtre passe-bande (BPF) en microbande de l'émetteur sera conçu en utilisant un résonateur à saut d'impédance à 2,5 GHz avec une bande passante fractionnelle de 3 dB de 7,6 % ,il est étudié, analysé, conçu et simulé. Le BPF est adapté aux applications de transmission des télécommunications 4G avec une basse fréquence à 2,41 GHz et une haute fréquence à 2,6 GHz. L'architecture utilise des filtres passe-haut (HPF) et des filtres passe-bas (LPF) conçus individuellement en cascade. Le LPF à saut impédance de 3^{eme} ordre est utilisé pour atténuer la bande d'arrêt supérieure, et le HPF à saut impédance de 3^{eme} ordre est utilisé pour atténuer la bande d'arrêt inférieure. Les résultats du BPF prévu sont cohérents sur le plan théorique. Le substrat a une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4.4$ tandis que l'épaisseur du substrat en longueur est $h = 1,6\text{mm}$. La configuration du filtre a une impédance caractéristique d'une ligne microruban de $Z_C = 50\ \Omega$. L'épaisseur de la ligne en cuivre est $T = 0,035\text{mm}$ avec une tangente de perte $\tan \delta = 0,02$.

Pour la conception de ce filtre passe-bande, nous suivons la même procédure énoncée précédemment, nous commençons par la conception d'un filtre passe-bas à la fréquence de 2,6 GHz en utilisant un résonateur à saut d'impédance, puis nous concevons un filtre passe-haut à une fréquence de 2,41 GHz.

III.6.2.1 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS A LA FREQUENCE DE COUPURE 2.6 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :

On suit la même procédure mentionnée précédemment

Spécifications du filtre passe-bas:

- maximally flat response.
- Ondulation dans la bande $L_{AR}=3.01\text{dB}$
- Fréquence de coupure : **2.6 GHz.**
- Fréquence de réjection : **7.8 GHz.**
- Atténuation en dehors de la bande passante : **20dB.**
- Constant diélectrique $\epsilon_r=4.4$
- Hauteur du substrat diélectrique : **1.6mm.**
- pertes diélectriques $\tan \delta=0.02.$
- impédance caractéristique source/charge $Z_0=50\Omega$
- La plus faible impédance de ligne $Z_L=Z_{0C}=25\Omega.$
- L'impédance de ligne la plus élevée $Z_H=Z_{0L}=90\Omega$
- pertes diélectriques $\tan \delta=0.02.$
- $\Omega_C=1$

Perte d'insertion (S_{21}) $\geq 20\text{dB}$ à 7.8 GHz

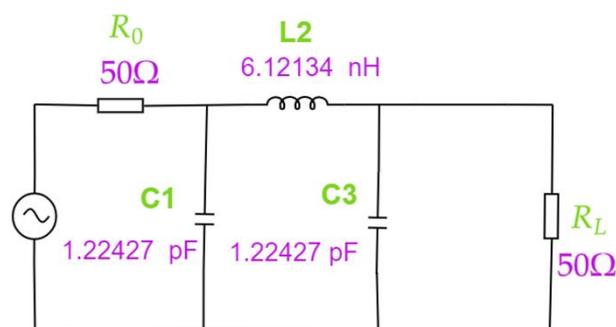


Figure III. 24 Filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 2.6 GHz

Calcul les longueurs physiques des tronçons des lignes inductives et capacitives et des tronçons de ligne micro ruban de 50Ω en utilisant les mêmes équations dans le calcul précédemment : (III-12) , (III-13), (III-14) , (III-15), (III-16), (III-17) Dans [33],[34]

Dimension	valeur
Largeurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$W_0 = 3.054$ $W_{0L} = 0.936$ $W_{0C} = 8.371$
L'impédances caractéristique en Ohm	$Z_0 = 50$ $Z_{0L} = 90$ $Z_{0C} = 25$
Permittivités effectives	$\epsilon_{re0} = 3.33$ $\epsilon_{reL} = 3.08$ $\epsilon_{reC} = 3.637$
longueurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$l_{L_2} = 8.769$ $l_{C_1} = l_{C_3} = 4.464$

Tableau III. 7. Les dimensions du filtre passe bas à saut d'impédance d'ordre N= 3

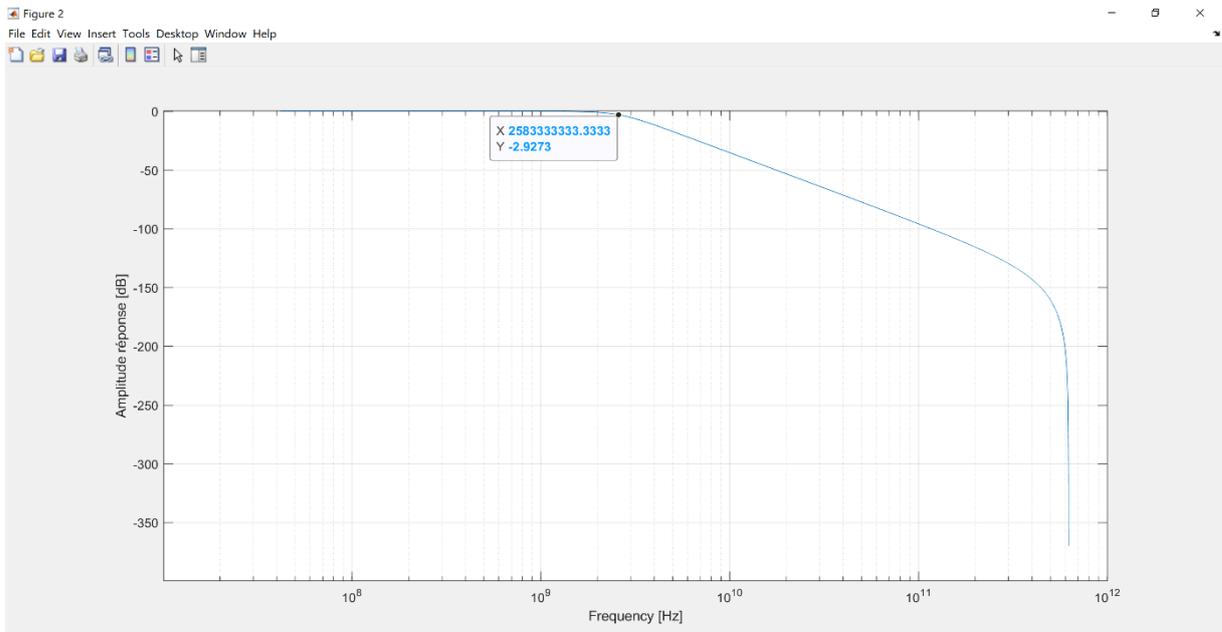


Figure III. 25 Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 2.6 GHz avec MATLAB.

III.6.2.2 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE BAS A LA FREQUENCE DE COUPURE 2.41 GHz A SAUT D'IMPEDANCE (SIR) :

On suit la même procédure mentionnée précédemment

Spécifications du filtre passe-Haut:

- maximally flat response.
- Ondulation dans la bande $L_{AR}=3.01dB$.

- Fréquence de coupure : **2.41GHz.**
- Fréquence de réjection : **7.23 GHz.**
- Atténuation en dehors de la bande passante : **20dB.**
- Constant diélectrique $\epsilon_r=4.4$
- Hauteur du substrat diélectrique : **1.6mm.**
- pertes diélectriques **$\tan \delta=0.02.$**
- impédance caractéristique source/charge $Z_0=50\Omega$
- L'impédance de ligne la plus élevée $ZH=Z_{0L}=90\Omega$
- pertes diélectriques **$\tan \delta=0.02.$**
- $\Omega_C=1$
- Perte d'insertion (S_{21}) $\geq 20\text{dB}$ à **7.23 GHz .**

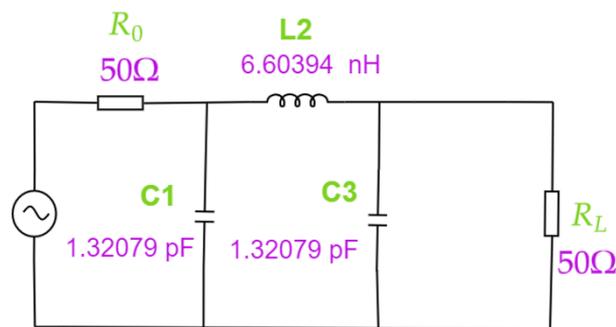


Figure III. 26 Filtre passe bas à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 2.41GHz

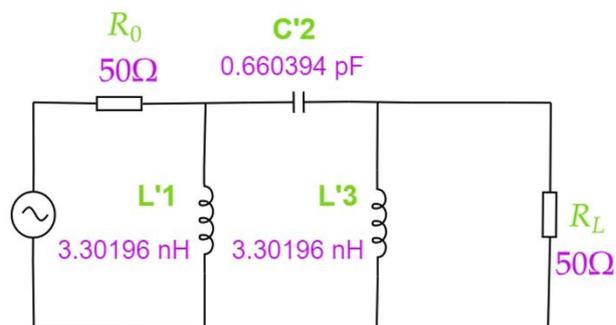


Figure III. 27 Filtre passe haut à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 2.41 GHz

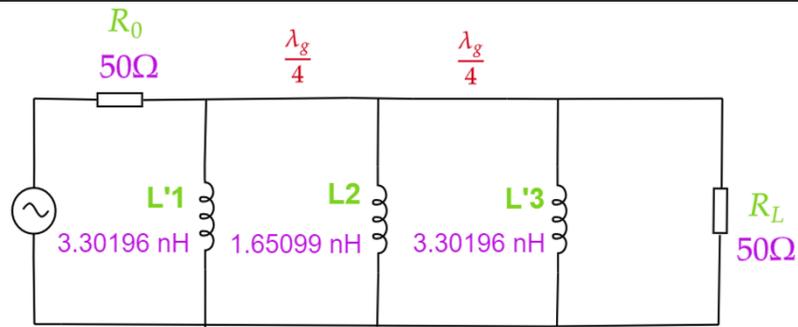


Figure III. 28 Filtre passe haut à éléments localisés d'ordre 3 à la fréquence centrale 2.41 GHz en utilisant l'inversion d'impédance

Calcul les longueurs physiques des tronçons des lignes inductives et des tronçons de ligne micro ruban de 50 Ω en utilisant les mêmes équations dans le calcul précédemment : (III-12) , (III-13), (III-16), Dans [33],[34]

Dimension	value
Largeurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$W_0 = 3.054$ $W_{0L} = 0.936$
L'impédances caractéristique en Ohm	$Z_0 = 50$ $Z_{0L} = 90$
Permittivités effectives	$\epsilon_{re0} = 3.33$ $\epsilon_{reL} = 3.08$
longueurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$\frac{\lambda_g}{4} = 17.055$ $l_{L'_1} = l_{L'_3} = 5.725$ $l_{L_2} = 3.059$

Tableau III. 8. Les dimensions du filtre passe haut à saut d'impédance d'ordre N= 3.

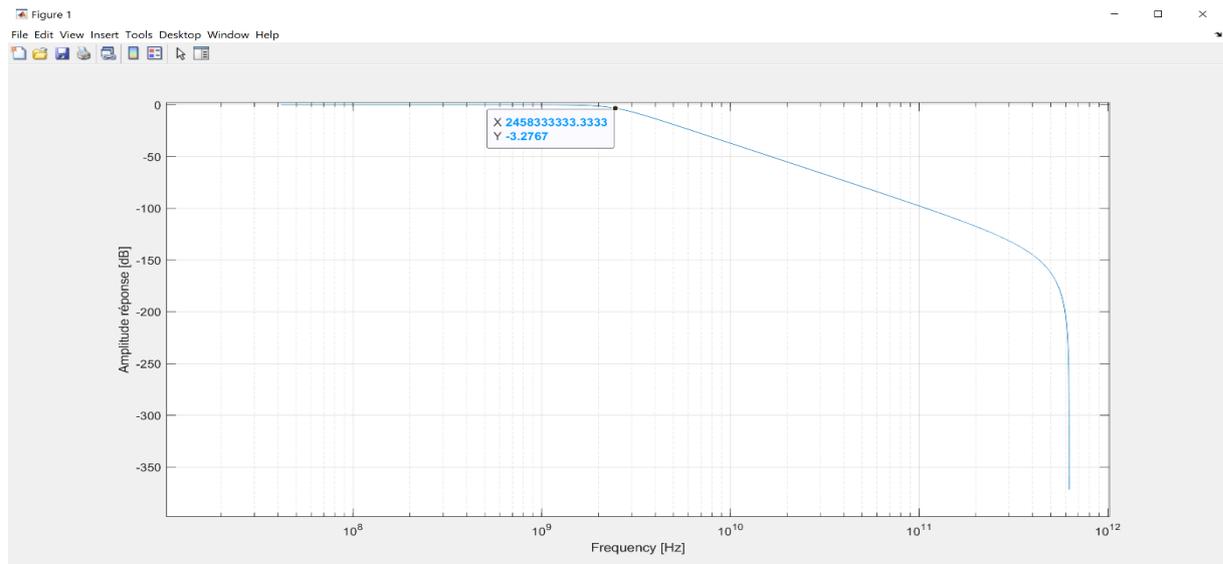


Figure III. 29 Gabarit d'un filtre passe bas (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 2.41 GHz avec MATLAB.

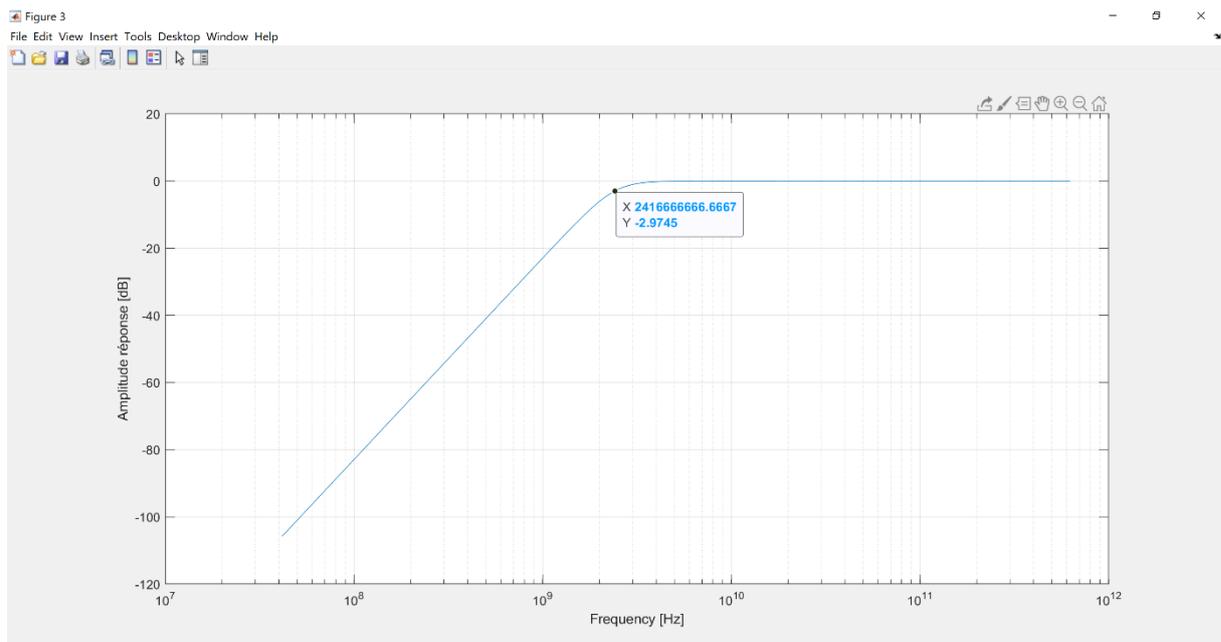


Figure III. 30 Gabarit d'un filtre passe haut (Butterworth) d'ordre 3 et de fréquence de coupure 2.41 GHz avec MATLAB.

III.7 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technologie micro-ruban en montrant ses éléments de synthèse des filtres micro-ondes et la mise en œuvre des éléments distribués pour le filtrage en microonde. Une méthode analytique est appliquée pour extraire le modèle LC équivalent des filtres coupe-bande d'une part et des filtres passe bande d'autre part en se basant sur la technique d'inversion d'impédance que j'ai mentionné auparavant dans le chapitre II pour atteindre notre objectif et de concevoir deux diplexeurs pour une application dans la 4G en utilisant la technique à saut d'impédance. Une méthode numérique est employée pour concevoir les filtres et diplexeurs microondes utilisés dans les systèmes de télécommunications en utilisant MATLAB.

Nous avons réussi à calculer et introduire deux topologies de diplexeurs microondes en technologie microstrip basé sur plusieurs structures originales, miniatures de filtres à saut d'impédance

-un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G

-un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G

Le prochain chapitre aura pour but la modélisation et la numérisation de ces diplexeurs en utilisant le simulateur HFSS disponible au niveau de laboratoire de recherche LTNNS.

III.8 REFERENCES:

- [32] A. BOUHOUCHE, Etude de Filtres à Cavités Bi-modes en Guides d'Ondes Rectangulaires Métalliques Creux, *Thèse de Magister en électronique, Université de Constantine*, 13 Décembre 2012.
- [33] Hong. J.-S and Lancanter .M.J, *Microstrip filters for RF/Microwave Application*. John Wiley Sons, 2001.
- [34] Pozar .D. M, *Microwave Engineering*, 3rd ed. John Wiley, 2010.
- [35] Hussein, H.A.,Mezaal, Y.S., and Alameri, B.M., Miniaturized Microstrip Diplexer Based on FR4 Substrate for Wireless Communications, *Elektron. Elektrotech.*, vol. 27, no. 5, pp. 34–40, 2021.
- [36] Zhang, P., Weng, M.H., and Yang, R.Y., A Compact Wideband Diplexer Using Stub-Loaded Square Ring Resonators, *Electromagnetics*, vol. 41, no. 3, pp. 167–184, 2021.
- [37] Goyal, S. and Thakre, V.V., Compact Dual Bandstop Filter Using Folded Lines and Genetic Algorithm,*SPAST Abs.*, vol. 1, no. 1, 2021.
- [38] Alfrgani, Z. and Aldeeb, H., Tuning a Single and Dual Band Band-Stop Filter by Using Spurline, *Int. J.Eng. Inf. Technol.*, vol. 6, no. 2, pp. 55–58, 2020.
- [39] Avrillon, S., Pele, I., Chousseaud, A., and Toutain, S., Dual-Band Power Divider Based on Semiloop Stepped-Impedance Resonators, *IEEE Trans. Microwave Theor. Tech.*, vol. 51, no. 4, pp. 1269–1273,2003.
- [40] Kuo, J.T. and Tsai, C.-Y., Periodic Stepped-Impedance Ring Resonator (PSIRR) Bandpass Filter with a Miniaturized Area and Desirable Upper Stopband Characteristics, *IEEE Trans. Microwave Theor. Tech.*,vol. 54, no. 3, pp. 1107–1112, 2006.
- [41] Pozar .D. M, *Microwave engineering*, 4th ed. John Wiley, 2012.
- [42] Chen. C. F, Huang. T. Y, Chou. C. P, and Wu .R. B, “Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 54, pp. 1945–1952, 2006.
- [43] Choi .W. W and Tam .K. W, “A microstrip sir dual-mode bandpass filter with simultaneous size reduction and spurious responses suppression,” in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components*, Chengdu, China, 2008.
- [44] Tang .C. W and Liang .H. H, “Parallel-coupled stacked sirs bandpass filters with open- loop resonators for suppression of spurious responses,” *IEEE Microw. Wireless Compon.Lett.*, vol. 15, pp. 802–804, 2005.
- [45] Makimoto M and Yamashita .S, “Bandpass filters using parallel-coupled stripline stepped impedance resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, pp. 1413–1417, 1980.

- [46] Quendo .C, Rius. E, and Person. C, “Narrow bandpass filters using dual behavior resonators (dbrs) based on stepped impedance stubs and different-length stubs,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, 2004.
- [47] Sugchai and Tantivivat, “A design of wide-stopband microstrip diplexers with multiorder spurious-mode suppression using stepped-impedance resonators,” in *IEEE Engineering and Technology (S-CET), Spring Congress*, 2012.
- [48] Puttadilok and Duangporn, “A microstrip diplexer filter using stepped-impedance resonators,” in *IEEE SICE Annual Conference*, 2008.
- [49] Lin .S, Deng .P.-H, Lin. Y.-S, Wang. C.-H, and Chen .C. H, “Wide-stopband microstrip bandpass filters using dissimilar quarter-wavelength stepped-impedance resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 1011–1018, 2006.
- [50] Wang .H. and Zhu .L, “Microstrip bandpass filters with ultra-broad rejection band using stepped impedance resonator and high-impedance transformer,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 683–686, 2005.
- [51] Sheta .F, Coupez .J. P, Tanne .G, Toutain .S, and Bolt .J. P, “Miniature microstrip stepped impedance resonator band pass filters and diplexers for mobile communications,” *IEEE MTT-S Digest, WE2C-2.*, vol. 15, pp. 607–610, 1996.
- [52] Kumar .B, Shukla .B. k, Somkuwar. A, and Meena .O. P, “Analysis of hexagonal wide slot antenna with parasitic element for wireless application,” *Progress In Electromagnetics Research C.*, vol. 94, pp. 145–159., 2019.

CHAPITRE IV

LA MODELISATION ET NUMERISATION DES DIPLEXEURS

IV .1 INTRODUCTION :

Les diplexeurs permettent d'utiliser une seule antenne pour un émetteur et un récepteur fonctionnant en même temps sur des bandes de fréquences différentes, les signaux d'émission et de réception interagissant le moins possible. L'utilisation d'une seule antenne permet de réduire à la fois le volume et la masse du système. Le port d'émission, le port de réception et le port d'antenne sont les ports du diplexeur qui sont utilisés. Le diplexeur est composé de deux filtres, dont l'un est relié à l'émetteur et l'autre au récepteur, avec un troisième port servant de point de connexion entre les deux filtres et l'antenne.

La réalisation des diplexeurs micro-ondes nécessite la conception de deux filtres pour former l'ensemble du circuit.

En général, les filtres doivent être très sélectifs afin d'obtenir une isolation élevée entre les deux canaux et le port d'antenne doit présenter un faible rapport d'ondes stationnaires de tension (VSWR). Pour cela le choix du logiciel approprié pour la Modélisation et Numérisation de nos circuits diplexeurs est une nécessité inévitable. Ce travail a été rendu possible grâce au logiciel HFSS dont une licence a été acquise par notre laboratoire de recherche LTTNS (université de Sidi bel-Abbès).

Dans ce chapitre, nous avons introduit dans un premier temps un aperçu général sur le simulateur HFSS, dans un second temps la simulation de deux topologies de diplexeurs microondes en technologie microstrip basé sur des filtres à saut d'impédance en utilisant HFSS :

1-Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G :

-Un filtre coupe-bande dont la fréquence centrale est de 1,8 GHz.

-Un filtre coupe-bande dont la fréquence centrale est de 2,5 GHz.

2-Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G :

-Un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est de 1,8 GHz.

-Un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est de 2,5 GHz.

IV .2 SIMULATION ET MODELISATION DES DIPLEXEUR AVEC HFSS :

Cette partie du chapitre a pour objectif de présenter le contexte général sur le simulateur HFSS que nous allons employer pour modéliser un diplexeur en ligne planaire dans le domaine des microondes.

HFSS (High Frequency Structure Simulator), et en français **Simulateur des Structures Hautes Fréquences**, est un progiciel interactif pour calculer le comportement électromagnétique d'une structure. **HFSS** est un simulateur de champ électromagnétique ce qui permet de modéliser des dispositifs volumétriques 3D, et qui profite de l'interface graphique familière de Microsoft Windows.

Ansoft HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM), un maillage adaptatif, et des graphismes rayonnants pour donner des performances exceptionnelles et des perspectives à tous les problèmes EM de support 3D. HFSS peut calculer et simuler:

Antennes/Communications Mobiles : tels que les patches, les dipôles, les cornets, les antennes approprié au téléphone portable ;

Guides d'ondes : Filtres, Résonateurs, Transitions, Coupleurs.

Filtres : Filtres de cavités, micro-rubans, modélisation des paquets diélectriques ;

EMC/EMI (Electromagnetic Compatibility / Electromagnetic Interference) : Barrière de protection, Couplage, Rayonnement des champs proches et lointains.

Modélisation du panneau de carte imprimée PCB (Printed Circuit Board) :

Puissance /plans de masse, Masses de réseau de maille, Cartes mères.

Silicium/GaAs : Inducteurs en spirale, Transformateurs.

Connecteurs : Coaxiaux, Cartes mères, transitions. ... etc.

Le logiciel inclut des commandes de post-traitement pour analyser ce comportement en détail.

En utilisant HFSS, nous pouvons calculer:

- Les Quantités de bases du champ électromagnétique, les problèmes de frontière non résolus, les champs rayonnés proches et lointains.
- Les caractéristiques d'impédances du port, et constante de propagation.
- Les paramètres de la matrice S généralisés, et les paramètres de la matrice S re-normalisés, pour spécifier les impédances du port.
- Les modes propres, ou résonances d'une structure.

HFSS fournit les solutions nécessaires sur les champs, sur les caractéristiques du port et sur les paramètres S associées.

IV. 2.1 LE BUREAU HFSS :

Le bureau HFSS comporte plusieurs fenêtres, barre de menu, barre d'outils, et barre de statut.

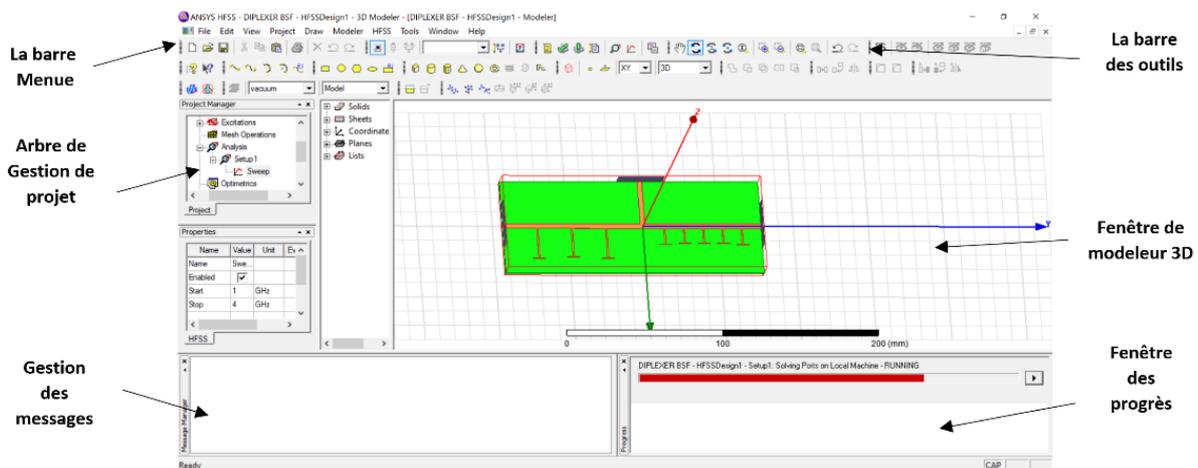


Figure IV. 1 : L'interface HFSS.

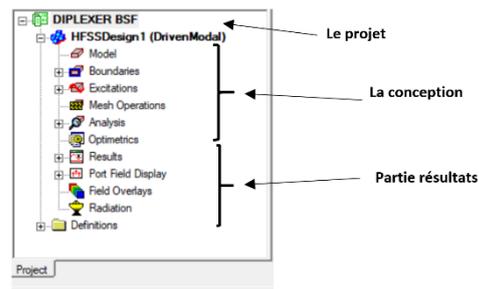


Figure IV. 2 : L'arbre de gestion d'une structure sous HFSS.

IV. 2.2 UTILISATION DE LA BARRE DE MENU (MENU BAR) :

La barre de menu (**Menu bar**) vous permet d'accomplir toutes les tâches de HFSS, telles que la gestion des fichiers de projet, de personnaliser le bureau HFSS, de dessiner les objets, et de régler et modifier tous les paramètres de projet.

Pour ouvrir le sujet d'aide à partir d'une commande de menu HFSS, appuyez sur Shift+F1, et puis cliquez sur la commande de l'icône de la barre d'outil.

HFSS contient les menus suivants, qui apparaissent sur le bureau:

- **File menu (Menu de dossier) :** utilisez les commandes de menu de dossier pour contrôler les fichiers de projet HFSS, et les options d'impression.
- **Edit menu (Menu d'édition) :** utilisez les commandes de menu d'édition pour modifier les objets dans le modèle actif, et pour annuler et rétablir des actions.
- **View menu (Menu d'affichage) :** utilisez les commandes de menu d'affichage pour afficher ou cacher les éléments de bureau et les objets à modéliser, et pour modifier les arrangements visuels de fenêtre du 3d Modeler et modifier la vue du modèle.
- **Project menu (Menu de projet) :** utilisez les commandes de menu de projet pour ajouter une conception HFSS au projet courant, visualiser, et définir les ensembles de données et les variables de projet.
- **Draw menu (Menu de dessin) :** utilisez les commandes de menu de dessin pour dessiner des objets a une dimension, ou a deux dimensions ou tridimensionnels, et balayer les objets a une dimension et bidimensionnels.
- **Modeler menu (Menu de modélisation) :** utilisez les commandes de menu de modélisation pour importer, exporter, et copier les dossiers **d'Ansoft de 2d Modeler** et de **3d Modeler**, assigner les matériaux aux objets, contrôler la fenêtre de **3d Modeler**, définir une liste ou un visage d'objet, contrôler l'ensemble de la surface, effectuer les opérations booléennes sur les objets, et placer les unités pour la conception courante.
- **HFSS menu (Menu de HFSS) :** utilisez le menu de HFSS pour installer et contrôler tous les paramètres du projet actif. La plupart de ces propriétés de projet apparaissent également dans l'arbre de projet (**Project tree**).
- **Tools menu (Menu d'outils) :** Employez le menu d'outils qui contient des données matérielles pour modifier le projet actif, arranger la bibliothèque matérielle, analyser et enregistrer des manuscrits, mettre à jour des définitions de projet par la bibliothèque, et personnaliser le bureau.
- **Window menu (Menu de fenêtre) :** Employez les commandes de menu de fenêtre pour réorganiser les fenêtres de **3d Modeler** et les icônes de la barre d'outils.

- **Help menu** (Menu d'aide): Employez les commandes de menu d'aide pour accéder au système d'aide en ligne, et voir les informations sur la version HFSS.

IV. 2.3 LE PROCESSUS DE SIMULATION:

L'organigramme suivant représente les étapes générales validées pour faire une simulation dans HFSS.

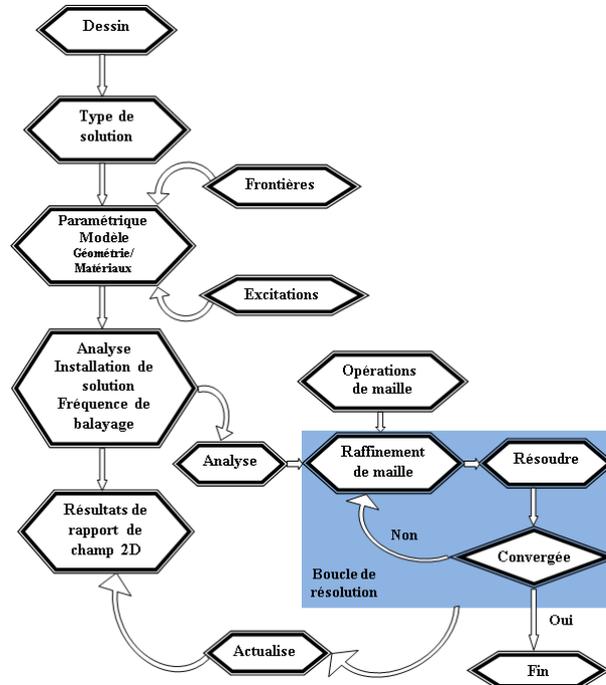


Figure IV. 3 : le processus HFSS

IV. 2.4 LES PROJETS :

Pour ouvrir un projet enregistré précédemment en utilisant la commande **File>Open**.

- Sur le menu de dossier, cliquez sur **Open** .
- Sélectionnez le dossier que vous voulez l'ouvrir. Puis cliquez sur **Ok**.
-

Fermetures des projets :

Pour fermer le projet courant de HFSS, sélectionner **HFSS>Close**. Ceci ferme le projet sans sortir de HFSS.

L'enregistrement des projets :

Utilisez la commande **File>Save as** pour faire ce qui suit :

- Enregistrez un nouveau projet.
- Enregistrez le projet actif avec un nom différent ou dans un endroit différent.
- Enregistrez le projet actif dans un autre format de fichier pour l'utiliser dans un autre programme.

Utilisez la commande **File>Save**  pour enregistrez le projet actif.

La Suppression des projets :

Pour supprimer un projet:

- Sélectionnez le projet dans l'arbre de projet (**Project Tree**).
- Cliquez sur **Edit>Delete**, ou cliquez sur le nom du projet pour afficher le menu de raccourci puis sélectionnez **Delete**.

Validation des projets :

Avant que vous commenciez une analyse d'un modèle, il est très important que vous exécutiez d'abord un contrôle de validation sur le projet. Quand vous exécutez un contrôle de validation d'un projet, HFSS fait un contrôle sur tous les détails d'installations du projet actif pour vérifier que toutes les étapes nécessaires ont été effectuées et leurs paramètres sont raisonnables.

Pour effectuer une validation sur le projet actif:

- Dans le menu HFSS, cliquez sur le contrôle de validation .
- Voir les résultats de la vérification de validation dans la fenêtre de validation.

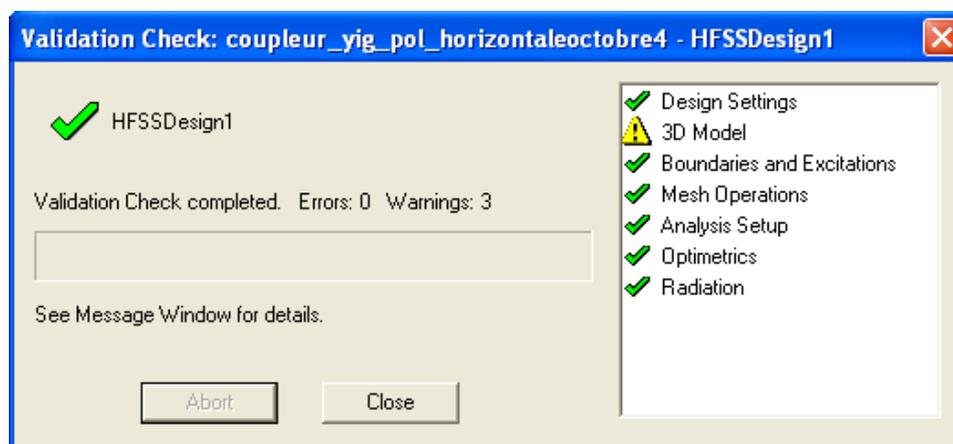


Figure IV. 4: Fenêtre de validation.

Les icônes suivantes peuvent apparaître à côté d'un article:



Indique que l'étape est complète.



Indique que l'étape est incomplète.



Indique que l'étape peut exiger votre attention.

- Voir tous les messages dans la fenêtre de gestionnaire de messages.

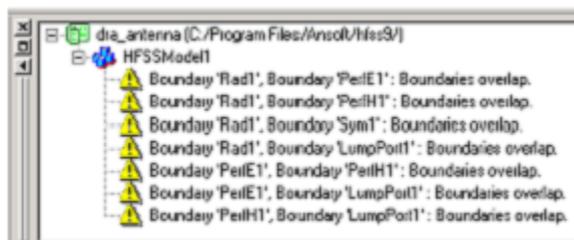


Figure IV. 5: Fenêtre de gestionnaire de message.

- Si le contrôle de validation indique qu'une étape dans votre projet est inachevée ou incorrecte, passez en revue soigneusement les détails d'installation pour cette étape particulière et révissez le cas échéant.
- Dans le menu HFSS, cliquez sur le contrôle de validation pour exécuter un contrôle de validation après que tous les détails d'installation ont été mis à jour suite à une étape inachevée ou incorrecte de projet.
- Cliquez sur **Close**.

Ajouter une variable du projet :

- Dans le menu **Project**, cliquez sur **Project variables**.

La boîte de dialogue **Propriétés** apparaît.

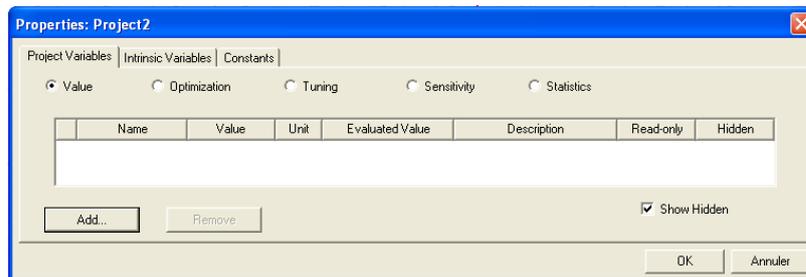


Figure IV. 6: Fenêtre des propriétés de projets.

- Sous l'onglet **Project Variables**, cliquez sur **Add**.

La boîte de dialogue **Add Property** apparaît.

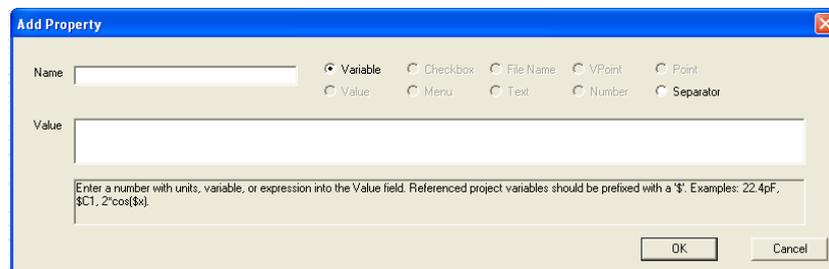


Figure IV. 7: Fenêtre d'ajouts des propriétés au projet.

- Dans la zone de texte du Nom, tapez le nom de la variable. Les noms des variables du projet doivent être commencés par le symbole \$ suivi de la lettre. Les noms des variables peuvent inclure des caractères alphanumériques et soulignés (_). Les noms des fonctions intrinsèques (**intrinsic functions**) et la constante prédéfinie pi (π) ne peuvent pas être utilisés comme des noms des variables.
- Dans la zone de texte **Value**, tapez la quantité de la variable. En option, classer les unités de mesure. La quantité peut être une valeur numérique, une expression mathématique ou une fonction mathématique.
- Cliquez sur **OK**.
Vous revenez à la boîte de dialogue **Propriétés**. La nouvelle variable et sa valeur sont listées dans le tableau. Si la valeur est une expression, la valeur évaluée est montrée. Mise à jour de l'expression change aussi l'affichage des valeurs évaluées.
- Par option, tapez une description à la variable dans la zone de texte **Description**.

- Par option, sélectionnez **Read Only**, le nom de La variable, la valeur, l'unité. La description ne peut pas être modifiée lorsque **Read Only** est sélectionnée.
- Par option, sélectionnez **Hidden**. Si vous désactivez l'option **Show Hidden**, la variable cachée n'apparaîtra pas dans la boîte de dialogue **Properties**.

Alors, la nouvelle variable peut être attribuée à une valeur de paramètre dans le projet dans laquelle elle a été créée.

L'ajout d'une variable de conception :

Une variable de conception est associée à un design de HFSS. Une variable de conception peut être assignée à une valeur de paramètre dans la conception HFSS, dans laquelle elle a été créée.

- Dans le menu HFSS, cliquez sur **Design Properties**.
- Sous l'onglet **Local Variables**, cliquez sur **Add**.

La boîte de dialogue **Add Property** apparaît.

- Dans la boîte de texte **Name**, tapez le nom de la variable.

Les noms des variables doivent commencer par une lettre et peuvent inclure les caractères alphanumériques et sous des points (_). Les noms des fonctions intrinsèques et la constante prédéfinie pi (π), ne peuvent pas être utilisés en tant que des noms des variables.

- Dans la boîte de texte **Value**, tapez la quantité que représente la variable.
Par option, incluez les unités de mesure.
- Cliquez sur **OK**.

Vous revenez à la boîte de dialogue **Properties**.

La nouvelle variable et sa valeur sont listées dans le tableau. Si la valeur est une expression, la valeur évaluée est montrée. La mise à jour de l'expression change aussi l'affichage des valeurs évaluées.

- Par option, tapez une description de la variable dans la zone de texte **Description**.

La nouvelle variable peut être maintenant assignée à une valeur de paramètre dans la conception dans laquelle elle a été créée.

Suppression des variables de conception:

Pour supprimer une variable de conception:

- Supprimez toutes les références de variable dans la conception.
- Enregistrez le projet pour effacer l'historique des commandes.
- Cliquez **HFSS>Design Properties** pour afficher la boîte de dialogue **Properties** avec la liste des variables locales.
- Sélectionnez la variable et cliquez sur **Remove**, puis sur **OK**.

IV. 2.5 INSTALLATION D'UNE CONCEPTION HFSS :

Pour mettre en place un design HFSS, suivez cette procédure générale. Notez que lorsque vous insérez un dessin, vous n'avez pas besoin d'effectuer les étapes d'une façon séquentielle, mais ils doivent être remplis avant qu'une solution puisse être générée.

-  Insérez une conception de HFSS dans un projet.
-  Sélectionnez le type de solution.
-  Placez les unités de mesure pour le modèle.
-  Dessinez la géométrie de modèle et assignez les caractéristiques matérielles aux objets.

✚ Assignez les frontières, qui spécifient le comportement de champ aux bords, pour les problèmes de régions et des interfaces d'objets.

✚ Pour des conceptions de type de solution conduites (**Driven solution**), assignez les sources d'excitations des champs électromagnétiques et des charges, les courants, ou les tensions sur des objets ou des surfaces.

✚ Spécifiez comment HFSS calculera la solution.

Insertion d'une conception de HFSS :

C'est la première étape pour installer une conception de HFSS.

Pour insérer une conception de HFSS:

Sur le menu **Project**, cliquez sur **Insert HFSS Design** 

La nouvelle conception sera listée dans l'arbre de projet. Elle est nommée HFSSDesign*n* par défaut, La fenêtre **3D Modeler** apparaîtra à la droite du **Project Manager**.

Vous pouvez maintenant créer la géométrie du modèle.

Sélection d'un type de solution :

Avant que vous dessiniez le modèle, spécifiez le type de solution de la conception. Car les options disponibles dans l'interface utilisateur dépendront du type de solution choisi.

- Sur le menu **HFSS**, cliquez sur **Solution Type**.

La zone de dialogue **Solution Type** apparaît.

- Choisissez un des types de solution suivants:

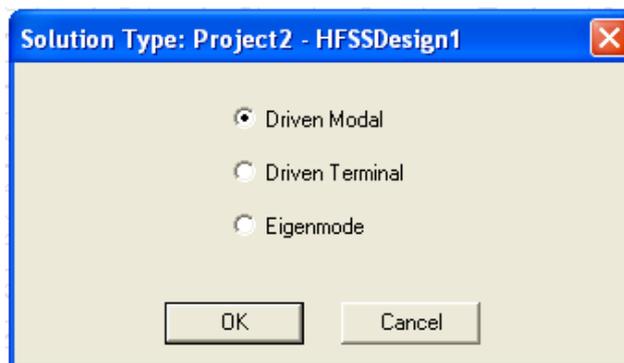


Figure IV. 8: Fenêtre des types de solutions.

Driven Modal : Pour le calcul de mode passif basé sur les paramètres S, des structures à hautes fréquences telles que des micros rubans, des guides d'ondes, et des lignes de transmissions alimentés par une source.

Driven Terminal : Pour le calcul des paramètres S dans les terminaux des structures passives ou à hautes fréquences avec les ports des lignes de transmission à multi conducteurs alimentés par une source.

Eigenmode : Pour le calcul des modes propres, ou de résonances d'une structure. Le solveur d'Eigen mode trouve les fréquences de résonance de la structure et de champ à ces fréquences de résonance. Les conceptions d'Eigen modes ne peuvent pas contenir les paramètres de conception qui dépendent de la fréquence, par exemple un état de fréquence dépend de l'impédance dans les conditions de frontières.

L'ajout des unités de mesure pour le modèle:

Vous pouvez indiquer les unités de mesure pour dessiner les modèles géométriques.

Pour définir les unités de mesure du modèle:

- Sur le menu **Modeler**, cliquez sur **Units**.

La boîte de dialogue **Set Model Units** apparaît.



Figure IV. 9: Fenêtre de choix d'unités.

- Sélectionnez les nouvelles unités du modèle, à partir des unités sélectionnées dans la liste déroulante.
- spécifiez le changement dans les unités, affecté au modèle:
 - Sélectionnez l'option (Mettre à l'échelle la nouvelle unité) pour redimensionner les dimensions de la nouvelle unité.
 - Décochez l'option **Rescale to new units** (par défaut) pour convertir les dimensions pour les nouvelles unités sans changer leur échelle.
- Cliquez sur **OK** pour appliquer les nouvelles unités sur le modèle.

Dessiner un modèle :

Pour créer une structure en 3D il suffit de la dessiner avec les outils mis à disposition par le logiciel. Ici, nous ne décrivons que les parties les plus difficiles à mettre en oeuvre Vous pouvez créer les objets 3D en employant les commandes de l'aspiration de HFSS (HFSS's>Draw> commands). Des objets sont dessinés dans la fenêtre du modéliseur 3D.

Assignations des excitations :

Les excitations dans **HFSS** sont utilisées pour spécifier les sources des champs électromagnétiques, les charges, et les courants ou les tensions sur les objets ou sur les surfaces dans une conception. Vous pouvez assigner les types d'excitations suivants à une conception HFSS de type **Driven solution**:

Wave Port: Représente la surface à travers laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.

Lumped Port : Représente une surface interne par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.

Floquet Port : Utilisé exclusivement avec les structures planaires périodiques. Les exemples principaux sont des réseaux planaires échelonnés et des surfaces de fréquences sélectives quand ceux-ci peuvent être idéalisés comme infiniment grandes.

Incident Wave: Représente une onde incidente se propageant.

Voltage Source : Représente un champ électrique constant à travers les points d'alimentation.

Current Source : Représente un courant électrique constant à travers les points d'alimentation.

Magnetic Bias : Utilisé pour définir le champ interne net qui polarise un objet 3D des matériaux ferrites.

Assignations des ports d'ondes :

Conditions aux limites :

Cliquer sur le bouton droit sur les surfaces ou les limites puis sélectionner :

Assign boundary>(perfect E,Perfect H, Radiation,...) à savoir la structure à étudiée et ses conditions.

Les ports d'ondes représentent des endroits dans la géométrie par lesquels les signaux d'excitations entrent et sortent de la structure. Ils sont employés pour la modélisation des lignes à ruban et d'autres structures de guides d'ondes.

L'installation des ports d'ondes varie légèrement selon notre solution, **Modal** ou **Terminal**.

Employez **lumped ports** pour représenter une surface interne dans lequel un signal d'excitation entre ou sort de la géométrie.

a. Assignations des ports d'ondes pour Modal Solutions :

- Sélectionnez la face d'objet dans laquelle vous souhaitez attribuer le port.
- Cliquez **HFSS>Excitations>Assign>Wave Port**.
- Tapez le nom de port dans la zone de texte **Name** ou acceptez le nom par défaut.
- Cliquez sur **Next**. Cela montre la fenêtre **Modes**. Ici vous spécifiez le nombre de modes pour un port, définissez des lignes d'intégration pour chaque mode, et choisir si vous renormalisez le port.
- Pour spécifier plus d'un mode dans le port pour l'analyser, tapez une nouvelle valeur dans la boîte **Number of Modes**.
- Pour spécifier une ligne d'intégration pour un mode de port, suivez les directions pour définir une ligne d'intégration.
 - **Defined** - reconnaît une définition actuelle.
 - **None** - pas de ligne définie.
 - **Swap Endpoints** - Inverse les points finaux de la ligne.
 - **Duplicate Line...** - vous laisse reproduire une ligne actuellement définie.
 - **New Line...** - vous permet de créer une nouvelle ligne.

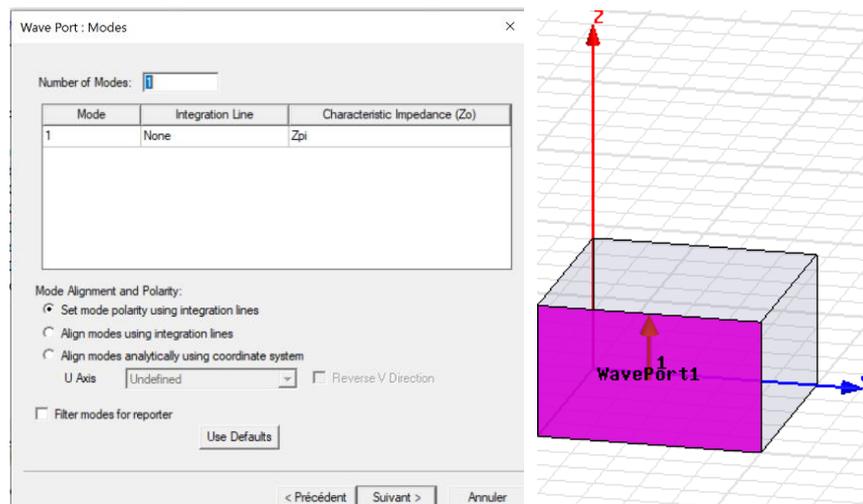


Figure IV. 10: Assignations des modes de ports d'ondes :

Ceci montre la fenêtre **Wave Port: Post Processing**. Les valeurs ici affectent seulement les paramètres S. Les choix **Port Renormalization** incluent :

- **Do Not Renormalize** : (par défaut).
- **Renormalize All Modes**: Ceci permet d'accéder à la zone de texte **Full Port Impedance**.

Si vous voulez entrer une impédance complexe, écrivez-la sous la forme suivante :

$\langle re \rangle + \langle im \rangle j$

S'il ya plusieurs modes, le **Renormalize Specific Modes** est activé. Cliquez sur **Renormalize Specific Modes** pour permettre d'accéder au bouton **Edit Mode Impedances**. Cela ouvre un tableau modifiable avec des impédances pour chaque mode.

- Pour insérer le port, sélectionnez **Deembed**, puis tapez la distance de la ligne de transmission et sélectionnez les unités à utiliser. Sinon, cliquez sur **Get Distance Graphically** pour tracer une ligne où la longueur représente la distance spécifiée.

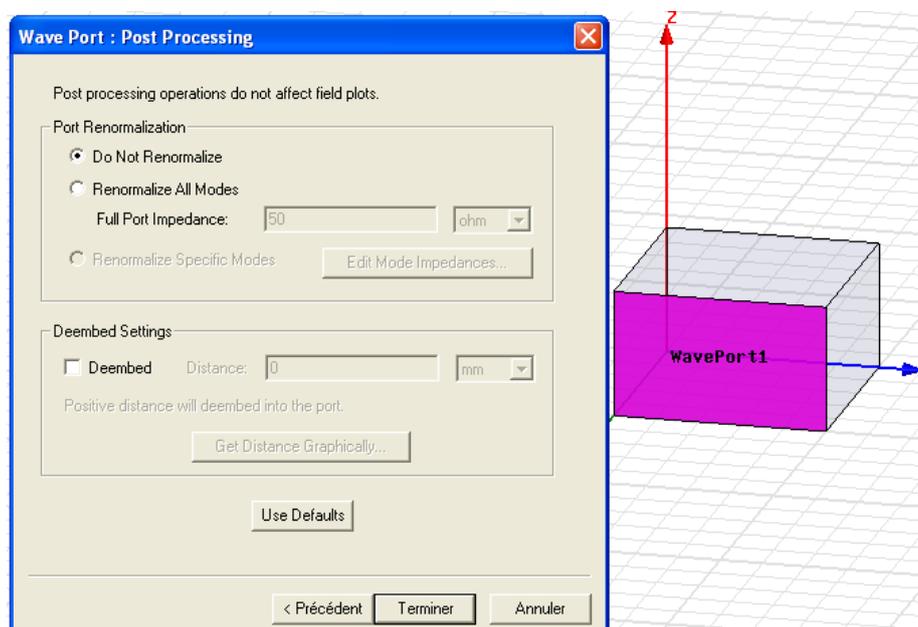


Figure IV. 11: Assignations des installations de ports d'ondes :

Génération des rapports

Une fois que la simulation est finie, on utilise les rapports pour consulter les résultats obtenus.

Pour créer un rapport, on sélectionne HFSS > Results > Create Report et choisit le type du rapport (paramètres S ou les champs) et son format d'affichage (rectangulaire, sur l'abaque de Smith, polaire,...). La fenêtre de création des Traces s'ouvre. On choisit la quantité que l'on veut tracer et on appuie sur OK.

On peut aussi définir les relations mathématiques à partir des résultats obtenus: dans la fenêtre Traces on appuie sur Output variables... et on entre l'expression et le nom de variable que l'on veut définir.

IV. 3 CONCEPTION D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES COUPE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G AVEC HFSS :

Après avoir conçu les deux filtres coupe bande suivant la méthode décrite dans le chapitre III précédent, il est nécessaire de les combiner ensemble pour former le diplexeur. En général, après avoir combiné les deux filtres il est nécessaire de réajuster les dimensions et la position des résonateurs et des lignes d'alimentation afin d'obtenir la réponse en fréquence désirée.

Le diplexeur proposé est obtenu en reliant les deux filtres coupe bandes à base de résonateurs à saut d'impédance (SIR) avec les lignes de transmission d'entrée/sortie comme le montre la **Figure IV. 12**. La partie de droite du circuit représente le filtre coupe bande dédié à la liaison descendante (downlink band) qui représente la bande réception de téléphonie 4G tandis que la partie gauche représente le filtre coupe bande qui opère pour la liaison montante (uplink band) qui représente la bande émission de téléphonie 4G. Le circuit a été optimisé et simulé dans un premier temps en utilisant le logiciel HFSS.

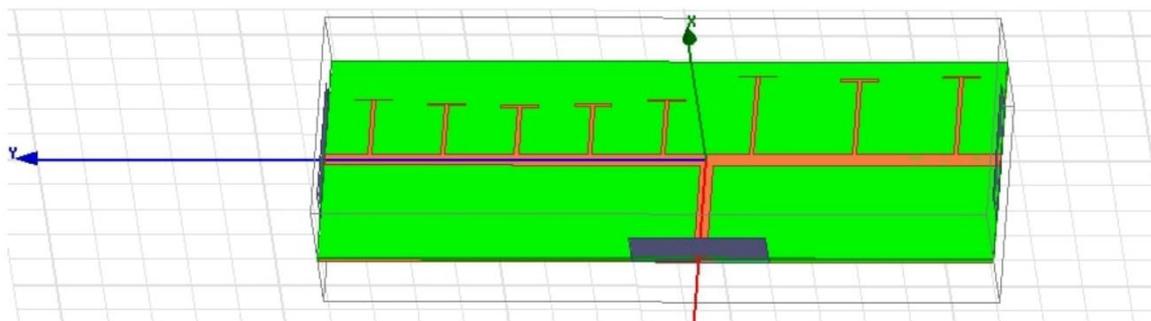


Figure IV. 12. Structure du diplexeur proposé avec HFSS.

Ce diplexeur microstrip a été configuré pour les fréquences centrales de 1,8 et 2,5 GHz des filtres Rx et Tx. Le diplexeur a été modélisé à l'aide d'un simulateur HFSS. Pour la conception, un substrat FR4 de $\epsilon_r = 4.4$ avec une épaisseur de $h = 1,6$ mm et une épaisseur de conducteur de $t = 0,035$ mm, avec une perte diélectrique tangentielle de $\tan \delta = 0.02$ est utilisé.

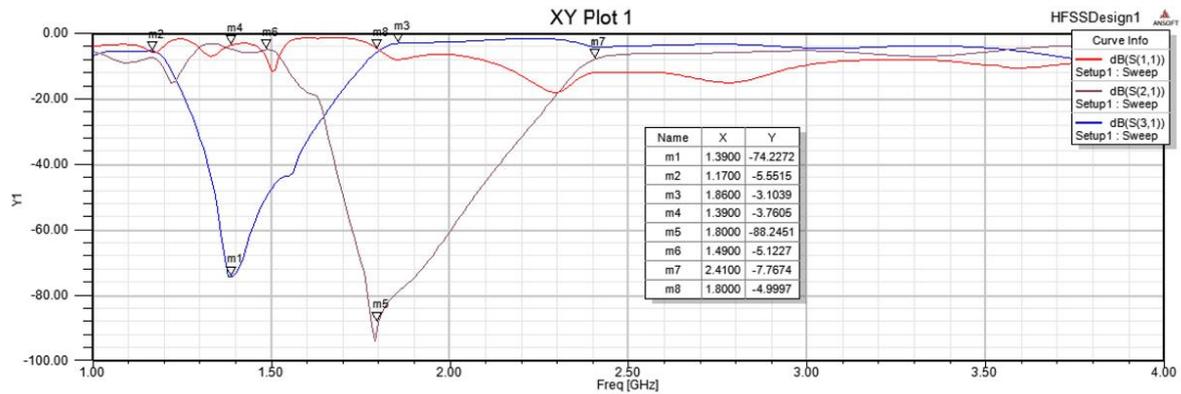


Figure IV. 13. La réponse en fréquence simulée du diplexeur proposé avec HFSS : S_{31} , S_{21} , S_{11}

La **Figure IV. 13** représente les réponses en fréquence simulée, à savoir le signal acheminé de l'antenne au récepteur S_{31} , le signal acheminé de l'émetteur à l'antenne S_{12} , et le signal acheminé du récepteur vers l'émetteur S_{23} . Dans la bande de réception, les pertes d'insertion et les pertes de retour sont de l'ordre de $-74,2272\text{dB}$ et $-3,7605\text{ dB}$ à la fréquence centrale de 1.39 GHz . Sur l'autre bande passante, les pertes d'insertion et les pertes de retour sont respectivement égales $-88,2451\text{ dB}$ et $-4,9977\text{ dB}$ à la fréquence centrale de 1.8 GHz . De plus, les bandes passantes fractionnelles pour les filtres Tx et Rx sont d'environ 49.6% et 51.11% respectivement. Cette figure présente les pertes d'insertion et de retour simulées dans les filtres coupe-bande du récepteur et de l'émetteur. La configuration du circuit imprimé du diplexeur est présentée à la **Figure IV. 14**



Figure IV. 14. PCB typon du diplexeur.

En examinant la carte de circuit imprimé et la disposition du circuit imprimé de la configuration du diplexeur sur la **Figure IV. 14**, on notera que la géométrie change à mesure que l'impédance passe de 50 ohms à l'entrée à 90 ohms lorsque l'inductance en série du circuits résonnant série est placé en parallèle, puis de 90 à 25 ohms lorsque le condensateur en série du circuit résonants série est placé en parallèle. Ces brusques décalages géométriques sont appelés discontinuités (pour cause du saut de variation de la largeur du ruban). Les discontinuités géométriques entraînent une capacité et une inductance de frange qui modifient la réponse en fréquence du circuit, aux fréquences RF et inférieures (jusqu'à $1,39\text{ GHz}$ pour le filtre récepteur et jusqu'à $1,8\text{ GHz}$ pour le filtre émetteur).

OPTIMIZATION DES FILTRES AVEC HFSS :

L'outil de simulation est très utile et important pour la conception du circuit micro-ondes. Nous pouvons simuler notre conception pour vérifier si le résultat répond à notre objectif de conception. Sinon, nous pouvons procéder à un réglage fin et simuler à nouveau. En répétant cette étape de réglage fin et de simulation, la conception peut être aussi proche que possible de l'objectif visé. Dans l'exemple susmentionné, pour le filtre du récepteur, la bande d'arrêt est de 1,39 GHz et la largeur de bande relative est de 690 MHz, soit 49,6 % de la fréquence centrale ; le coefficient de transmission et le coefficient de réflexion sont de -74,2272 et

-3,7605 dB, ce qui est inférieur à ce que nous attendions des résultats de la simulation car la fréquence centrale souhaitée est de 1,8 GHz. Cela pourrait être dû à des discontinuités de capacités et d'inductances (pour cause du saut de variation de la largeur du ruban). Ici, nous essayons d'affiner à nouveau le réglage en changeant les longueurs des condensateurs et des inductances de ce BSF avec un recalcul et une simulation du filtre à une fréquence centrale de 2,2 GHz, où nous constatons que la bande d'arrêt est à 1,8 GHz. Dans l'expérience, nous prenons la fréquence centrale du cas 2,2 GHz pour la mesure.

La bande d'arrêt du filtre de l'émetteur est de 1,8 GHz, la largeur de bande relative est de 920 MHz, soit 51,11% de la fréquence centrale. 51,11% de la fréquence centrale, et les pertes des coefficients de transmission et de réflexion sont de -88,2451 et -4,9997 dB, respectivement, ce qui est inférieur à ce que nous attendions sur la base des résultats de la simulation, car la fréquence centrale souhaitée est de 2,5 GHz. Cela pourrait être dû à la discontinuité des capacités et des inductances (pour cause du saut de variation de la largeur du ruban). Ici, nous essayons d'affiner en changeant les longueurs des condensateurs et des inductances de ce BSF avec un nouveau calcul et une nouvelle simulation du filtre à une fréquence centrale de 3,2 GHz, où nous trouvons que la bande d'arrêt est à 2,5 GHz. Dans l'expérience, nous prenons la fréquence centrale d'un cas de 3,2 GHz pour la mesure. Le **Tableau IV. 1** illustre les dimensions du diplexeur optimisé proposé. La **Figure IV. 15** illustre les dimensions du diplexeur optimisé proposé. La **Figure IV. 16** illustre la structure du diplexeur optimisé proposé avec HFSS. **Tableau IV. 1** montre les dimensions du diplexeur optimisé.

Dimension	Diplexeur		
	Filtre de l'émission (Tx)		Filtre de réception (Rx)
Largesurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$W_0 = 3.054$	$W_{0L} = 0.936$	$W_{0C} = 8.371$
L'impédances caractéristique en Ohm	$Z_0 = 50$	$Z_{0L} = 90$	$Z_{0C} = 25$
Permittivités effectives	$\epsilon_{re0} = 3.33$	$\epsilon_{reL} = 3.08$	$\epsilon_{reC} = 3.637$
Longueurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$\frac{\lambda g}{4} = 12.8425$ $l_{L'_1} = l_{L'_5} = 12.798$ $l_{C'_1} = l_{C'_5} = 0.1426$ $l_{L_2} = l_{L_4} = 11.908$ $l_{C_2} = l_{C_4} = 0.3732$ $l_{L'_3} = 11.576$ $l_{C'_3} = 0.4611$	$\frac{\lambda g}{4} = 18.6825$ $l_{L'_1} = l_{L'_3} = 18.669$ $l_{C'_1} = l_{C'_3} = 0.193434$ $l_{L_2} = 17.919$ $l_{C_2} = 0.3868$	

Tableau IV. 1. Dimensions du diplexeur optimisé

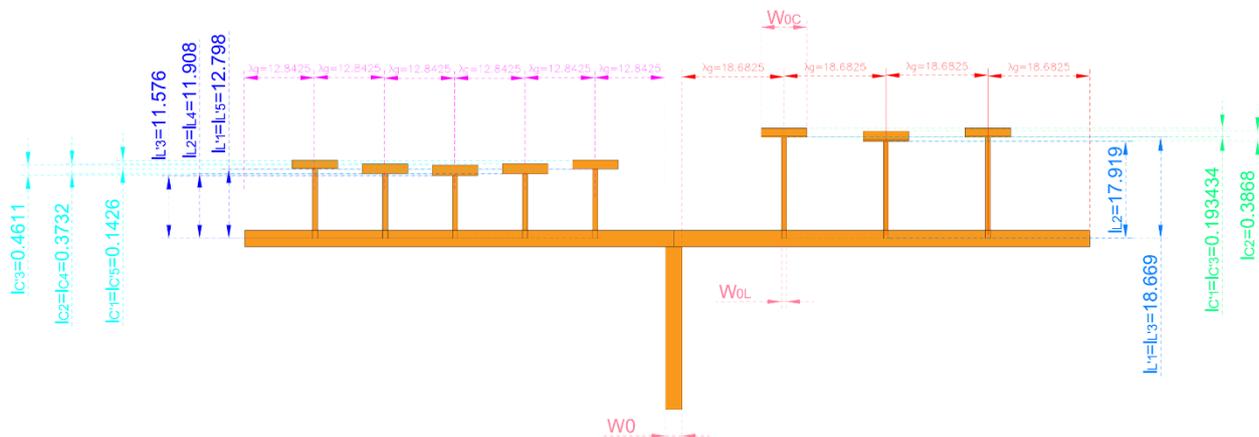


Figure IV. 15. Dimensions du diplexeur proposé optimisé.

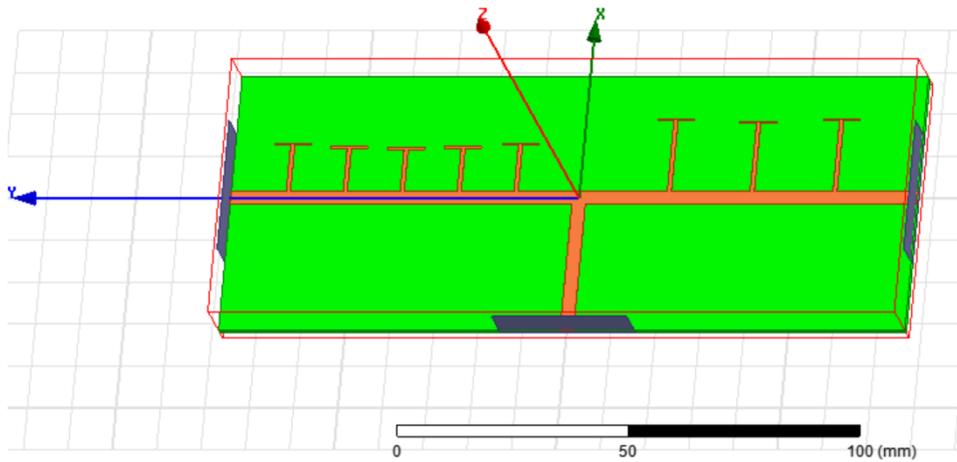


Figure IV. 16. Structure du diplexeur proposé optimisé avec HFSS

La fréquence centrale simulée du filtre du récepteur est de 1,76 GHz. Dans la bande de réception, les coefficients de transmission et de réflexion sont de -81,9574 et -3,9306 dB, respectivement. La fréquence centrale simulée du filtre de l'émetteur est de 2,27 GHz. Dans cette autre bande, les coefficients de transmission et de réflexion sont respectivement de -75,8593 et -29,5559 dB. La bande passante fractionnelle est de 43,18 et 53,30% pour les bandes Rx et Tx, respectivement, comme l'illustrent les **Figure IV. 17** et **Figure IV. 18**, qui présentent également l'isolation simulée entre l'émetteur et le récepteur, S_{23} , qui est meilleur que -63,515 dB.

-A la fréquence centrale de 1,8 GHz, les coefficients de transmission et de réflexion sont de -61,9278 et -5,5246 dB pour le filtre du récepteur. A la fréquence centrale de 2,5 GHz, les coefficients de transmission et de réflexion sont de -59,3361 et -9,6616 dB pour le filtre de l'émetteur, comme l'illustre la **Figure IV. 17**.

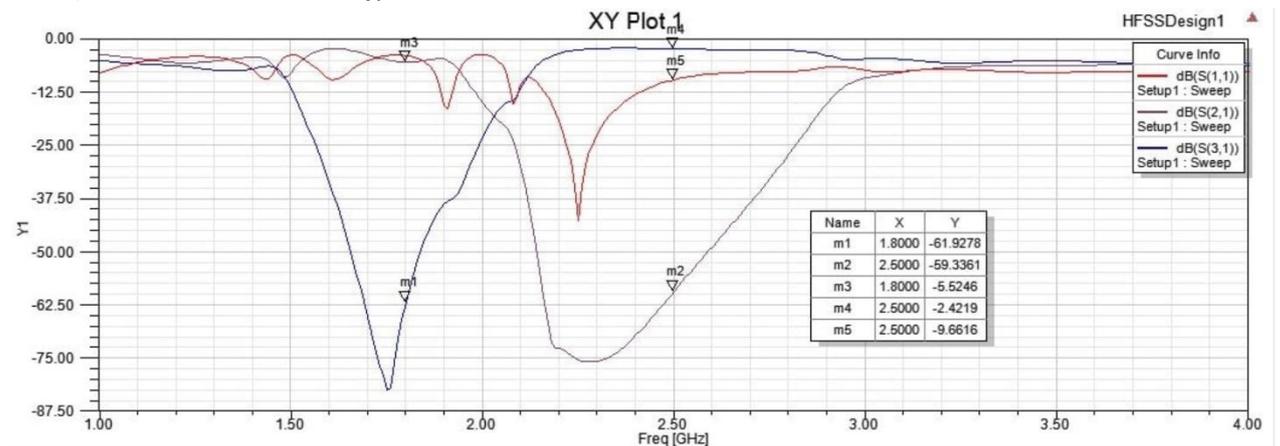


Figure IV. 17. La réponse en fréquence simulée du diplexeur optimisé proposé avec HFSS :

$$S_{31}, S_{21}, S_{11}$$

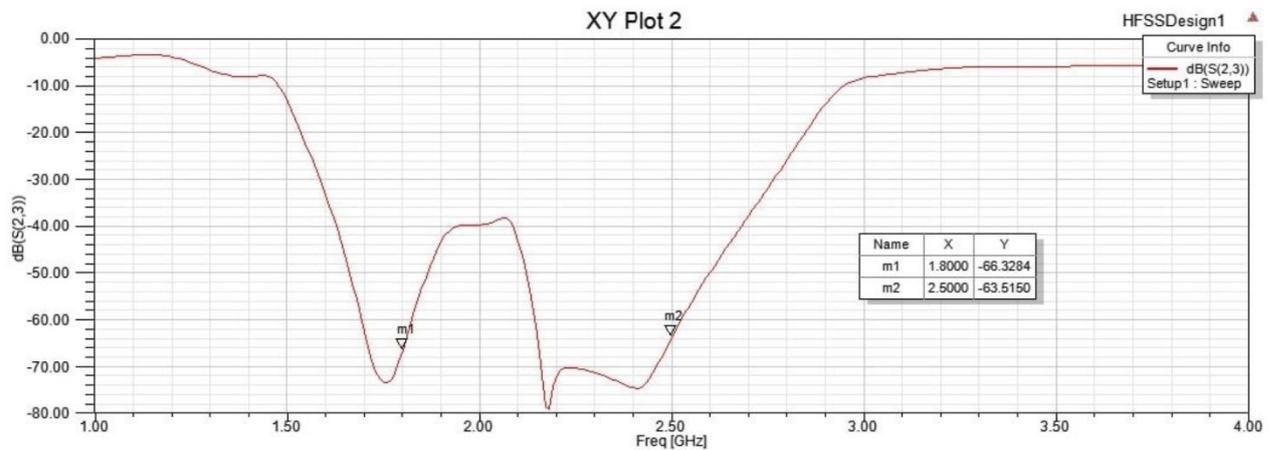


Figure IV. 18. La réponse en fréquence simulée du diplexeur optimisé proposé : isolation entre les deux ports avec HFSS : S_{23} .

III.6 CONCEPTION D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES PASSE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G AVEC HFSS :

Ce travail analyse un diplexeur microstrip basé sur des filtres passe-bande qui sont calculés dans le chapitre précédent composés de filtres passe-bas et passe-haut avec des résonateurs à saut d'impédance en utilisant le programme HFSS. Les deux dispositifs utilisent le matériau de substrat FR-4 largement disponible, qui a une permittivité diélectrique de $\epsilon_r = 4.4$, une valeur de $\tan \delta$ de 0,02 et une épaisseur $h=1,6$ mm. La disposition du diplexeur, illustrée à la **Figure IV. 19**, commence par la mise en place des deux filtres, chacun ayant une bande de fonctionnement différente et étant couplé par des lignes de transmission en microruban pour construire un circuit unique avec une entrée, deux filtres passe-bande et deux sorties.

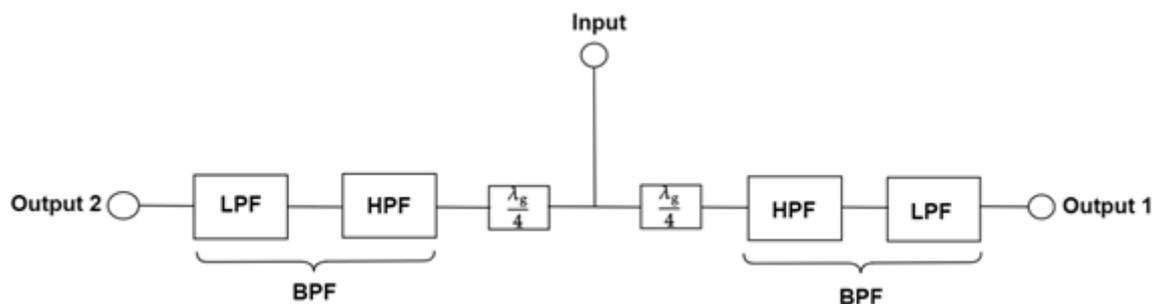


Figure IV. 19: Configuration du diplexeur

Le filtre passe-bande microstrip de la réception:

Le modèle de filtre passe-bas, développé à l'aide du programme HFSS, est illustré à la **Figure IV. 20**. Il est constitué d'une alternance de lignes de transmission à basse et haute impédance. La dépendance du paramètre S en fonction de la fréquence du filtre simulé est illustrée à la **Figure IV. 21**. Les résultats obtenus indiquent que la bande passante basse fréquence présente une perte minimale de -0,7 dB. La bande de fonctionnement est de 2,33 GHz. Le coefficient de réflexion sur la bande passante commence à environ -3,47 dB à la fréquence de coupure de 2,33 GHz et reste inférieur à -12,5 dB sur l'ensemble de la bande passante, comme le montre la **Figure IV. 21**.

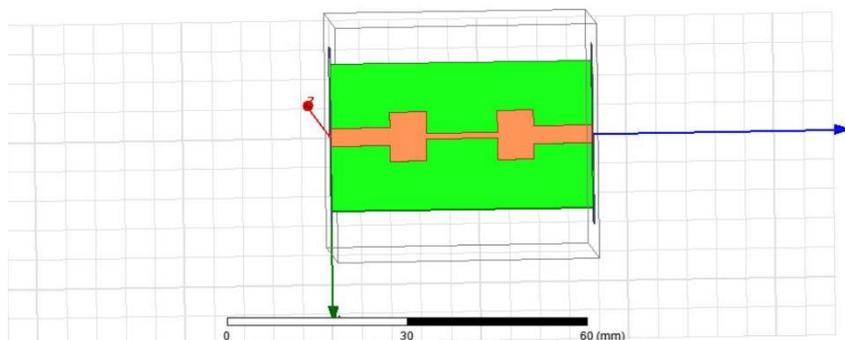


Figure IV. 20 Structure du filtre passe-bas proposé avec HFSS.

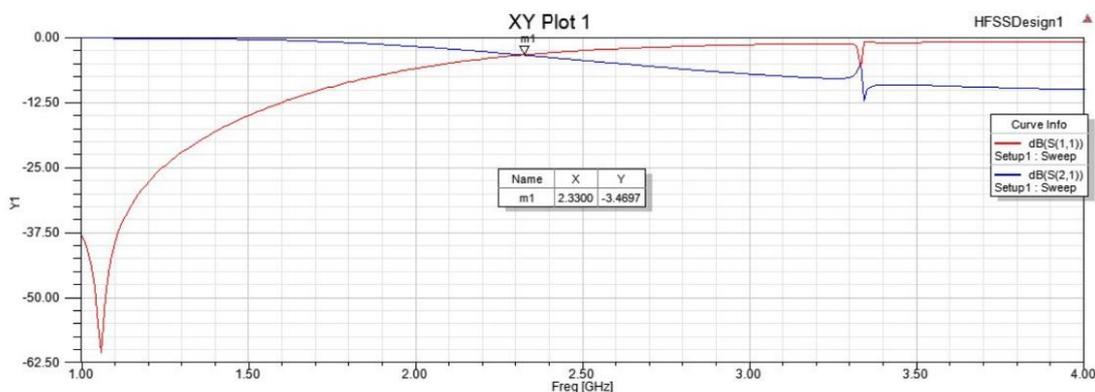


Figure IV. 21. la réponse en fréquence simulée du filtre passe-bas conçu avec HFSS.

La configuration du modèle de filtre passe-haut créé par le logiciel HFSS est représentée sur la **Figure IV. 22**. La **Figure IV. 23** montre le paramètre S en fonction de la fréquence du filtre simulé.

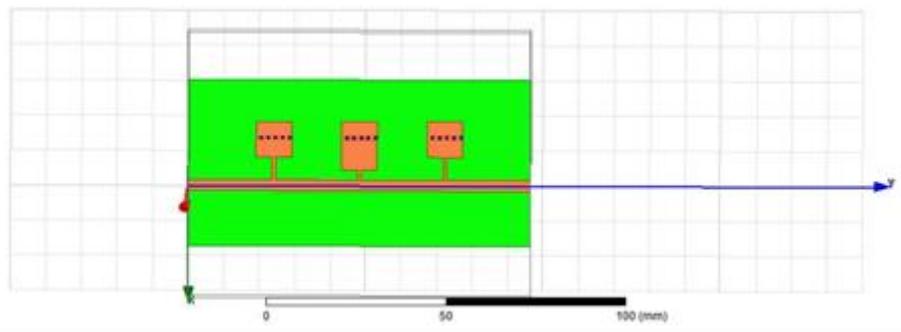


Figure IV. 22. Structure du filtre passe-haut conçu avec HFSS.

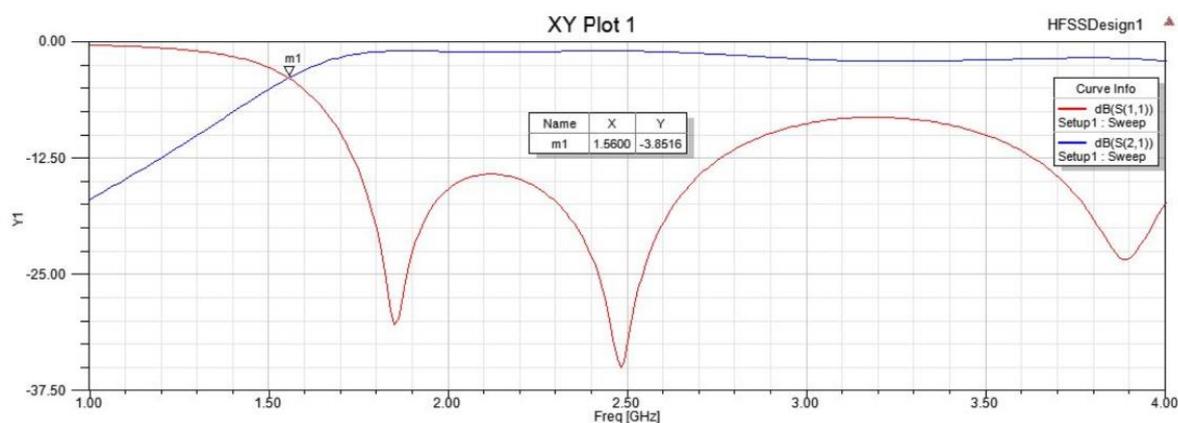


Figure IV. 23. La réponse en fréquence simulée du filtre passe-haut proposé avec HFSS.

D'après les résultats obtenus représentés sur la **Figure IV. 23**, le filtre présente des pertes limitées dans la bande passante d'environ -0,9 dB. La largeur de bande passante haute fréquence est de 2,44 GHz, et il y a une suppression significative des ondes électromagnétiques aux fréquences de la bande de réjection basse fréquence. La fréquence de coupure est de 1,56 GHz, le coefficient de réflexion S_{11} de la bande passante commence à environ -3,85 dB à la fréquence de coupure et reste inférieur à -20 dB sur toute la bande passante.

Le filtre passe-bande microbande de l'émission :

La **Figure IV. 24** illustre le modèle de filtre passe-bas créé par HFSS, qui utilise des lignes de transmission avec une impédance basse et haute alternée pour obtenir son effet de filtrage passe-bas. La **Figure IV. 25** illustre la relation entre le paramètre S et la fréquence du filtre simulé.

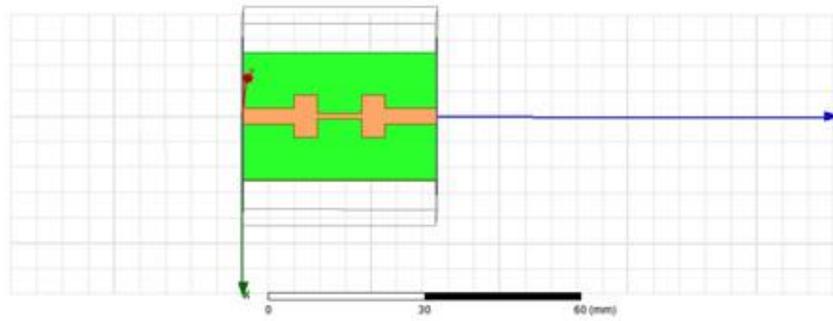


Figure IV. 24. Structure du filtre passe-bas conçu dans HFSS

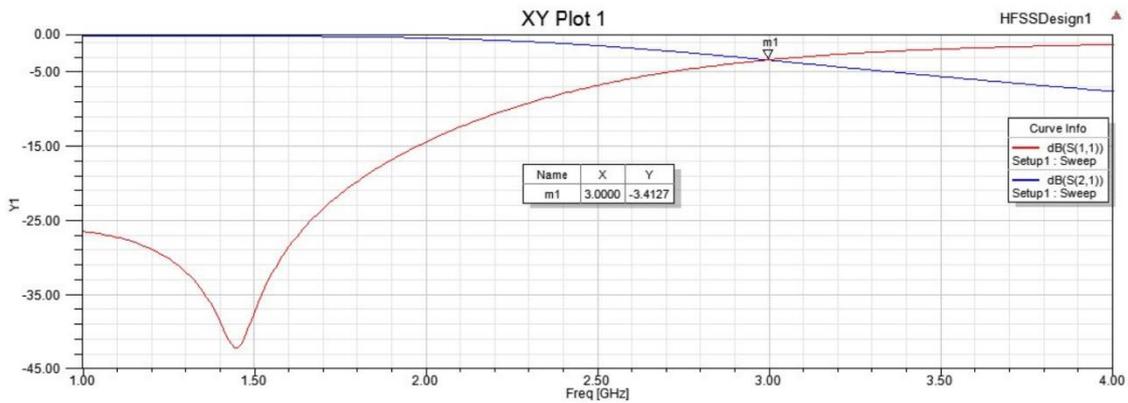


Figure IV. 25. Réponse en fréquence simulée du filtre passe-bas conçu en utilisant HFSS.

D'après les résultats obtenus, la perte minimale dans la bande passante basse fréquence est de -0,7 dB. La bande opérationnelle est de 3 GHz et est spécifiée avec une perte minimale de -3 dB. Comme le montre la **Figure IV. 25**, le coefficient de réflexion dans toute la bande passante commence à environ -3,41 dB à la fréquence de coupure de 3 GHz et reste inférieur à -12,5 dB dans toute la bande passante. **Figure IV. 26** illustre la configuration du modèle de filtre passe-haut du programme HFSS, tandis que la **Figure IV. 27** présente un graphique démontrant la dépendance du paramètre S par rapport à la fréquence du filtre simulé.

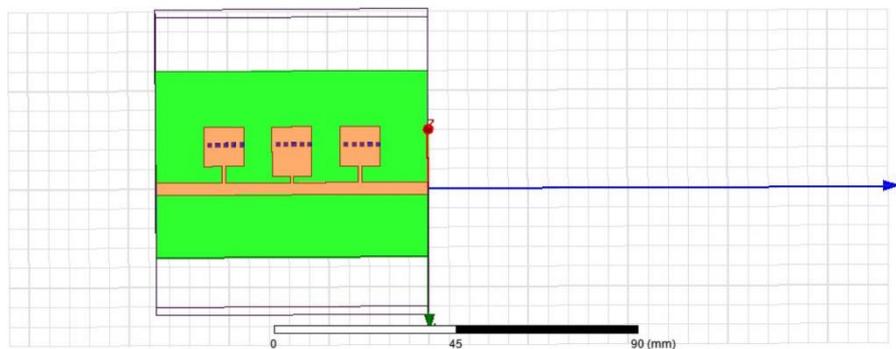


Figure IV. 26. Structure du filtre passe-haut développé à l'aide de HFSS.

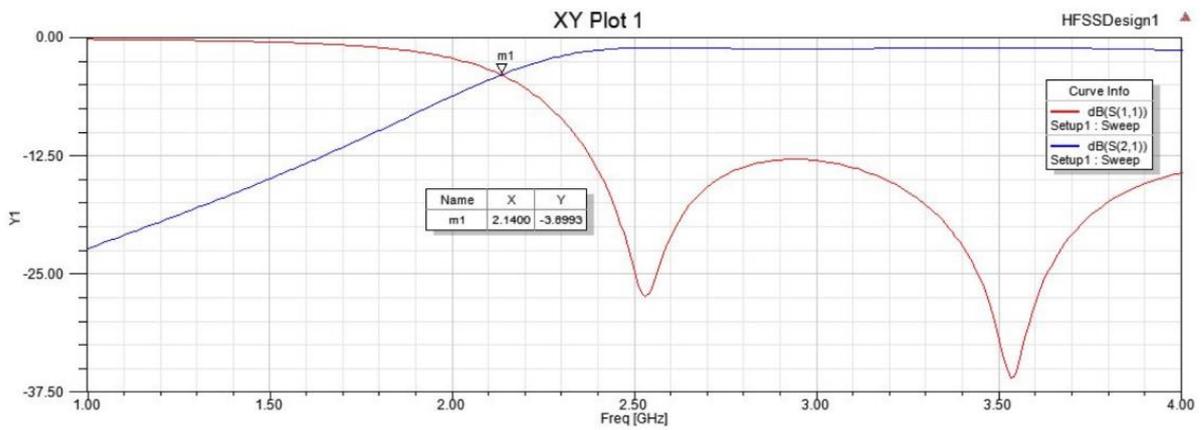


Figure IV. 27. La réponse en fréquence du filtre passe-haut suggéré en utilisant HFSS.

D'après les résultats présentés à la **Figure IV. 27**, la largeur de la bande passante haute fréquence est d'environ 1,86 GHz, avec des pertes minimales de bande passante d'environ -0,9 dB. Aux fréquences de la bande de réjection basse fréquence, on remarque une suppression significative du rayonnement électromagnétique. La fréquence de coupure est de 2,14 GHz. Le coefficient de réflexion sur la bande passante commence à environ -3,90 dB à la fréquence de coupure et reste inférieur à -14 dB sur toute la bande passante.

Conception du diplexeur :

Les filtres construits sont fusionnés en une seule structure contenant un diplexeur (**Figure IV.20, 22, 24, 26**). Sa bande de travail est créée par chaque filtre, à savoir les filtres passe-bas et passe-haut. Les **Figure IV. 28** et **Figure IV. 29** montrent respectivement la structure du diplexeur proposé et les résultats de la simulation numérique.

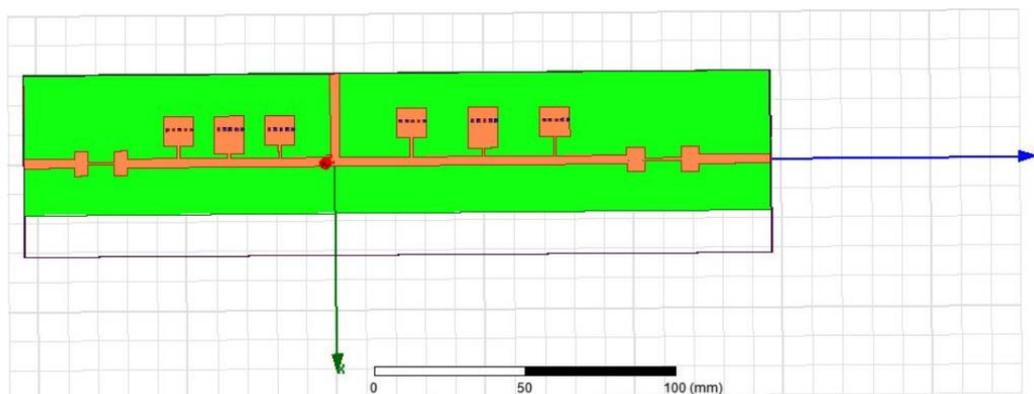


Figure IV. 28. Structure du diplexeur proposé à l'aide de HFSS.

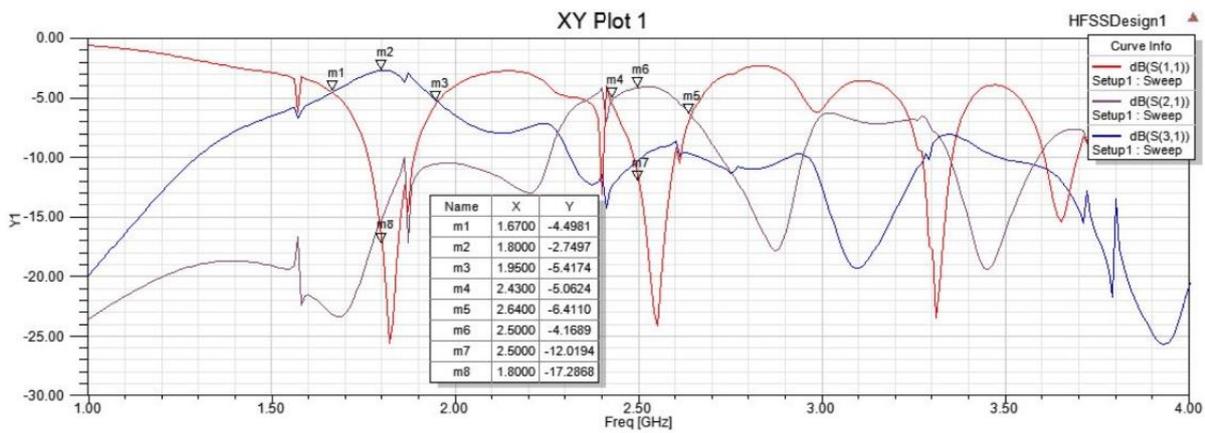


Figure IV. 29. La réponse en fréquence simulée du diplexeur proposé en utilisant HFSS : S_{11} , S_{21} , S_{31} .

D'après les résultats de la simulation numérique actuelle, le diplexeur a deux bandes de fréquences de fonctionnement de 280 MHz et 210 MHz avec une largeur de bande fractionnelles d'environ 15,6% et 8,4% pour les bandes $R(x)$ et $T(x)$ respectivement, comme le montre la **Figure IV. 29**. Les deux bandes, obtenues par les filtres passe-bande microruban du récepteur et de l'émetteur, fonctionnent respectivement à 1,8 GHz et 2,5 GHz. Dans les deux bandes, le coefficient de réflexion S_{11} dépasse -12,02 dB. Les bandes d'émission et de réception ont des coefficients de transmission et de réflexion de -2,75 dB et -17,29 dB, respectivement, tandis que la bande d'émission a des coefficients de transmission et de réflexion de -4,15 dB et -12,02 dB, respectivement.

Optimisation et modification avec HFSS :

Pour la conception d'un circuit hyperfréquence, l'outil de simulation est très utile et essentiel. En général, la conception est simulée pour s'assurer que les résultats correspondent à l'objectif de conception. Sinon, il faut affiner et re-simuler pour se rapprocher le plus possible de l'objectif de conception. Les valeurs du coefficient de réflexion (S_{11}) et du facteur de transition à l'intérieur de la bande passante du filtre de transmission diplexeur proposé à la fréquence centrale de 2,5 GHz sont d'environ -12,02 dB et -4,15 dB, respectivement. C'est plus que ce que nous attendions des résultats de la simulation, car le coefficient de transmission souhaité à l'intérieur de la bande passante est d'au moins -4,15 dB. Cela peut être dû aux discontinuités des lignes de transmission en microruban, qui ne sont jamais droites ou uniformes et comprennent des discontinuités telles que des changements de direction, de largeur et d'intersections. Nous essayons ici d'affiner le réglage en ajustant la longueur de l'inductance du filtre passe-bas $l_{L2}=5\text{mm}$. Le tableau 5 indique les dimensions du diplexeur

optimisé proposé, et les **Figure IV. 30** et **Figure IV. 31** illustrent la structure et les dimensions du diplexeur optimal proposé, les carrés bleus représentant les circuits courts. Le **Figure IV. 32** montre les résultats de la simulation numérique du diplexeur. Le **Tableau IV. 2** montre les dimensions du diplexeur.

Diplexeur	Filtre de réception (Rx)		Filtre de l'émission BPF (Tx)	
	LPF	HPF	LPF	HPF
Largeurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$W_0 = 3.054 \quad W_{0L} = 0.936 \quad W_{0C} = 8.371$			
L'impédances caractéristique en Ohm	$Z_0 = 50 \quad Z_{0L} = 90 \quad Z_{0C} = 25$			
Permittivités effectives	$\epsilon_{re0} = 3.33 \quad \epsilon_{reL} = 3.08 \quad \epsilon_{reC} = 3.637$			
Longueurs physiques des tronçons des lignes Microstrip en mm	$l_{C_1} = l_{C_3} = 6.125$ $l_{L_2} = 12.031$	$\frac{\lambda_g}{4} = 24.11$ $l_{L'_1} = l_{L'_3} = 8.092$ $l_{L_2} = 4.323$	$l_{C_1} = l_{C_3} = 4.464$ $l_{L_2} = 5$	$\frac{\lambda_g}{4} = 17.055$ $l_{L'_1} = l_{L'_3} = 5.725$ $l_{L_2} = 3.059$

Tableau IV. 2. Dimensions du diplexeur optimisé.

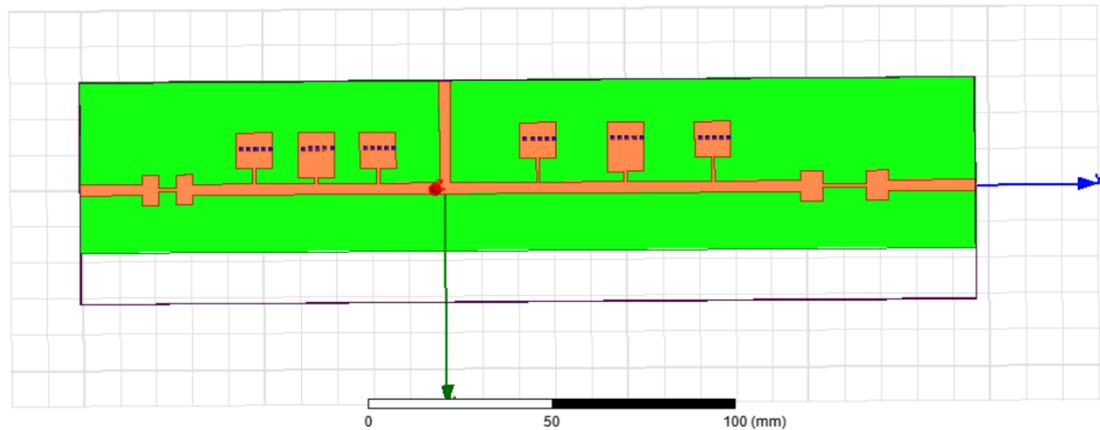


Figure IV. 30. Structure du diplexeur optimisé proposé avec HFSS.

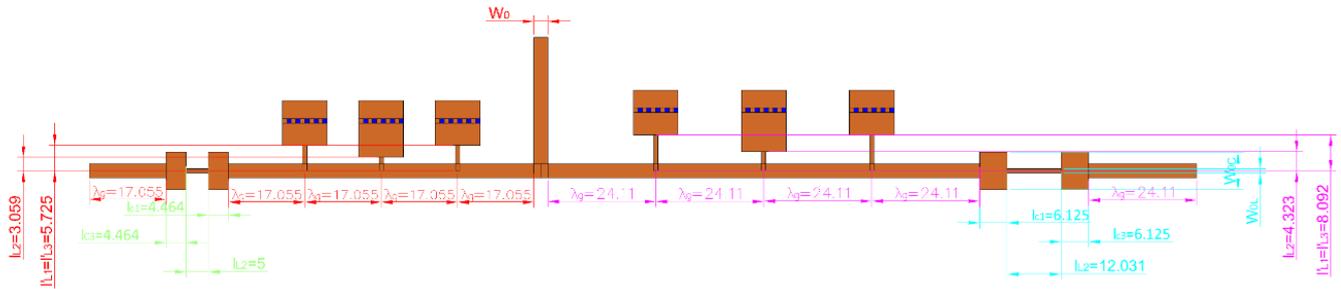


Figure IV. 31. Dimensions du diplexeur optimisé

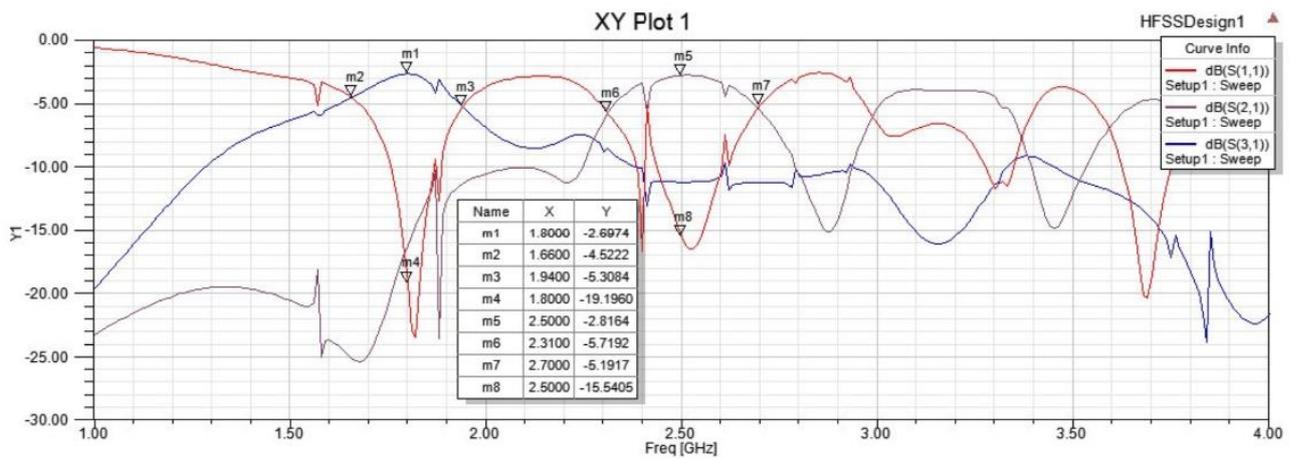


Figure IV. 32. La réponse en fréquence simulée du diplexeur optimisé proposé avec HFSS. S_{31} , S_{21} , S_{11}

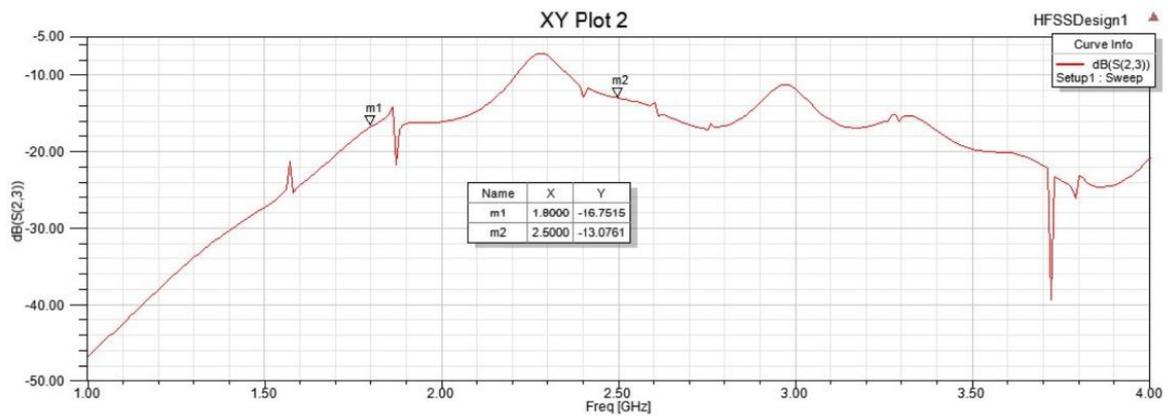


Figure IV. 33. La réponse en fréquence simulée du diplexeur optimisé proposé à l'aide de HFSS : S_{23} .

Selon les résultats de la simulation numérique, le diplexeur possède deux bandes opérationnelles, l'une fournie par le filtre passe-bande microruban du récepteur fonctionnant à 1,8 GHz et l'autre par le filtre passe-bande microruban de l'émetteur fonctionnant à 2,5 GHz. Les deux bandes de travail ont des largeurs de bande de 280 MHz et 390 MHz, respectivement, avec un coefficient de réflexion S_{11} qui dépasse -15,5 dB à l'intérieur des deux bandes. En outre, les coefficients de transmission et de réflexion du filtre de réception sont respectivement de -2,69 dB et -19,20 dB, tandis que les coefficients du filtre passe-bande de transmission sont respectivement de -2,81 dB et -15,5 dB. Comme l'illustre la **Figure IV. 32**, les largeurs de bande fractionnelles des deux bandes ($R(x)$: 280 MHz et $T(x)$: 390 MHz) sont d'environ 15,5 % et 15,6 %, respectivement. La **Figure IV. 33** montre l'isolement simulé entre l'émetteur et le récepteur S_{23} qui est supérieur à -13,08 dB. Il convient de noter que la méthode de simulation du diplexeur est encore compliquée par le fait que chaque filtre est séparé lors de l'assemblage des lignes microruban dans une disposition spécifique. Cela implique que la configuration des lignes d'alimentation devra être optimisée davantage, ce qui nécessitera un certain nombre d'itérations.

III.7 CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons réussi à introduire deux topologies de diplexeur microondes en technologie microstrip basé sur plusieurs structure originale, miniatures de filtres à saut d'impédance en utilisant HFSS

-Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G

-Un diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G

Le choix des outils de simulation représente la base de toute conception. Ainsi il a été évident de mettre en œuvre dans ce chapitre le logiciel approprié pour l'accomplissement de cette étape de conception. Le simulateur HFSS a été choisis pour la conception des circuit diplexeur. Ce logiciel est très adapté pour la conception des filtres en technologie microruban. Il est facile à utiliser, parfaitement maîtrisé, rapide et très précis.

Le prochain chapitre aura pour but la réalisation pratique de ces diplexeurs ensuite faire des mesures de la matrice S avec l'analyseur de réseau vectoriel disponible au niveau du laboratoire de recherche LTTNS.

CHAPITRE V

REALISATION ET MESURES

V.1 INTRODUCTION :

Après avoir étudié, calculé et modélisé les deux topologies du diplexeur, il va être effectué dans ce chapitre la réalisation de ces deux topologies en technologie planaire (microruban) au département de télécommunications à la faculté de Génie Electrique, Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes avec les moyens existants. Les résultats théoriques ont été comparés à ceux mesurés avec l'analyseur de réseau disponible au niveau laboratoire de recherche LTTNS.

V 2. FABRICATION DES DIPLEXEURS.

V 2.1 GENERALITES SUR LES CIRCUITS IMPRIMES :

Le diplexeur est réalisé sous forme de circuit imprimé. Il s'agit essentiellement d'une plaque de bakélite (marron) ou de verre époxy (vert) qui a été recouverte d'une fine couche de cuivre (photo de gauche -a-). Lorsqu'une carte de circuit imprimé standard (en bakélite ou en époxy) est recouverte d'un produit chimique sensible aux ultraviolets (UV), et afin d'éviter l'exposition aux rayons UV naturels du soleil, ce type de carte est livré avec un film de protection anti-UV, qui doit être retiré au dernier moment, un circuit imprimé présensibilisé est créé (photo de droite -b-)

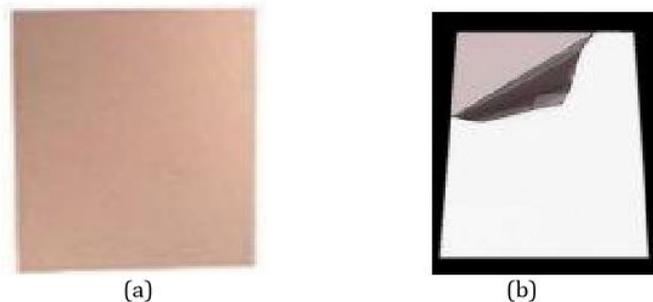


Figure. V.1 : Les types de plaques d'un circuit imprimé

Le prix d'une plaque en bakélite est moins élevé que celui d'une plaque en verre époxy pour la même taille, mais elle est plus délicate (elle a plus tendance à se casser) et n'est pas adaptée aux assemblages travaillant à des fréquences extrêmement élevées (domaine RF analogique ou numérique). Une plaque en bakélite, en revanche, est idéale pour le photographe débutant. On peut également trouver les circuits imprimés en bakélite dans les appareils grand public mais pas dans le cas d'une carte mère d'ordinateur.

Constitution de la plaque :

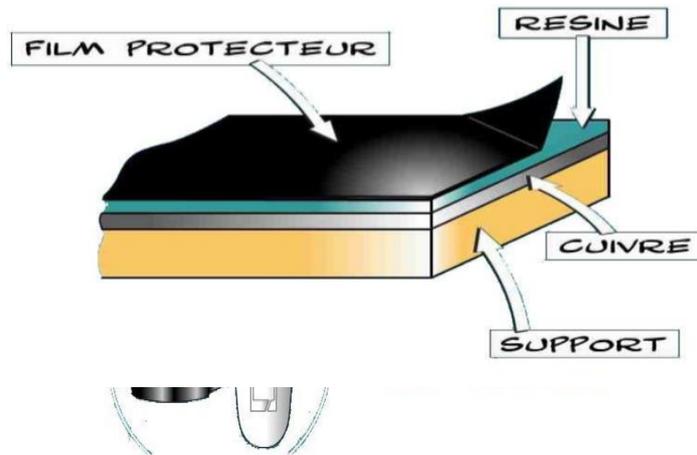


Figure. V.2 : La constitution de la plaque d'un circuit imprimé.

Toute la phase de préparation de la plaque a pour but d'enlever la résine et ensuite une partie de la couche de cuivre, le cuivre restant formant les pistes qui seront définies pour la réalisation de la fonction du circuit imprimé.

V 2.2 IMPRIMER LE TYPON

Le typon est une représentation du circuit imprimé (pistes et plots) sur un film transparent qui représente le circuit imprimé. La photogravure sera utilisée pour fabriquer le circuit imprimé à partir du typon (étape suivante). Ainsi, le layout est créé en fonction du routage effectué précédemment

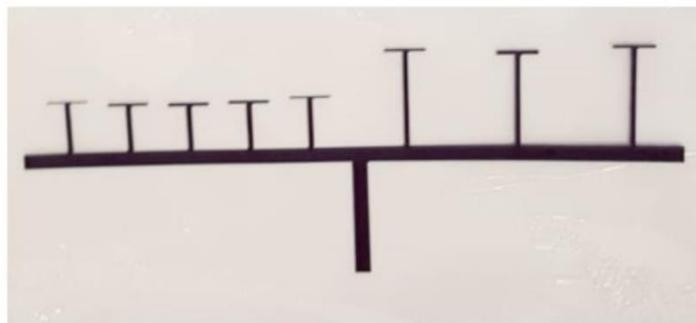


Figure. V.3 : le typon du diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G.

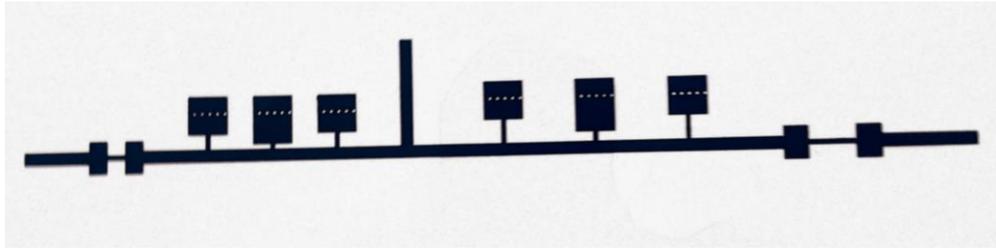


Figure. V.4 : le typon du diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G.

Nous avons une bonne idée de la façon dont les pistes seront disposées et de l'endroit où seront placés les différents composants. Il faut maintenant créer le typon, sachant que plus le support est translucide et l'encre opaque, meilleur sera le résultat final.

Plusieurs techniques peuvent être utilisées :

- ✓ Impression laser sur transparent.
- ✓ Impression jet d'encre sur transparent spécial (micro-granulé).
- ✓ Photocopie d'un original papier bien contrasté sur transparent photocopieur
Impression laser sur du calque.
- ✓ Impression jet d'encre sur du calque spécial jet d'encre.

En termes de coût et de facilité d'application, ces approches sont relativement accessibles, mais la qualité des typons est limitée par la qualité d'impression des imprimantes utilisées. D'autres techniques employées dans le monde professionnel et industriel peuvent être utilisées pour créer des typons à haute densité, des pistes très fines et des pistes très proches les unes des autres. Ces méthodes sont basées sur la technologie de la photogravure.

Il s'agit de créer un film positif du circuit sur un support en Myla* (pour un usage professionnel) ou en aluminium (pour un usage industriel). Pour réaliser ce film, il est nécessaire de pré-sensibiliser le support avec un spray particulier avant de commencer. Ensuite, il faut l'exposer* en fonction du type de papier (lumière blanche ou ultraviolette, selon le type), puis le développer avec un révélateur particulier. On obtient ainsi un noir très impénétrable sur un support très transparent à la lumière ultraviolette, le tout avec une précision de photogravure bien supérieure aux 300 ou 600 dpi de nos imprimantes.

Il s'agit d'une procédure compliquée et coûteuse qui n'est pas vraiment justifiée pour l'amateur car elle nécessite l'utilisation d'un équipement spécialisé et d'un savoir-faire qui n'est pas facilement disponible.

Maintenant que le typon est préparé, nous allons pouvoir l'utiliser pour continuer l'insolation

V 2.3 INSOLATION DE LA PLAQUE EPOXY :

La résine est visible à la surface de la plaque époxy une fois que la couche protectrice a été retirée. Lorsqu'elle est soumise à la lumière ultraviolette (UV), cette résine subit une transformation, et cette caractéristique est appelée photosensibilité. Cette caractéristique est remarquable car elle suffit à protéger des portions spécifiques de cette résine de la lumière ultraviolette, empêchant ainsi son altération. On comprendra que l'on veuille avoir modifié une partie de cette résine au cours du processus de développement (étape suivante).

En conséquence, il sera nécessaire d'exposer notre plaque à la lumière ultraviolette (c'est ce que l'on appelle l'insolation de la plaque). Nous le faisons à l'aide d'une insoleuse.

Une Insoleuse :

- ✓ Une insoleuse est principalement constituée de puissants tubes néon UV et d'une vitre totalement transparente sur laquelle on déposera la plaque.
- ✓ Une fois fermée elle ne laisse pas passer la lumière car les UV présentent un danger particulièrement pour nos yeux.



Figure. V.5 : Une Insoleuse.

Maintenant nous allons utiliser le typon que nous avons obtenu dans la phase précédente. On l'intercale entre les tubes UV et le côté résine de la plaque comme illustré ci-dessous

Nous allons utiliser le typon que nous avons créé dans la phase précédente pour cette prochaine étape. Comme le montre l'illustration ci-dessous, nous l'avons placé entre les tubes UV et le côté résine de la plaque.

Placement des différents éléments pour l'insolation :

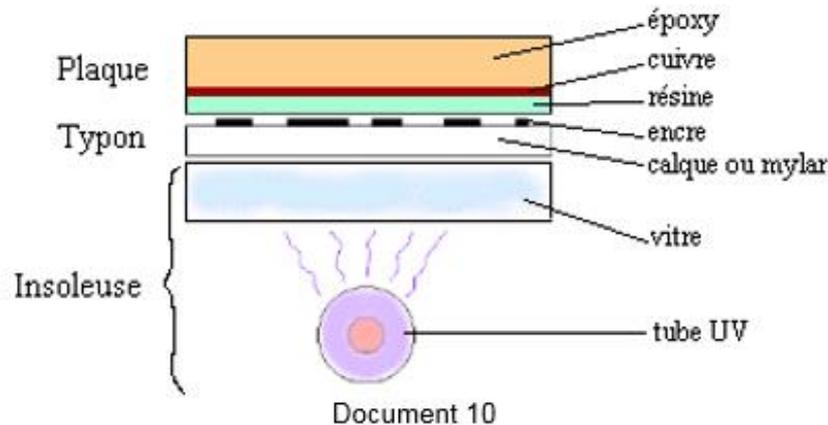


Figure. V.6 : Placement des différents éléments pour l'insolation.

On comprendra qu'il est nécessaire que les pistes imprimées sur le typon soient très noires et donc très opaques aux UV, alors que le reste du support doit être très transparent afin de laisser la voie libre aux UV pour que le reste du support soit très transparent. Par conséquent, lors de la phase d'exposition, la résine ne se transformera que sur les zones de la plaque exposées aux UV, qui seront toutes les zones où il n'y aura pas de piste dessinée, tandis que les sections non exposées resteront intactes.

V 2.4 LA REVELATION :

En tant que produit chimique, le révélateur est quelque chose que vous pouvez créer vous-même car il s'agit d'une simple solution de soude caustique à 7g/l, similaire au Destop (produit pour déboucher les canalisations). Cependant, il est possible de se le procurer déjà dosé en magasin. Sa manipulation nécessite l'utilisation de mesures de protection telles que des gants. Lorsque le développeur travaille dans des conditions chaudes, son efficacité est accrue. Pour procéder, la plaque doit être placée dans un plateau contenant le révélateur.

On parle alors du révélateur

- On utilise une cuvette pour placer le révélateur puis la plaque

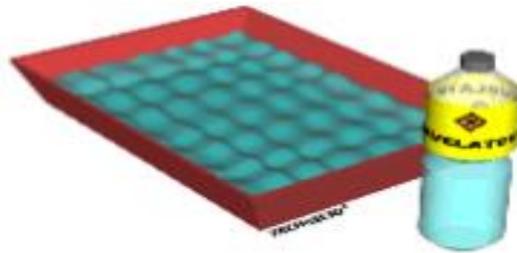


Figure. V.7 : Le révélateur :

Le révélateur va dissoudre les zones de la résine qui ont été endommagées par l'insolation aux rayons ultraviolets. Avec le temps, la couche de cuivre commencera à émerger autour des pistes qui n'ont pas encore été protégées par le revêtement de résine. Une fois la plaque découverte, elle est retirée du plateau et soigneusement nettoyée à l'eau.

Maintenant que nous avons découvert la couche de cuivre autour des pistes qui avaient été protégées par la résine il est nécessaire de l'enlever.

V 2.5 GRAVER LE CIRCUIT IMPRIME :

Notre plaque est immergée dans un bac de gravure qui contient une substance acide appelée perchlorure de fer, utilisée pour la graver. Cet acide va dissoudre le cuivre qui a été protégé par la résine autour des rails. Le perchlorure de fer suractivé est un liquide brun très foncé qui a été activé avec du chlore. Il est utilisé pour graver les circuits imprimés car il a la propriété unique de détruire (par une réaction chimique) tout le cuivre qui n'est pas recouvert de colle photosensible avant de pouvoir être utilisé. Ainsi, nous sommes en mesure de ne conserver que les pistes de la carte qui nous intéressent.

Il est nécessaire d'utiliser un bac de gravure pour cette phase, qui peut être équipé d'une résistance chauffante et d'une pompe à air pour accélérer le processus chimique.

Une fois votre circuit gravé, il ne reste plus qu'à enlever les restes de résine qui ont pu subsister sur les pistes protégées. Pour ce faire, vous utiliserez un solvant ou de l'acétone. L'objectif est de créer un circuit dont les pistes sont droites et exemptes d'aspérités.



Figure. V.8 bac de gravure

Dans le cas de fabrication du diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G . Le Circuit imprimé qu'on a obtenu doivent passer par une perceuse pour connecter les deux masses des deux faces des circuits. Maintenant, es circuits sont près, il reste plus qu'à souder les connecteurs pour avoir ce diplexeur.



Figure. V.9 La Perceuse

V 2.6 SOUDER LES COMPOSANTS :

A l'aide du schéma, nous devons maintenant disposer les connecteurs sur la plaque comme indiqué. Nous utilisons un fer à souder et de l'étain pour souder car l'étain est un métal facile à travailler et dont la température de fusion est basse, ce qui en fait un excellent métal à souder (il fond facilement).

La panne d'un fer à souder est en métal et c'est l'élément du fer qui chauffe le plus.

- Pendant le processus de soudure, la pointe est utilisée pour faire fondre l'étain à l'état liquide.



Figure. V.10 : Fer à souder.

Notre circuit imprimé est maintenant terminé il ne reste plus qu'à souder les composants pour former les diplexeurs.



Figure. V.11 : photographie du diplexeur microonde optimisé proposé en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G.:



Figure V.12 : photographie du diplexeur microonde optimisé proposé en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance pour une application dans la 4G

V 2.3 MESURES :

Qu'est-ce qu'un analyseur de réseau ?

Les mesures sont réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau.

Cet équipement de mesure performant est conçu pour caractériser un composant ou un dispositif multiport, actif ou passif, considéré comme linéaire et pouvant être entièrement spécifié par une matrice de paramètres complexes : matrice d'impédance, admittance, chaîne, dispersion S (diffusion) et autres paramètres.

Ce type de caractérisation est généralement effectué sur une large gamme de fréquences (50 GHz). Lorsqu'on utilise un analyseur de fréquence, les résultats des mesures et les chiffres associés sont souvent affichés sur l'écran de l'analyseur en temps réel en fonction de la fréquence.

Les analyseurs de réseau examinent les facteurs de transmission et de réflexion d'un réseau multiport par rapport à une impédance de référence, ainsi que les paramètres de dispersion (paramètres S) du réseau en général.

Les analyseurs sont classés en deux catégories :

1) Les analyseurs de réseaux scalaires :

Ils se contentent de mesurer et d'afficher l'amplitude du signal traité en fonction de la fréquence, et n'effectuent aucun autre calcul. Leur application est limitée au test de dipôles ou quadripôles existants (charge ou amplificateur, filtre, module plus complexe associant plusieurs fonctions, etc.) dont on veut connaître l'impédance, le gain, les pertes d'insertion, ainsi que l'adaptation d'entrée et de sortie, entre autres caractéristiques.

2) Les analyseurs de réseaux vectoriels :

Ils sont capables de mesurer et de présenter à la fois l'amplitude et la phase d'un signal. Il est particulièrement important de noter que la mesure de la phase permet à l'analyseur de présenter les paramètres non seulement sur une échelle linéaire, mais aussi d'une manière plus complexe, par exemple en utilisant l'abaque de Smith. Les analyseurs vectoriels sont plus adaptés aux tâches de laboratoire que les autres types d'analyseurs en raison de leurs capacités accrues. Outre le fait qu'ils permettent une analyse plus approfondie des quadripôles que ne le permet un analyseur scalaire (mesure de la phase, du temps de propagation de groupe), les analyseurs vectoriels sont aussi couramment utilisés pour la modélisation des composants (par exemple, un transistor) et des obstacles sur les structures de transmission.

V 2.3.1 MESURES D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES COUPE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G :

Afin de démontrer la faisabilité de ce type de circuit radiofréquence, le diplexeur micro-ruban proposé à base de résonateurs à saut d'impédance a été fabriqué et mesuré par un analyseur de

réseau de la société Agilent Technologies E5071C . Nous présentons sur la **Figure V.11** une photographie du diplexeur réalisé. Le coefficient de transmission minimal calculé pour la réponse du filtre Rx est d'environ -58,552 dB, tandis que le coefficient de réflexion est d'environ - 11,579 dB à la fréquence centrale de 1,88 GHz, soit 44,15 % de la largeur de bande fractionnelle. Comme le montre la **Figure V.13**, les coefficients de transmission et de réflexion sont de -38,24 et -19,78 dB du filtre du récepteur à la fréquence centrale de 1,8 GHz, respectivement. Le site réponse en fréquence estimée du filtre Tx a un coefficient de transmission de -50,835 dB et un coefficient de réflexion de -13,7 dB. un coefficient de réflexion de -13,718 dB à la fréquence centrale de 2,64 GHz, une largeur de bande fractionnelle de 39,39%.. A la fréquence centrale de 2,5 GHz, les coefficients de transmission et de réflexion sont de -41,9 et -10,68 dB du filtre de l'émetteur, comme le montre la **Figure V.14**. L'isolation calculée de -36,584 dB entre les deux canaux, comme le montre la **Figure V.15** , Une Comparaison entre la réponse en fréquence simulée et les S paramètres mesurés est illustrée sur la **Figure V.16** ,**Figure V.17** , **Figure V.18** .

Nous pouvons conclure que les résultats de simulation et de mesure sont en bon accord. En revanche une légère différence entre ces deux résultats peut être observée. Cette discordance qui existe entre les deux résultats pourrait être due à une erreur de fabrication ou/et une modification des propriétés du matériel. En outre, le circuit réalisé est très compact, avec une superficie égale à

(60,3894 × 154,8390 = 9350,63 mm²), . L'excellent accord entre les résultats de simulation et de mesure nous a permis de valider notre approche de conception de ce type de circuit

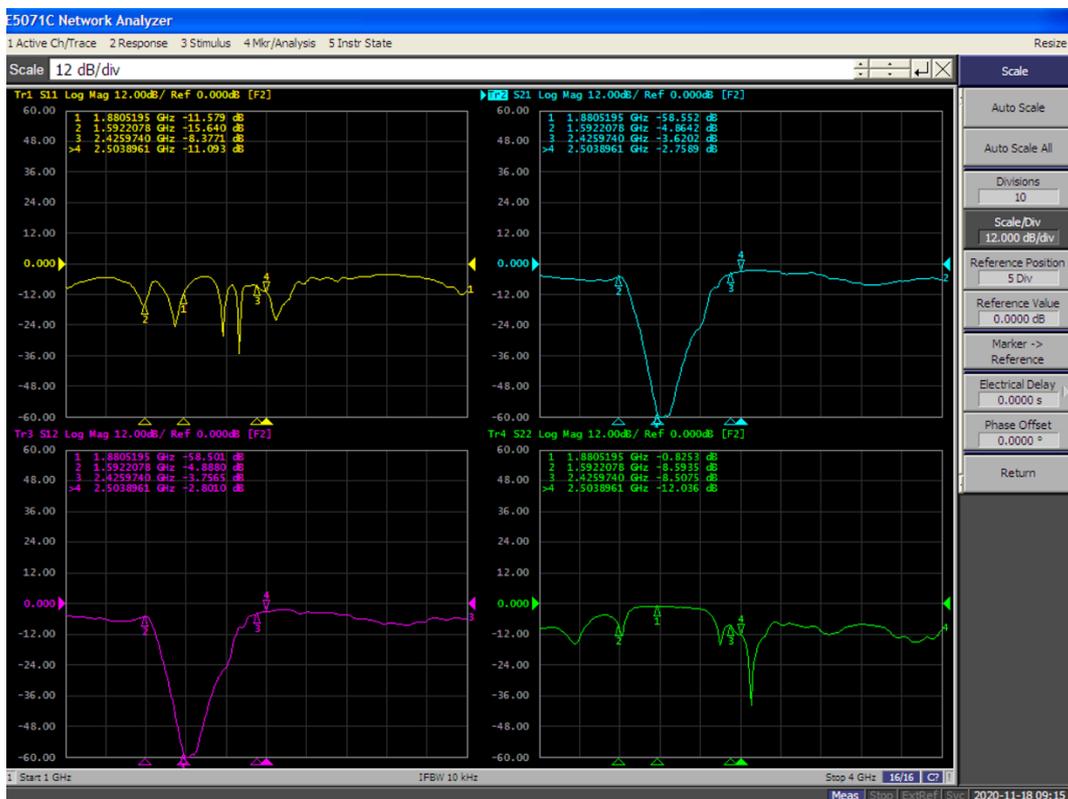


Figure V.13. La réponse en fréquence mesurée du filtre Rx du diplexeur optimisé S₃₁,S₁₁.

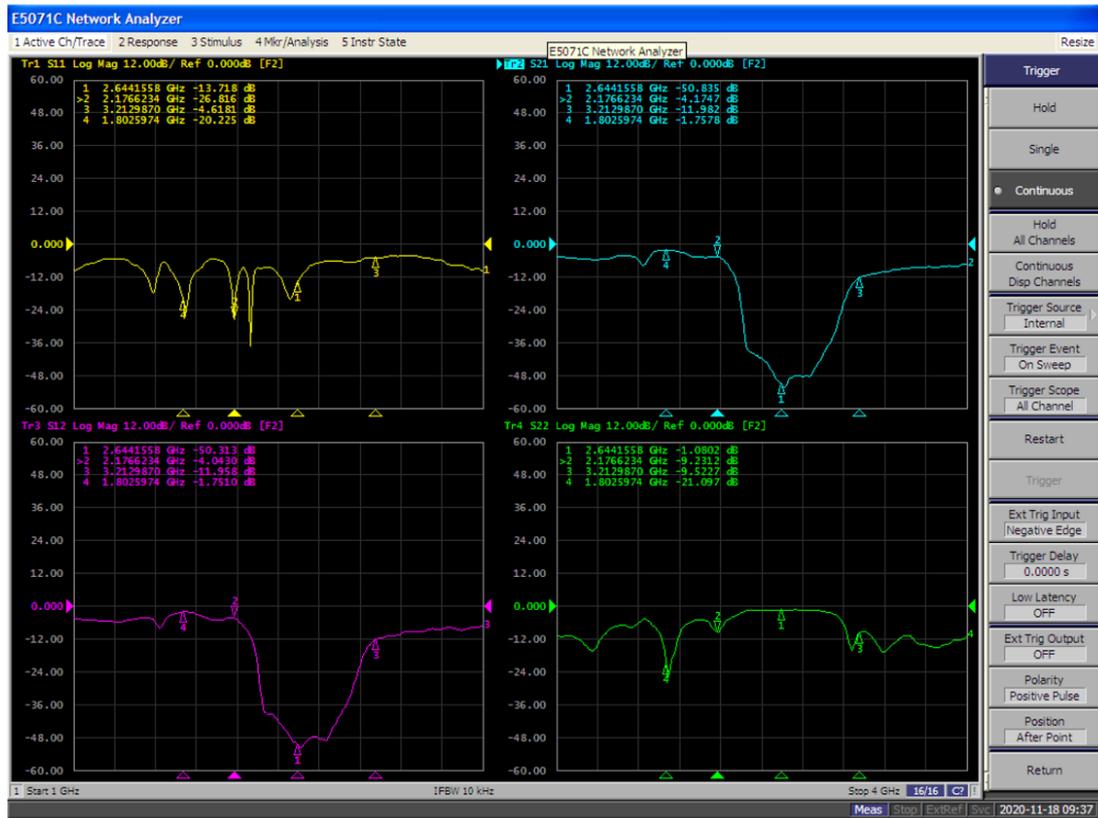


Figure V.14. La réponse en fréquence mesurée du filtre Tx du diplexeur optimisé S_{21}, S_{11}

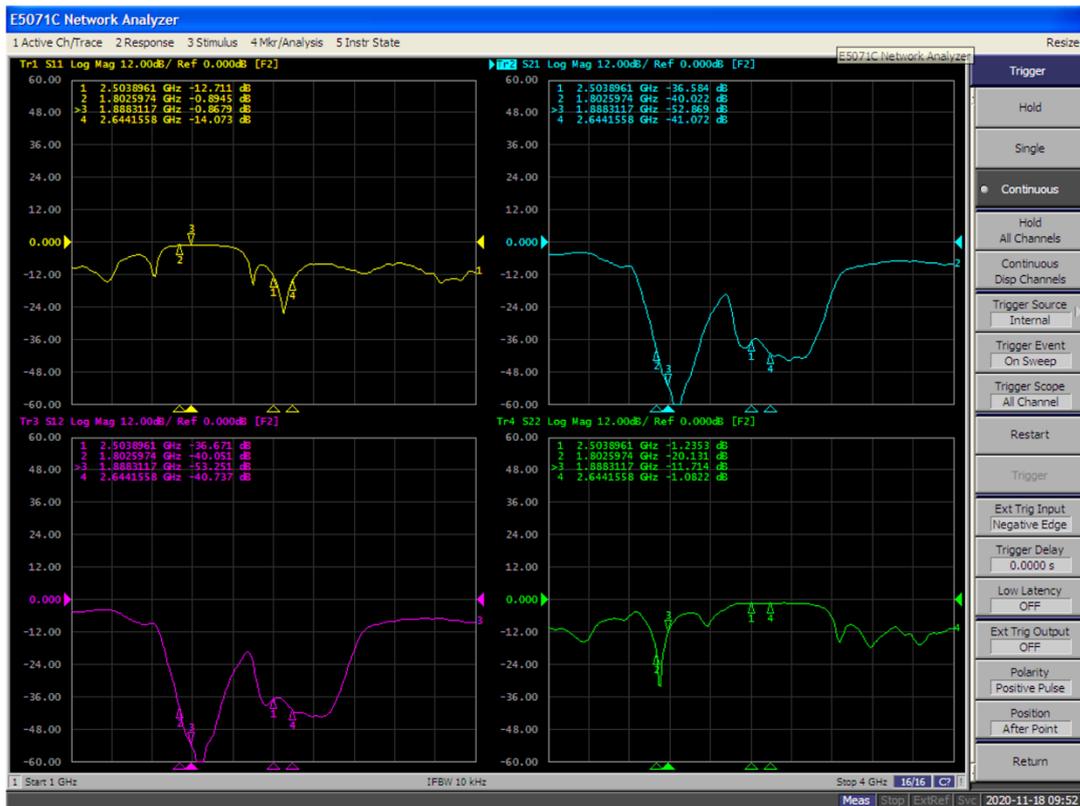


Figure V.15 . L'isolation mesuré entre les deux canaux S_{23} .

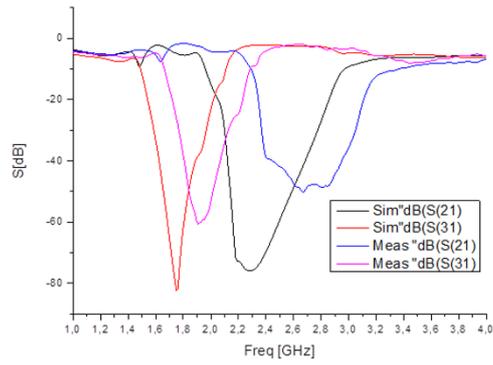


Figure V.16. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du diplexeur optimisé proposé : S_{31} , S_{21} .

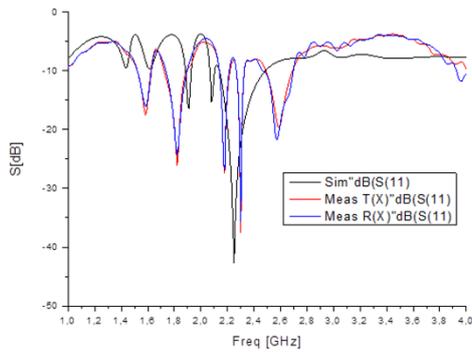


Figure V.17. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du diplexeur optimisé proposé : S_{11}

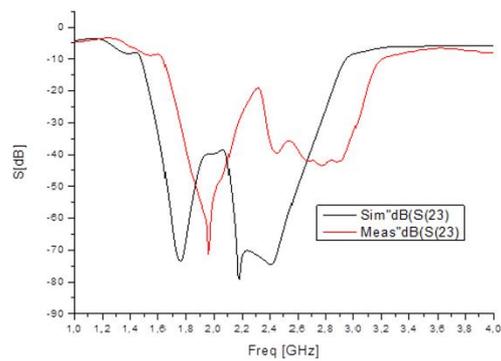


Figure V.18. Comparaison entre l'isolation simulée et mesurée du diplexeur optimisé proposé : S_{23}

	Filtre	S	Fréquence	
			1.8GHz	2.5GHz
Diplexeur	Filtre de réception BSF (Rx)	S ₁₁	-19.78dB=0.10	-11.093dB= 0.28
		S ₃₁	-38.24dB=0.012 Transmission nulle	-2.7589dB=0.73
		cas	Stop	Passe
	Filtre de l'émission BSF(Tx)	S ₁₁	-20.225dB=0.097	-10.68dB=0.29
		S ₂₁	-1.7578dB=0.82	-41.90dB=0.00804 Transmission nulle
		cas	Passe	Stop

+ **Tableau V.1** Résultats des mesures du diplexeur.

V 2.3.2 MESURES D'UN DIPLEXEUR MICROONDE EN TECHNOLOGIE MICROSTRIP BASE SUR DES FILTRES PASSE BANDE A SAUT D'IMPEDANCE POUR UNE APPLICATION DANS LA 4G .

Pour évaluer les performances du diplexeur proposé, un prototype d'une surface totale de (47,4020x247,063=11711,28 mm²) a été développé. Pour réaliser des courts-circuits, il faut avoir recours aux trous métallisés (vias).

Les résultats expérimentaux ont été obtenus à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent Technologies E5071C, qui fonctionne dans la gamme de fréquences de 300 kHz à 20 GHz. Le diplexeur optimisé proposé est illustré à **Figure V.12**, avec le BPF de réception des télécommunications 4G à droite et le BPF d'émission des télécommunications 4G à gauche. Les trois ports 1, 2 et 3 représentent respectivement l'entrée de l'antenne, la sortie du filtre d'émission et la sortie du filtre de réception. Les résultats mesurés du diplexeur sont donnés sur les **Figure V.19**, **Figure V.20**, **Figure V.21**, avec une isolation mesurée entre les deux canaux d'environ -17 dB. La réjection du filtre passe-bande microruban du récepteur à un signal de bande basse est d'environ -18,53 dB, tandis que la réjection du filtre passe-bande microruban de l'émetteur à un signal de bande haute est d'environ -16,53 dB. Les pertes d'insertion

mesurées aux bandes inférieure et supérieure sont d'environ -2,7 et -2,8 dB, respectivement. La première bande de fonctionnement est de 270 MHz, tandis que la seconde est de 400 MHz, ce qui donne des largeurs de bande fractionnées d'environ 15 % et 16,8 %, respectivement. Les comparaisons des paramètres S simulés et mesurés sont illustrées dans les **Figure V.22**, **Figure V.23**, **Figure V.24** et rapportées dans **Tableau V.2**, où l'on constate un bon accord avec une différence mineure entre la simulation et la mesure.

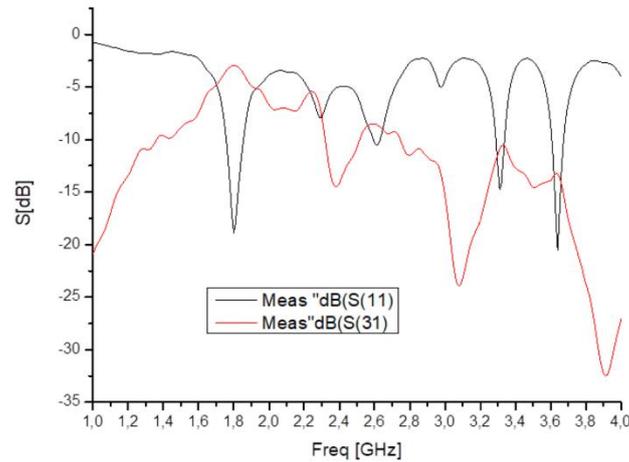


Figure V.19 La réponse en fréquence mesurée du filtre Rx du diplexeur optimisé S_{31}, S_{11} .

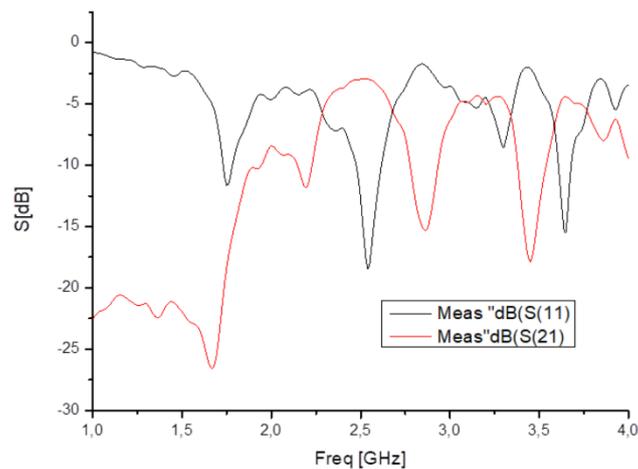


Figure V.20 . La réponse en fréquence mesurée du filtre Tx du diplexeur optimisé S_{21}, S_{11} .

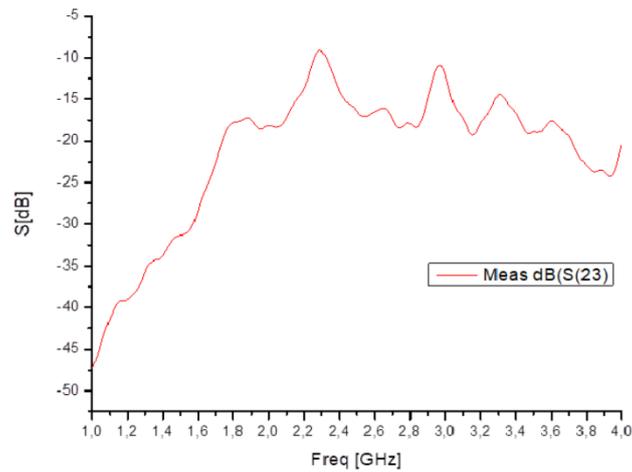


Figure V.21. L'isolation mesuré entre les deux canaux S_{23} .

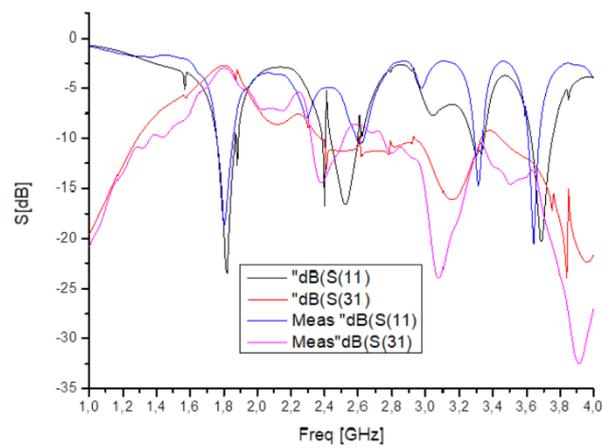


Figure V.22 Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du diplexeur optimisé proposé : S_{31}, S_{11} .

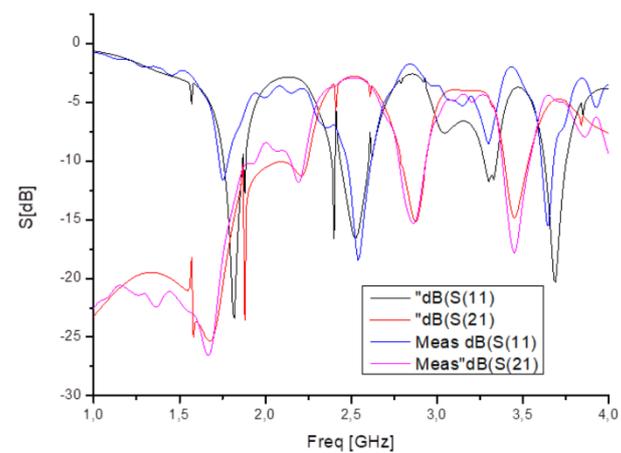


Figure V.23 . Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du diplexeur optimisé proposé : S_{21}, S_{11}

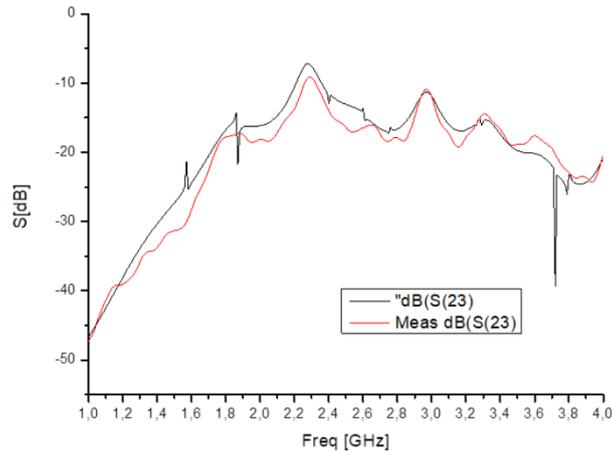


Figure V.24. Comparaison entre l'isolation simulée et mesurée du diplexeur optimisé proposé : S_{23}

Paramètre	Filtre de réception BPF (Rx)		Filtre de l'émission BPF (Tx)	
	Rx	TX	RX	TX
Fréquence GHz	1.8	2.5	1.8	2.5
Bande [MHz]	280	390	270	400
Pertes Insertion [dB]	-2.69	-2.81	-2.7	-2.8
Pertes de retour [dB]	-19.19	-15.54	-18.53	-16.53
Isolation [dB]	-16.75	-13.07	-17.81	-16.51

Tableau V.2 Résultats des simulations et des mesures du diplexeur.

V. 3. CONCLUSION :

Ce chapitre a été l'aboutissement du travail effectué en fabriquant deux topologies de diplexeurs microrubans compacts et hautement manufacturable, adapté aux systèmes de communication multiservices modernes. Les diplexeurs soulignés agissent comme des séparateurs de fréquences en divisant la bande de travail en deux sous-canaux définis par la bande passante des filtres microrubans. Deux prototypes ont été créés via des expériences de simulation, puis quantifiés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Les résultats des mesures réalisées, qui sont étroitement corrélées aux résultats de la simulation HFSS, pour la première topologie du diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres coupe bande à saut d'impédance conçu sont :

Le coefficient de transmission minimal mesuré pour la réponse du filtre Rx est d'environ

-58,552 dB, tandis que le coefficient de réflexion est d'environ - 11,579 dB à la fréquence centrale de 1,88 GHz, soit 44,15 % de la largeur de bande fractionnelle, les coefficients de transmission et de réflexion sont de -38,24 et -19,78 dB du filtre du récepteur à la fréquence centrale de 1,8 GHz, respectivement. La réponse en fréquence estimée du filtre Tx a un coefficient de transmission de -50,835 dB et un coefficient de réflexion de -13,718 dB à la fréquence centrale de 2,64 GHz, une largeur de bande fractionnelle de 39,39%. A la fréquence centrale de 2,5 GHz, les coefficients de transmission et de réflexion sont de -41,9 et -10,68 dB du filtre de l'émetteur. L'isolation calculée de -36,584 dB entre les deux canaux.

Pour la deuxième topologie du diplexeur microonde en technologie microstrip basé sur des filtres passe bande à saut d'impédance conçu les résultats des mesures sont :

les deux bandes de travail occupent respectivement 270 MHz et 400 MHz, avec un coefficient de réflexion (S_{11}) supérieur à -16 dB dans les deux bandes passantes. En plus de répondre aux critères requis, le circuit conçu présente une faible perte d'insertion et de retour sur les deux canaux, avec un coefficient de transmission d'environ -2,7 dB dans les deux plages de fréquences. De plus, les résultats obtenus montrent qu'à $R(x)$ et $T(x)$, le coefficient de réflexion est supérieur à -16 dB et que l'isolation entre les deux canaux est supérieure à -17 dB. Les résultats obtenus pratiquement sont satisfaisants puisque proches des résultats théoriques.

Le travail présenté dans ce manuscrit a été consacré au développement d'une méthode de synthèse et d'optimisation de deux topologies de diplexeurs micro-ondes compacts en technologie microbande l'un basé sur des filtres coupe-bande et l'autre basé sur des filtres passe-bande utilisant un résonateur à saut d'impédance pour une application dans la 4G.

L'utilisation de la technologie microbande dans la conception de filtres et de diplexeurs se heurte à un certain nombre de problèmes, notamment le fait que ces dispositifs ne peuvent produire que de faibles facteurs de qualité, qu'ils ont une gamme relativement limitée d'impédances caractéristiques accessibles, qu'ils ne peuvent supporter que de faibles puissances et qu'il est difficile d'obtenir des niveaux élevés de couplage de proximité. En raison de ces propriétés de la technologie microruban, il n'est pas possible de construire des circuits sélectifs et performants capables d'être incorporés dans des chaînes de transmission-réception. C'est pourquoi il est important d'étudier et de réaliser des filtres et des diplexeurs de petite taille dotés de meilleures capacités électriques.

La réalisation d'un système de télécommunications présentant des performances électriques exceptionnelles, une taille compacte et un faible coût reste une tâche difficile à mener à bien pour les concepteurs et les chercheurs. En tenant compte de cela, nous avons démontré dans cette thèse que l'utilisation de diplexeurs dans 4G applications est une alternative intéressante pour diminuer la taille du système, sa consommation électrique et son coût de fabrication. Par conséquent, afin de satisfaire toutes les limites données par les clients, il est important de développer de nouvelles solutions pour la conception des diplexeurs. Pour répondre à toutes ces exigences, il est nécessaire de profiter des opportunités offertes par les avancées technologiques dans le domaine de l'informatique ainsi que des outils de simulation électromagnétique. Pour cela nous avons utilisé HFSS comme programme de simulation,

Le premier diplexeur est composé de deux filtres coupe-bande (BSF) qui fonctionnent à 1,8 GHz pour le récepteur et à 2,5 GHz pour l'émetteur tandis le deuxième diplexeur est composé de deux filtres passe-bande (BPF) qui fonctionnent dans les mêmes fréquences. L'adoption de ces deux configurations a été très bénéfique puisqu'il a été possible de réaliser des diplexeurs sélectifs avec de bonnes pertes d'insertion et une meilleure réjection ce qui nous a permis d'obtenir un niveau d'isolation élevé. Pour la première topologie du diplexeur, les résultats montrent que les pertes d'insertion restent supérieures à -38,24 dB dans les deux bandes de fréquence. À Rx et Tx, les pertes de retour sont meilleures que -10,68 dB. L'isolation entre les deux canaux est supérieure à -36,58 dB.

Pour la deuxième topologie du diplexeur ,les résultats montrent que les pertes d'insertion d'environ -2,7 dB dans les deux bandes de fréquence. À Rx et Tx, les pertes de retour sont meilleure que -16 dB. L'isolation entre les deux canaux est supérieur que -17 dB. Les circuits réalisés ainsi que les résultats de simulation ont permis de valider l'approche proposée.

En conclusion, grâce au potentiel de la technologie à saut d'impédance et la simplicité de conception de ces résonateurs et de la méthode de synthèse et d'optimisation utilisée avec HFSS, il a été possible de réaliser un diplexeur performant avec deux topologies différentes. Ainsi, les systèmes intégrés de télécommunications modernes peuvent bénéficier grandement de ce circuit afin d'améliorer leurs performances sans compromettre leurs caractéristiques électriques d'origine.