

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Kasdi Merbah Ouargla
Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de
Master en Télécommunications
Option : Signal et communication

Thème :

Etude et conception de filtre passe bande ultra large bande pour les systèmes de communication sans fil

Présenté et soutenu par :

HADJI Mohamed Salah
NAAM Bouhafs

Soutenu le : 25 Mai 2017
Devant le jury composé de :

Nom & Prénom	Grade	Qualité
Dr MOAD Med Sayah	MAA	Président
Pr BOULAKROUNE M'hamed	Prof	Rapporteur
M ^{me} LOUAZENE Hassiba	MAB	Co- rapporteur
Dr BELHADRI Abdelkrim	MAB	Examineur

Remerciements

Nous tenons à remercier chaleureusement toutes les personnes qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail:

- Le professeur BOULAKROUNE M'hamed, Le directeur de mémoire, pour la confiance qu'il nous a accordée en nous confiant ce sujet, pour ces orientations et sa disponibilité.
- Mme LOUAZENE Hassiba, pour son aide et pour le temps qu'elle nous a accordée.
- Monsieur MOAD Med sayah, MAA à l'université de Ouargla, qui nous a honoré par sa présence en qualité de président de jury.
- Monsieur BELHEDRI Abdelkrim, MAB à l'université de Ouargla, pour l'honneur qu'il nous a accordé en acceptant de participer à ce jury.

Sommaire

Remerciements	
Sommaire	02
Abréviation	04
List des Symboles	05
Introduction	06
Chapitre 1 : Communication sans fil ULB	
Moyens de communications sans fil	08
1. Communication sans fil	08
1.1 Différents types de communication sans fil	08
1.2 Avantages de la communication sans fil	11
1.3 Inconvénients de la communication sans fil	12
2. La technologie Ultra Large Bande	12
2.1 Introduction	12
2.2 Définition	13
2.3 Normalisation de l'ULB.....	13
2.4 Applications	15
3. Les filtres	17
3.1 Définition	17
3.2 Classification des filtres	17
3.2.1 Filtre passe-bas (LPF)	18
3.2.2 Filtre passe-haut (HPF)	20
3.2.3 Filtre-coupe -bande (BSF)	20
3.2.4 Filtre passe-bande (BPF)	20
3.3 Caractéristiques Filtre passe-bande	21
3.4 Les filtre ULB	22
3.4.1 Définition	22
3.4.2 Filtres passe bande ultra large bande à résonateur à saut d'impédance	22
3.4.3 Structures à onde lente	22
4. CONCLUSION	24

Chapitre 2 : La technologie ULB, fondation théorique	
2.1 INTRODUCTION	25
2.2 Paramètres de diffusion	25
2.3 Définition	25
2.4 Notions de gain et fonction de filtrage.	28
2.4.1 Gain d'insertion	28
2.5- Technologie Planaires	29
2.5.1- STRUCTURES PLANAIRES	30
2.5.2- DIFFERENTES STRUCTURES PLANAIRES	30
2.5.3- Avantages et inconvénients	31
2.5.4- Structures des lignes de transmissions planaires	31
2.5.5- Propriété et comparaison entre les lignes planaires	38
2.6.- CONCLUSION	39
Chapitre 3 : Simulation et Résultats des filtres FPB ULB	40
1. Introduction.....	40
2. Structure standard	40
3 Nouvelle structure	42
3.1 Le couplage.....	43
3.2 Ajout d'une ligne centrale	44
3.3 . Ajout de lignes faibles impédances	45
3.4 Structure finale	46
3.5 Structure améliorée (filtre avec encoche)	47
4. Comparaisons	51
5. Conclusion.....	52
Conclusion générale	53
Simulateur IE3D de Zeland	54
Bibliographie	55
Résumé	56

Abréviations

- BPF** : Band pass filter
- BSF** : Band-Stop Filter
- BRF** : Band Reject Filter
- BW** : bandwidth
- CDMA** : Code division multiple access.
- CPW**: Coplanar waveguide
- CE**: Consumer electronics
- DGS** : Defected ground structure
- EM** : Electromagnetic
- FCC**: Federal Communications Commission
- FBW**: Fractional bandwidth
- GPS** : Global Positioning System
- HPF** : High-Pass Filter
- HP-DGS** : Horizontally periodic DGS
- IEEE** : Institute of Electrical and Electronics Engineers
- IL** : Insertion loss
- ISM** : Dispositifs industriels, scientifiques and médicaux.
- LPF** : Low pass filter
- LIFI** : Light fidelity
- MMR** : Multiple-mode resonator
- P-DGS** : Periodic DGS
- RADAR** : Radio Detection And Ranging
- RF** : Radio frequency
- RFID** : Radio frequency identification
- RL** : Return loss
- UWB** : Ultra Wide Band, équivalent à ULB
- WLAN** : Wireless local area networks
- WPAN** : Wireless Personal Access Network
- WIFI** : Wirelss Fidelity
- ZIGBEE** : wireless protocol

List des Symboles

- B** : Channel Bandwidth (HZ)
- C** : Maximum channel capacity(bits/sec)
- S** : Signal power(watts)
- N** : Noise power(watts)
- L_c** : Coupling length
- F** : Frequency
- ω** : Angular frequency
- f₀** : Central frequency
- f_c** : Cutoff frequency
- L**: Inductance
- C**: Capacitance
- R**: Resistance
- ϵ_r** : Relative dielectric constant of the material
- ϵ_e** : Effective dielectric constant
- h** : Substrate height
- $\tan(\delta)$** : Loss tangent of the substrate
- Z₀** : Characteristic impedance
- λ_0** : Wave length in free space
- λ_g** : Wavelength in the guided medium
- E** : Electric field
- H** : Magnetic field
- μ** : Permeability of the medium
- c** : Velocity of light in free space
- P** : Polarisation
- n** : Medium refractive index
- k** : Wave number

Introduction

Aujourd'hui il y'a plus de six Milliard de personnes dans le monde dont 2,5 Milliard de personnes connecté sur les réseaux mobiles sans fil (plus de 41%), dans le future il y'aura beaucoup plus d'objets communicants qui ne seront pas des humains mais des machines, en effet, à l'heure actuelle il y'a 50 milliard de machines dont seulement 50 millions de machines connectées sur des réseaux sans fil (représente 0.1%), le gap est énorme, la tendance est inévitable et le potentiel très prometteur !

La technologie Ultra Large Bande règlementé par le FCC est adaptée à des communications à très haut débit sur des distances relativement faibles mais essentiellement avec une dépense d'énergie très faible et avec une densité d'équipement par mètre carré connectés très importante, cette technologie est particulièrement adaptée à la mobilité, à la géolocalisation de précision, aux équipements alimentés par batterie ou le souci de l'autonomie est primordiale et aux multitude de machines qui doivent être connectés à des couts raisonnables.

D'une manière générale, le développement croissant des micro-ondes vers des applications grand public génère trois contraintes majeures :

- les bandes de fréquence disponibles demandent à être utilisées de manière optimale et les applications doivent être séparées de manière sélective pour éviter toute interférence.

- la miniaturisation de la plupart de ces dispositifs grand public impose la conception de systèmes compacts, légers et de petite taille, ce qui génère des problèmes de compatibilité électromagnétique,

- ces produits sont destinés à une large diffusion, ce qui fait de la limitation des coûts de production la contrainte principale.

Outre l'aspect faible poids, volume et épaisseur, les structures planaires offrent une multitude d'avantages par rapport aux structures classiques tels que : le faible coût, la simplicité de fabrication et la possibilité de l'intégration d'éléments discrets, etc. Cependant, ce type d'élément présente des limites, notamment la bande passante étroite, le faible gain et l'excitation.

Dans un système de communication sans fil, ou même filaire, que se soit au niveau de l'émetteur ou au niveau du récepteur, on introduit généralement un filtre passe bande pour attaquer l'antenne d'émission ou de réception, c'est justement dans ce contexte que l'on va étudier les filtres planaires microrubans passe bande ultra large bande dans la bande du 3.1 au 10.6GHz.

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

LE PREMIER CHAPITRE : Dans ce chapitre, nous citons les différents moyens de communications sans fil. La technologie Ultra Large Bande, et également une présentation générale des filtres.

LE DEUXIÈME CHAPITRE : est consacré aux généralités des structures planaires du point de vue caractéristiques où l'on reprend la définition de façon générale tout en soulignant leurs domaines d'application, les avantages et les inconvénients des différentes structures.

LE TROISIÈME CHAPITRE : Dans ce chapitre nous allons étudier des cas pratiques de filtre ULB dans la bande des fréquences 3.1 à 10.6 GHz, avec le simulateur IE3D de Zeland.

Chapitre 1

Communications sans fil ULB

Dans ce chapitre nous présentons une introduction sur les moyens de communications sans fil et décrivons le développement de la technologie d'Ultra Large Bande, ses applications et les normalisations qui la régissent, enfin nous présentons les différents types de filtres existants dans ce domaine.

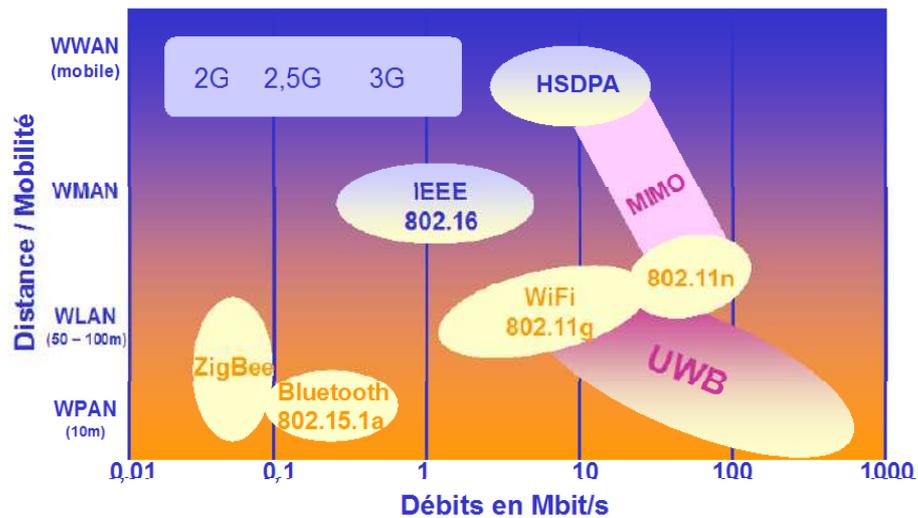


Figure 1.1 : Comparatif des technologies sans fil : Positionnement en termes de débits et de distance [1]

1. Communication sans fil

À l'heure actuelle, le système de communication sans fil est devenu une partie essentielle de divers types de dispositifs de communication, permettant à l'utilisateur de communiquer même à distance des zones exploitées. Il existe de nombreux dispositifs utilisés pour les communications sans fil comme les mobiles, les téléphones sans fil, la technologie Zigbee wireless, GPS, Wi-Fi, télévision par satellite et pièces d'ordinateur sans fil.

1.1. Différents types de communication sans fil

Les différents types de communication sans fil incluent principalement, la communication sans fil IR, la communication par satellite, la radio diffusion, la radio micro-onde, Bluetooth, Zigbee etc.

1.1.1. La communication par satellite : La communication par satellite est un type de technologie de communication sans fil autonome, elle est largement répandue dans le monde entier pour permettre aux utilisateurs de rester connectés presque partout sur la terre. Lorsque le signal (un faisceau de micro-ondes modulées) est envoyé vers un satellite, le satellite amplifie le signal et le renvoie au récepteur d'antenne situé à la surface de la terre.

1.1.2. La communication infrarouge : La communication infrarouge sans fil communique l'information dans un dispositif ou des systèmes par rayonnement IR. L'Infrarouge est une énergie électromagnétique d'une longueur d'onde plus longue que celle de la lumière rouge, ce rayonnement se trouve entre les micro-ondes et la lumière visible, ainsi, il peut être modulé pour transporter une information et permet d'établir une communication entre deux équipements. Il est utilisé pour le contrôle de sécurité, la commande avec les télécommandes et les communications à courte portée.

1.1.3. La radiodiffusion : La radiodiffusion est la première technologie de communication sans fil elle a été principalement utilisée pour la diffusion des émissions radio, et par les passionnés de radios amateurs ainsi que par des équipements radio multicanaux. Les émissions radio rayonnent à des longues distances suivant les bandes de fréquences utilisées ainsi que la modulation choisie, (Radio AM, FM, ...etc). Les amateurs de radioamateur partagent des informations entre des groupes de personnes situés dans tous les pays du monde qui sont à l'écoute d'un large spectre de fréquences qui leurs sont dédiés et qui sont très efficaces durant les catastrophes et la localisation des demandes d'aides et des communications d'urgence. Les radios multicanaux permettent à l'utilisateur de parler sur de courtes distances, alors que les radios de bande marine offrent des services de communication pour les marins.

1.1.4. Le Wi-Fi : Wi-Fi est une communication sans fil de faible puissance, qui est utilisé par divers appareils électroniques comme les téléphones intelligents, ordinateurs portables, etc. Dans cette configuration, un routeur fonctionne comme un hub de communication sans fil. Ces réseaux permettent aux utilisateurs de se connecter uniquement à proximité d'un routeur. Le WiFi est très commun dans les applications de réseautage qui permet la portabilité sans fil. Ces réseaux doivent être protégés par des mots de passe à des fins de sécurité, sinon ils auront accès par d'autres

1.1.5. Le Li-Fi : (Light Fidelity) le LIFI est une innovation technologique récente, elle est à la fois, économique et écologique. C'est une connexion à travers la lumière qui permet des connexions à Internet, haut débit, là où il n'y a pas d'onde radio (ou là où on veut éviter les ondes radio comme les hôpitaux). La Li-Fi est constituée de protocoles de communication sans fil afin de permettre la transmission des données entre internet, ordinateurs, smartphones, décodeurs, etc. Cette technologie est utilisée à l'intérieur des bâtiments sous une lumière de technologie LED avec des débits 10 fois supérieurs à ceux du WiFi.

1.1.6. Les systèmes de communication mobile : Les réseaux mobiles ont été utilisés depuis 1945 avec la génération zéro 0G : c'était un appareil analogique, lourd et volumineux et ne permettait pas le déplacement d'une BTS à une autre, plusieurs générations ont vu le jour jusqu'à aujourd'hui avec la 4G et nous sommes à la veille de la cinquième génération qui permettra une meilleure fluidité des communications des débits internet plus importants et des services plus étendus, ce qui caractérise cette technologie c'est la notion de réseau cellulaires ou une communication peut débuter dans une cellule et finir dans une autre et cela d'une façon transparente par rapport à l'utilisateur.

1.1.7. Le Bluetooth : La fonction principale de la technologie Bluetooth permet de connecter plusieurs appareils électroniques sans fil à un système pour le transfert de données. Par exemple, des téléphones sont connectés à des écouteurs mains libres, des souris et claviers sans fil sont connectés aux PC.

1.1.8. Le Zigbee : Sous la référence IEEE 802.15.4, la solution Zigbee opère à 2,4 GHz sur 16 canaux et permet de connecter jusqu'à 255 matériels sur des distances de l'ordre de 30 mètres et avec des débits faibles (de 20 à 250 kbit/s). L'avantage de cette solution est la consommation électrique très faible au niveau des équipements.

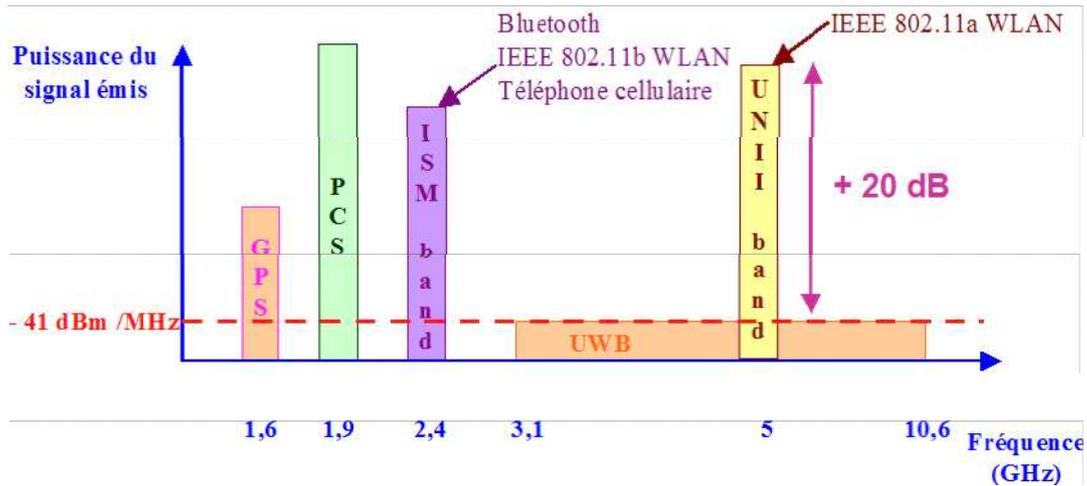


Figure 1.2 Comparatif des technologies sans fil : Illustration de l'occupation spectrale [1]

Systeme	Puissance de Transmission	Bande Passante Hz
Radio	De 50KW à 300KW	75kHz
TV	10KW	6MHz
GSM-900	320W	200kHz
GSM-1800	20W	200kHz
WCDMA	20W	5MHz
WLAN	1W	20MHz
ULB	1mW	7,5GHz

Tableau 1.1 Puissance et BP système sans fil [7]

1.2. Avantages de la communication sans fil

Les principaux avantages des communications sans fil sont :

- Les données ou informations peuvent être transmises plus rapidement et avec une vitesse élevée.
- Les investissements pour l'installation et l'entretien de ce type de réseau est moins important que les réseaux filaires (utilisation de Km de câble, FO)
- L'Internet est accessible depuis n'importe où sans fil.
- Il est très utile pour les personnes ayant un besoin de mobilité.

1.3. Inconvénients de la communication sans fil

Le principal inconvénient de la technologie sans fil est qu'une personne non autorisée peut facilement capturer les signaux sans fil qui se propagent dans l'air, donc il est très important de sécuriser le réseau sans fil pour que les informations ne puissent pas être utilisées abusivement par des personnes non autorisées.

2. La technologie Ultra Large Bande

2.1. Introduction

La technologie ultra large bande a attiré beaucoup d'intérêt dans les dernières années, particulièrement depuis la révision en février 2002 de la réglementation de la « Federal Communications Commission (FCC) » des États-Unis, qui permet l'utilisation de la technologie ULB dans la plage de fréquences de 3,1 à 10,6 GHz. Les principaux attraits de cette technologie sont d'importants taux de transmission, faible coût et faible consommation de puissance. En mars 2007, l'«Electronic Communications Committee (ECC)» autorise, l'utilisation de la technologie ULB dans les bandes 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz.

Les communications sans fil Ultra Large Band ou UWB (Ultra Wide Band) pour son sigle en anglais, sont basées sur l'émission et la réception des impulsions de très faible durée de l'ordre de quelques pico ou nano secondes pour une version IR (Impulse Radio).

L'information est généralement présentée sous forme binaire (numérique), où chaque bit peut être représenté par une ou plusieurs impulsions ULB. L'avantage de ce système est que la transmission de données peut atteindre des débits de l'ordre de quelque giga bits par second (Gbps) en raison de la très courte durée des impulsions. Cette caractéristique très importante peut être clairement démontrée avec le théorème de Shannon - Hartley (équation 1) où la capacité du canal C (bits/s) est proportionnelle à sa bande passante B (Hz) et dépend également de son rapport signal à bruit, RSB . D'après cette relation le facteur le plus important pour déterminer la capacité du canal est sa bande passante. Dans le cas d'un RSB donné, un système ULB aura une capacité supérieure à celle d'un système à bande étroite.

$$C = B \cdot \log_2 (1 + RSB) \quad (1)$$

De plus, l'avantage de sa large bande passante permet d'intégrer plusieurs fonctions autres que la transmission de données. En outre, la densité spectrale de puissance du signal ULB se trouve au dessous du seuil du bruit des signaux à bande étroite (figure 1.4). Cette caractéristique permet aux communications ULB de coexister avec les technologies

conventionnelles. Une autre caractéristique très importante est l'immunité aux interférences dues aux obstacles « multipath », rencontrées dans une communication mobile ou à l'intérieur d'un bâtiment. De cette manière la technologie ULB se présente comme la meilleure solution aux problèmes rencontrés dans les communications RF.

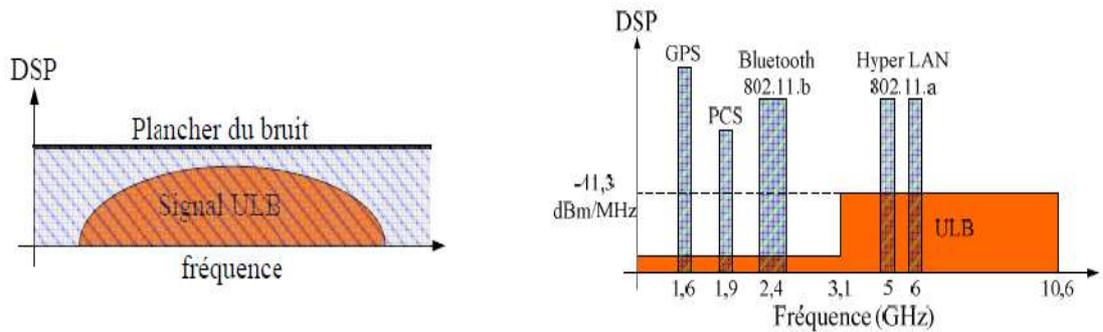


Figure 1.4 Spectres de puissance dans la communication sans fil

2.2. Définition

L'ultra wideband (UWB), ou Ultra Large Bande en français (ULB) est une technique de modulation radio qui est basée sur la transmission d'impulsions de très courte durée, souvent inférieure à la nanoseconde. Ainsi, la bande passante peut atteindre de très grandes valeurs. C'est une technique héritée de la technologie des radars des années soixante mais qui à été mise en avant en 2002 par la FCC Américain.

On utilise principalement les méthodes de modulation d'impulsion suivantes : la modulation en position d'impulsions (PPM pour Pulse Position Modulation), la modulation OOK ("On Off Keying", ou "tout ou rien") et la modulation bi-phase : modulation à deux états de phase, similaire à la BPSK mais en mode impulsif [4].

2.3. Normalisation de l'ULB

L'organe de réglementation et de normalisation de l'Ultra Large Bande, le FCC Américain, en 2002 a adopté une ordonnance permettant la commercialisation et l'exploitation de la technologie ULB pour : l'imagerie radar, le radar de véhicule et pour les systèmes de communication.

Les caractéristiques principales de ULB ont été imposées par la FCC qui restreint l'ULB à un rapport largeur de bande sur la fréquence centrale de 20 % ou plus, ou des largeurs de bande de 500 MHz ou plus ainsi que des niveaux d'émission très réduits.

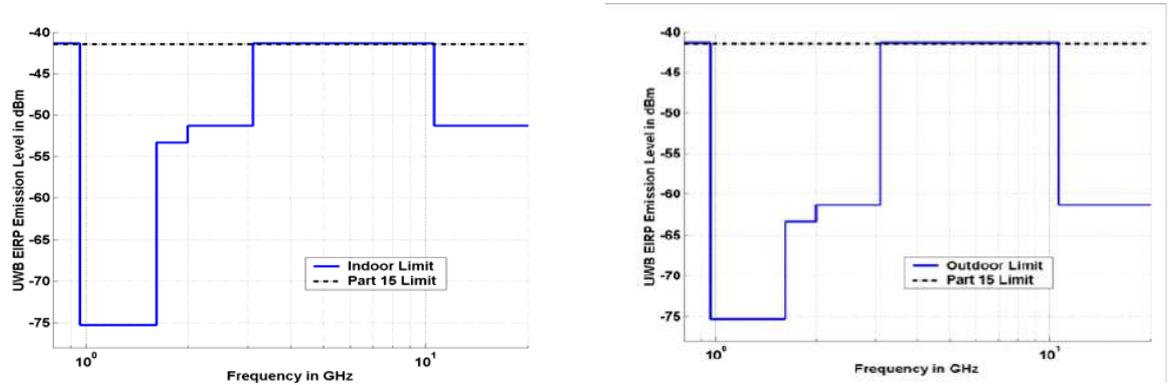


Figure 1.5 Masques d'émission intérieur et extérieur de la FCC [1]

Outre que la FCC Américaine, plusieurs pays ont essayé de normaliser l'ULB, à savoir l'Europe, le Japon, le Singapour et l'Australie : des masques d'émission spécifiques plus adaptés à la réalité géographique et aux besoins de chaque pays ont été proposés mais les règles établis par la FCC restent les plus reconnus mondialement.

2.4. Applications de l'ULB

La caractéristique d'avoir une large bande passante et un faible rapport cyclique positionne cette technologie comme un fort candidat pour les applications radar. En effet, lorsque la largeur de la bande passante augmente, la résolution du radar d'image augmente et permet d'optimiser la qualité de l'image reproduite à partir de l'objet ciblé. En outre, la probabilité d'interception des signaux ULB est très faible car l'énergie dans la bande passante est très faible. Pour cela, la technologie ULB était initialement développée pour les communications militaires hautement sécurisées. Sa capacité à transmettre des données à haut débit lui ouvre la porte des applications de type réseau personnel (WPAN) du standard IEEE 802.15.3, ou de type réseau corporel (WBAN) du standard IEEE 802.15.6 où la consommation d'énergie est une caractéristique très importante.

En général la technologie ULB est classée en trois grandes catégories : système d'imagerie radar, système radar de véhicule et systèmes de communication.

2.4.1. Système d'imagerie radar : cette catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol GPR (Ground Penetration Radar), les systèmes d'imagerie de l'intérieur des murs et à travers les murs, l'imagerie médicale, l'imagerie d'exploitation minière, etc. Donc dans cette catégorie on parle d'applications par des spécialistes dans des domaines de surveillance, la médecine, construction, les mines, etc. L'exploitation de ces systèmes est soumise à une licence avec 3 bandes de fréquences suivant l'utilisation : moins de 960 MHz, de 1.99 à 10.6 GHz et de 3.1 à 10.6 GHz.

2.4.2. Système radar de véhicule : dans cette catégorie on cite les radar d'avertissement de collision, les systèmes améliorés d'activation de coussins gonflables, les capteurs de perturbation de champ, etc. Ces systèmes peuvent déterminer la distance entre les véhicules et un obstacle et peuvent intégrer les systèmes de navigation des véhicules dans un futur très proche. Cette catégorie est limitée aux systèmes de transport terrestre avec une bande passante de 22 à 29 GHz

2.4.3. Systèmes de communication : le plus grand nombre d'applications est attendu dans cette catégorie qui comprend les communications à courtes distances notamment les réseaux personnels sans fil et aussi les systèmes de mesure ou réseau de capteurs sans fil, dans cette catégorie les dispositifs ULB peuvent être utilisés dans les immeubles, dans les bureaux, les salles de réunion, de conférence, la diffusion de contenu multimédia numérique entre les appareils électroniques (téléviseurs, magnétoscopes numériques, audio CD / DVD et un lecteur MP3 et tous les endroits publics. : et c'est la partie qui nous intéresse le plus, elle n'est pas soumise à une licence, la bande qui lui est attribuée est de 3.1 à 10.6GHz.

En résumé, la technologie ULB est considérée comme ayant un fort potentiel pour des applications qui à ce jour n'ont pas été remplies par d'autres technologies sans fil à courte portée actuellement disponibles, telles que, 802.11 LAN et PAN Bluetooth.

3. Les filtres

3.1. Définition

Les filtres sont des dispositifs passifs ou actifs qui sélectionnent, éliminent ou séparent des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes. Ils constituent donc des éléments fondamentaux dans de nombreux systèmes de transmission en radiofréquence et en hyperfréquence (radio mobiles, satellites, radars ...).

Les filtres passifs peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments ou dispositifs passifs, par exemple dans les multiplexeurs ou duplexeurs utilisés en télécommunications. Ils sont aussi utilisés dans les circuits actifs tels qu'un amplificateur, oscillateurs, mélangeurs...

3.2. Classification des filtres

Les filtres sont caractérisés selon leurs réponses en fréquence, la variation de l'amplitude en fonction de la fréquence est le critère le plus important. On peut voir les différents types de filtres dans la figure 1.6

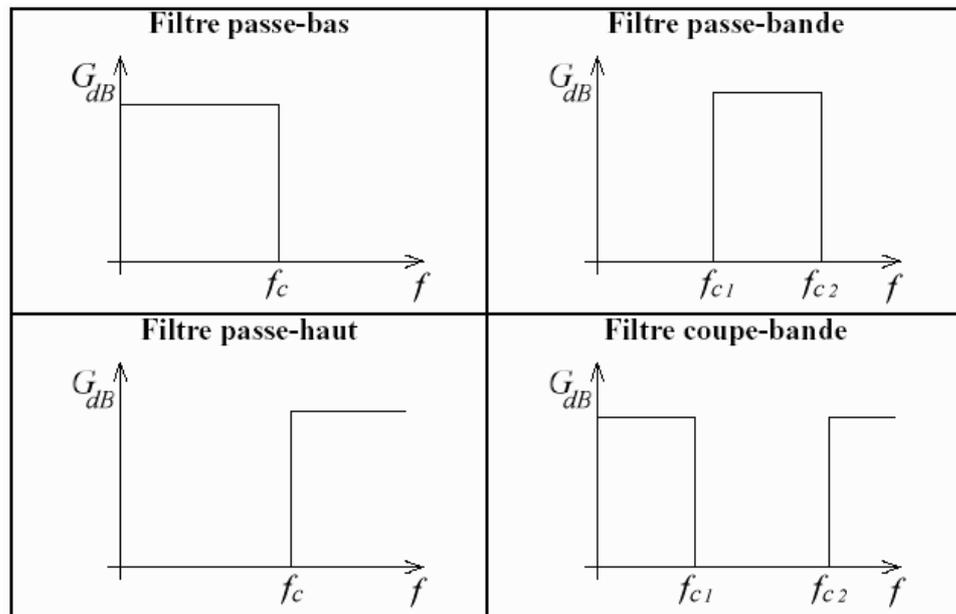


Figure 1.6 : Différents types de filtres

Les courbes idéales de la figure 1.6 montrent les quatre types de filtres principaux. Les deux premiers, le filtre passe-bas et le filtre passe-haut, ont tous deux une bande passante et une bande atténuée¹. La fréquence qui sépare les deux bandes est appelée la fréquence de coupure. Le nom de ces filtres vient de la région dans laquelle les fréquences passent de l'entrée à la sortie : pour un passe-bas, ce sont les fréquences plus faibles qui passent, tandis que pour le

passé-haut, ce sont les fréquences plus élevées qui passent. Les termes bas et haut sont relatifs ici ; ils ne font référence qu'à la fréquence de coupure.

Les deux autres types de filtres ont deux fréquences de coupure. Le filtre passe-bande permet de passer seulement les fréquences entre les deux fréquences de coupure ; le filtre à rejet (ou filtre coupe-bande) laisse passer tout sauf ce qui est entre les deux fréquences de coupure.

(1) Bande atténuée : C'est l'étendue de fréquences où l'amplitude d'un signal est atténuée de sorte que le signal n'apparaît pas à la sortie.

3.2.1. Filtre passe-bas (LPF) : un filtre passe-bas transmet des signaux basses fréquences et rejette les signaux des fréquences supérieures à la fréquence de coupure (F_c) du filtre.

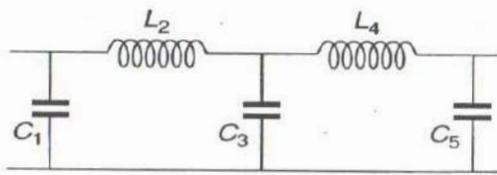


Figure 1.6 Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-bas

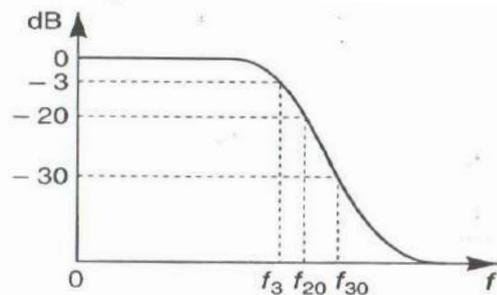


Figure 1.7 courbe de réponse amplitude-fréquence d'un filtre passe-bas

Le schéma de la figure 1.6 représente le modèle d'un filtre passe-bas. Aux fréquences basses, les inductances séries présentent des impédances faibles tandis que les capacités en parallèle ont des impédances élevées ; ce filtre est donc transparent. Aux fréquences élevées, c'est le contraire : les inductances provoquent donc une réjection partielle des signaux appliqués tandis que les capacités court-circuitent le reste.

La courbe de la figure 1.7 montre la réponse amplitude-fréquence ou fonction de filtrage de ce filtre. Évidemment, la courbe n'est pas nette et l'atténuation est progressive à partir d'une certaine fréquence. On définit une bande passante du filtre à -3 dB et des fréquences de réjection à -20 dB , etc., ainsi qu'une pente de réjection correspondant à la variation de l'atténuation avec la fréquence autour de ces fréquences.

Les filtres peuvent être réalisés avec des tronçons de lignes microrubans comme c'est indiqué par la figure 1.8

Réalisation avec des tronçons de lignes microbande

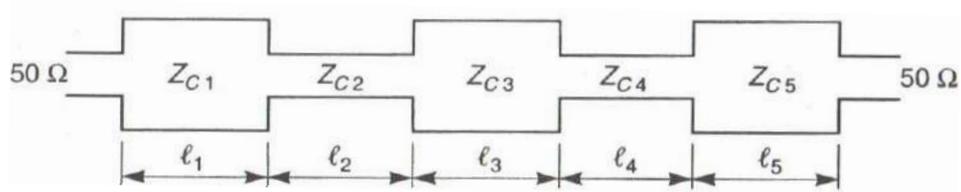


Figure 1.8 réalisation d'un filtre passe-bas avec des tronçons de lignes microbande.

La réalisation d'un filtre passe-bas (fig.1.8) va présenter une succession :

l_i et d'impédance caractéristique Z_{ci} pour matérialiser les capacités

$$C_i = 1/Z_{ci} l_i v$$

l_j et d'impédance caractéristique Z_{cj} pour matérialiser les inductances

$$L_j = Z_{cj} l_j v$$

Avec : v est la vitesse de propagation de l'onde dans ces lignes

3.2.2. Filtre passe-haut (HPF) : Le contraire du passe-bas est le filtre passe-haut, qui rejette les signaux en dessous de sa fréquence de coupure (F_c).

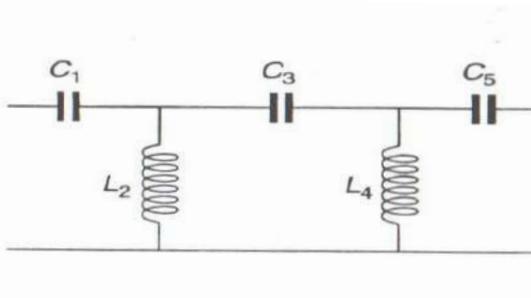


Figure 1.9 Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-haut

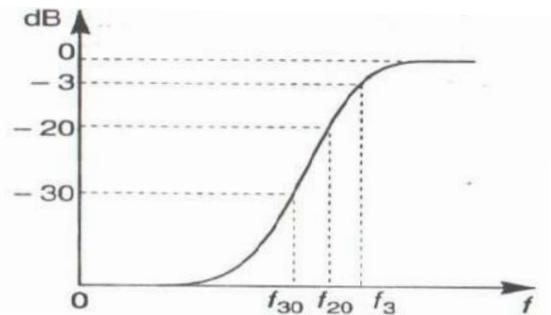


Figure 1.10 courbe de réponse amplitude-fréquence d'un filtre passe-haut

Le schéma de la figure 1.9 représente la modélisation classique d'un filtre passe-haut. Aux fréquences basses, les inductances parallèles présentent des impédances faibles tandis que les capacités série ont une impédance élevée ; il y a donc, d'une part, réjection et, d'autre part, court-circuitage des signaux appliqués. Aux fréquences élevées, la situation est inversée et le filtre est transparent.

La figure 1.10 montre la fonction de filtrage d'un tel filtre. Ces filtres peuvent être réalisés en technologie microbande, la difficulté provenant de la réalisation des capacités série.

3.2.3. Filtre coupe-bande (BSF) ou Filtre de Rejet de Bande (BRF) : un filtre avec la fonction opposée de la bande passante est le filtre de rejet de bande ou d'entaille.

3.2.4. Filtre passe-bande (BPF) : un filtre passe-bande permet à des signaux avec une fréquence comprise entre F_{c1} et F_{c2} de traverser le filtre (Bande passante) et d'atténuer les signaux avec des fréquences en dehors de cette plage.

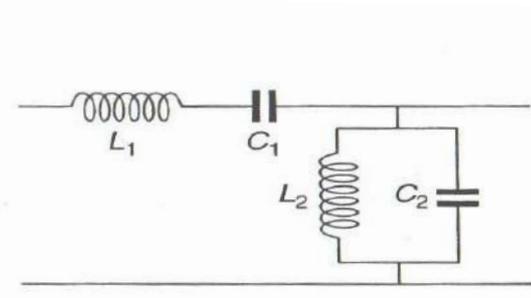


Figure 1.11 Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-bande

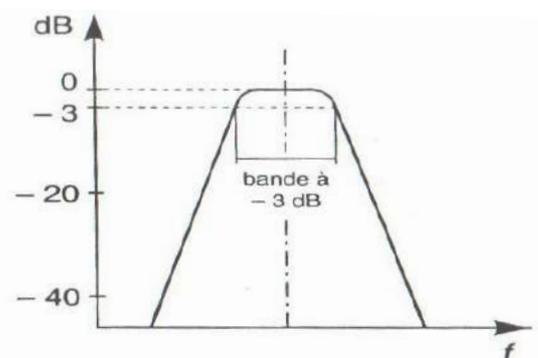


Figure 1.12 Courbe de réponse amplitude-fréquence d'un filtre passe-bande.

Ces filtres doivent être transparents à l'intérieur d'une certaine bande de fréquences autour d'une fréquence centrale f_0 et présenter une fonction de filtrage conforme à la figure 1-12. La courbe représentative des variations de cette fonction permet de définir une bande passante à -3 dB, des fréquences de réjection à -20dB, -30 dB, etc., et une pente de réjection. Les fréquences basses (en dessous de la bande passante désirée) sont réfléchies par la capacité C1 qui présente, pour elles, une impédance élevée et court-circuitées par l'inductance L2 qui présente une impédance faible. Les fréquences hautes (au-dessus de la bande passante) sont réfléchies par l'inductance L1 (impédance élevée) et court-circuitées par la capacité C2 (impédance faible).

3.3. Caractéristiques des filtres passe-bande

Les filtres passe-bande et coupe-bande ont quelques caractéristiques additionnelles comparativement aux filtres passe-bas et passe-haut. Ces caractéristiques sont :

3.3.1. Fréquence centrale ω_0

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 :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}$$

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

3.3.2. Largeur de bande β : C'est la largeur de la bande passante.

3.3.3. 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.

3.4. Les filtre ULB

3.4.1. Définition

L'ultra large bande représente une bande de fréquence réglementée par la commission fédérale des télécommunications des états unis d'Amérique, cette bande couvre les fréquences entre 3,1 et 10,6Ghz la FCC autorise l'utilisation de cette bande par l'industrie avec des restrictions en niveau d'énergie en émission, les filtres ULB doivent avoir une bande passante d'au moins 500MHz ou une largeur de bande d'au moins 20% par rapport à la fréquence centrale.

Les filtres ULB ont des bandes passantes, dans la plus-part des travaux publiés, ne sont toujours pas plus de 70% par rapport à la fréquence centrale, les FPB à bande large avec bande passante fractionnelle supérieure a 100% ont été proposés en combinant les filtres passe-bas et passe-haut. Cela ont une bonne suppression, mais ils présentent l'inconvénient de taille ou retard de groupe imparfait sur la bande passante.

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

Pour les applications où la réduction de taille est critique, des filtres plus compacts doivent être développés. Cependant, une miniaturisation des filtres entraîne généralement des pertes d'insertion croissantes et des performances réduites. La miniaturisation des filtres planaires peut être obtenue grâce à l'utilisation de substrats à constante diélectrique élevée ou l'insertion d'éléments localisés, mais une modification de la géométrie est souvent nécessaire.

3.4.3. Structures à onde lente

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

A- Résonateur à saut d'impédance : La structure d'un résonateur SIR conventionnel est donnée par la figure 1.11(a). Le circuit électrique équivalent se compose d'une ligne de transmission chargée par des capacités à ses extrémités (Figure 1.11(b)). Alors qu'une ligne non chargée résonne à la fréquence pour laquelle sa longueur fait $\lambda / 2$, le circuit de la figure 1.11 (b) résonne pour des fréquences plus faibles. L'étude de cette structure montre que la fréquence de résonance et la vitesse de propagation diminuent lorsque la capacité de charge augmente. Le résonateur SIR est ainsi plus compact que le résonateur à impédance caractéristique constante.

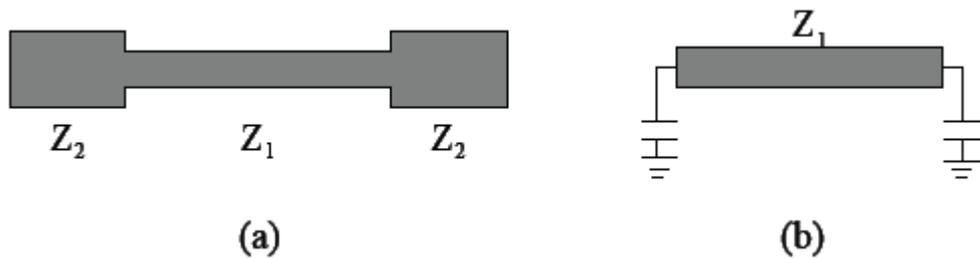


Figure 1.11 Résonateur à saut d'impédance (a) Présentation Circuit électrique équivalent (b)

De plus, l'introduction des stubs à saut d'impédance produit des zéros de transmissions supplémentaires et augmente la sélectivité, ce qui contribue à élargir la bande de réjection des filtres. En effet, le rapport de la fréquence de la deuxième résonance et de la fréquence du fondamental est plus élevé dans le cas d'une ligne chargée. Les lobes secondaires sont rejetés vers les hautes fréquences. Les caractéristiques de facteur de qualité élevé, de meilleures performances électriques et de compacité des résonateurs SIR de longueur $\lambda/4$, $\lambda/2$ et λ . Les résonateurs SIR ont été transposés aux autres filtres passe-bandes. Citons les filtres à résonateurs couplés en série, en parallèle, à couplage croisé. [9]



Figure 1.12 présentation de filtres à résonateurs à saut d'impédance couplés [9]

B- Ligne capacitivement chargée : Sur le même principe que les résonateurs SIR, les extrémités basse impédance du résonateur SIR peuvent être remplacées par une capacité discrète dans le but de réduire la taille des filtres planaires et d'améliorer leur réponse large bande. Une ligne chargée par une capacité est également une ligne à onde lente. Cette capacité peut être une capacité CMS, une capacité inter-digitée ou une capacité patch. En basse fréquence, les capacités CMS sont plus compactes que les éléments répartis. Ces capacités ont été utilisées pour réduire la taille d'un résonateur en U et de 67 % celle du résonateur en mode double en anneau. Idéalement, les éléments localisés ne possèdent pas de remontées parasites mais souffrent de pertes d'insertion plus élevées. [9]

4. Conclusion

Dans ce chapitre, en première partie nous avons présenté d'une manière générale les moyens de communications sans fil et leurs avantages. et également une présentation sur les filtres en générales.

Dans la deuxième partie nous avons présenté quelques aspects de la technologie ULB et rappelant tout d'abord :

- un bref historique sur l'origine de l'ULB pour situer ce travail dans son contexte historique.
- les caractéristiques propres à l'ULB comme son occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution qui ont permis de placer l'ULB comme un système avec de forts potentiels qui pousse les communautés académiques et industrielles à entrevoir plusieurs applications pour cette technologie
- la technologie ULB est aussi entrevue comme un bon candidat pour le futur c'est aussi parce qu'elle peut être combiné avec d'autres technologies de communication, de façon à fournir une solution de communication avec une plus large gamme d'applications et avec des débits favorables.

La troisième partie est consacrée à l'étude des filtres et les filtres ULB.

Chapitre 2

La technologie ULB, fondation théorique.

1. INTRODUCTION

Ce chapitre traite la technologie des filtre ULB du coté théorique et mathématique ainsi que les méthodes d'analyse et de synthèse des filtres., ainsi nous définissons en premier lieu les structures planaires et leur intégration dans les circuits électroniques. Nous présentons les intérêts et motivations d'utiliser ces différentes structures planaires dans les applications micro-onde tel que les lignes de transmissions. Les caractéristiques, les avantages ainsi que les inconvénients, présentés par ces structures sont également cités.

2. Paramètres de diffusion

Dans le domaine des systèmes de radiofréquence et de la diffusion, les paramètres S jouent un rôle capital dans la représentation d'un circuit. Ceux-ci sont d'une grande importance car la caractérisation d'un tel système ne peut pas être réalisée par de simples mesures en circuit ouvert ou en court-circuit, dans la gamme des basses fréquences de travail.

En hautes fréquences, un simple fil présentera une inductance qui peut être d'une grandeur substantielle et modifiera la réponse du circuit et des charges capacitives se créent aux bornes du circuit, ainsi, pour étudier un circuit HF les données recueillies en court-circuit et en circuit-ouvert ne sont pas suffisants et l'étude doit se porter sur des cas de charges adaptées avec des ondes réfléchies nulles.

3. Définition

Les paramètres S sont des descripteurs d'onde qui nous permettent de définir les relations entrée-sortie d'un réseau en termes d'ondes de puissance incidente et réfléchie au point désiré dans le circuit tel qu'illustré à la figure 2-1

Ces paramètres fournissent une matrice qui décrit d'une manière simple les caractéristiques d'un réseau plus compliqué. Les éléments de matrice dépendent des ports réseau. Considérons un réseau à deux ports :

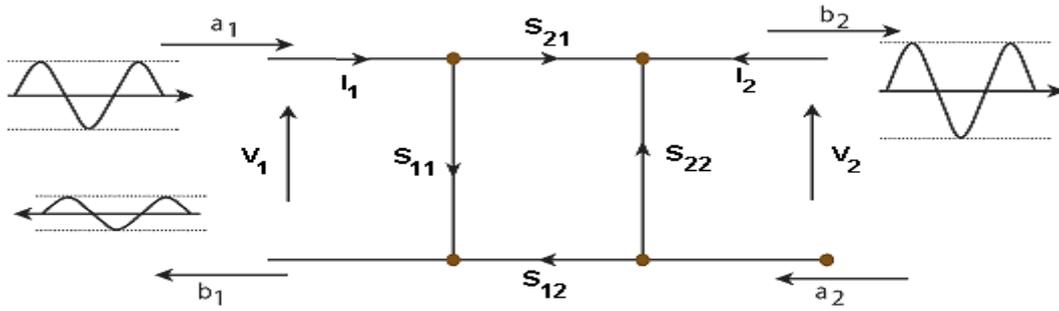


Figure 2.1 Représentation d'un circuit HF

a_1, a_2 pour les ondes incidentes et b_1, b_2 pour les ondes réfléchies, les équations des ondes de Réseau est donné ci-dessous :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Les éléments de matrice S_{11}, S_{12}, S_{21} et S_{22} sont les paramètres de diffusion ou les paramètres S. On suppose que chaque port est terminé par une impédance caractéristique (Z_0);

donc :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{\text{Onde de puissance réfléchie au port 1}}{\text{Onde de puissance incidente au port 1}} \quad (4)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{\text{Onde de puissance transmise au port 2}}{\text{Onde de puissance incidente au port 1}} \quad (5)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} = \frac{\text{Onde de puissance réfléchie au port 2}}{\text{Onde de puissance incidente au port 2}} \quad (6)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} = \frac{\text{Onde de puissance transmise au port 1}}{\text{Onde de puissance incidente au port 2}} \quad (7)$$

La matrice S est donnée par :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

- Si le réseau est réciproque, alors $S_{12} = S_{21}$
- Si le réseau est symétrique, alors $S_{11} = S_{22}$
- Pour un réseau passif sans pertes, les pouvoirs transmis et ré-Puissance, répondant aux équations suivantes :

$$S_{11}^2 + S_{21}^2 = 1 \quad (9)$$

$$S_{12}^2 + S_{22}^2 = 1 \quad (10)$$

Le réseau N-ports contient des coefficients N^2 (paramètres de diffusion), chacun représente un chemin d'entrée ou sortie.

Les paramètres de diffusion dans le champ RF ou micro-onde peuvent représenter les différentes caractéristiques telles que le gain, la perte de retour (RL), le rapport d'onde stationnaire de tension (VSWR), la perte d'insertion (IL), la stabilité et ainsi de suite. Les paramètres S sont des quantités vectorielles mais habituellement leurs grandeurs sont utiles dans les systèmes de communication.

En résumé :

S_{11} : Coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.

S_{12} : Coefficient de transmission lorsque l'entrée est adaptée.

S_{21} : Coefficient de transmission lorsque la sortie est adaptée.

S_{22} : Coefficient de réflexion lorsque la sortie est adaptée.

A partir des paramètres S, d'un certain champ RF / Microwave les caractéristiques sont données ci-dessous :

La Perte d'Insertion (Insertion loss)

$$IL(dB) = -20 \log_{10} |S_{21}| \quad (11)$$

La Perte de Retour

$$RL(dB) = -20 \log_{10} |S_{11}| \quad (12)$$

4. Notions de gain et fonction de filtrage.

La méthode de synthèse d'un filtre micro-onde se base sur le calcul de la fonction de filtrage. Cette fonction de filtrage correspond au gain d'insertion.

4.1. Gain d'insertion [9]

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

$$GI = \frac{P_{La}}{P_{Lb}} \quad (13)$$

Avec P_{Lb} la puissance délivrée à la charge Z_L avant l'insertion du quadripôle et P_{La} la puissance délivrée à la même charge après l'insertion du quadripôle (Figure 2.2). Ce gain peut être exprimé en fonction de la tension ou du courant :

$$V_{La}/V_{Lb} = I_{La}/I_{Lb} \quad (14)$$

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

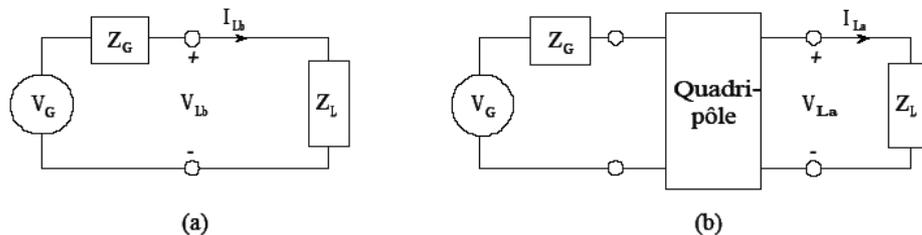


Figure 2.2 Circuit électrique représentant l'alimentation et la charge d'un quadripôle. [9]

(a) Charge connectée directement au générateur. (b) Charge avec insertion du quadripôle

$$G_1 = \left| \frac{Z_L + Z_G}{AZ_L + B + CZ_L Z_G + DZ_G} \right|^2 \quad (15)$$

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

$$G_1 = \left| \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \right|^2 \quad (16)$$

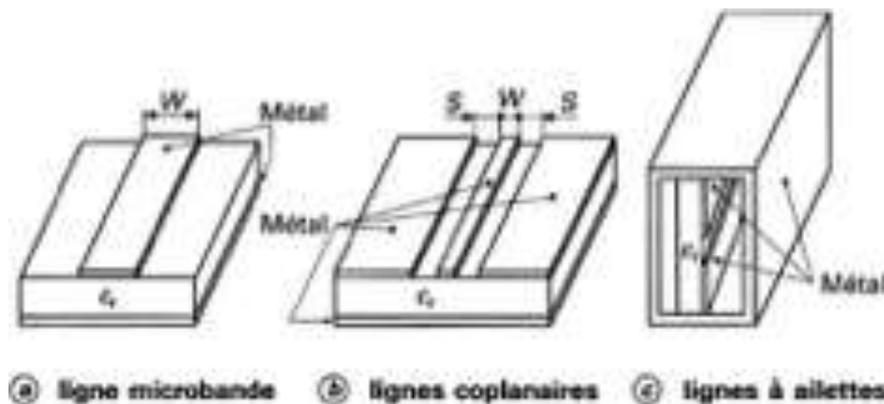
Or, en utilisant les équations de passage de la matrice ABCD aux paramètres S , on déduit que le gain d'insertion est dans ce cas égal au carré du module du paramètre S_{21}

$$G_I = |S_{21}|^2 \quad (17)$$

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

5. La Technologies planaires

Le domaine des micro-ondes (hyperfréquences) qui sont basées sur les structures planaires, a connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologiques. Le domaine d'application touche aujourd'hui différents domaines allant des applications professionnelles de haute précision comme les systèmes de navigation de télécommunications terrestres et spatiale, la télédétection, les radars (civils et militaires) et la radiométrie, communication hyperfréquence à des applications grand public comme la télévision, la téléphonie mobile, la radiodiffusion, les systèmes d'alarmes et de sécurité.



5.1. Structures planaires

Les structures planaires sont très bien adaptées pour la production à bas coût et en grand volume de dispositifs intégrant des fonctions passives et actives utilisant les procédés de fabrication de circuits imprimés classiques à des fréquences pouvant aller jusqu'aux bandes millimétriques et centimétriques.

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique et plus récemment, celui des hyperfréquences, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation des lignes et des résonateurs microbandes.

Ces évolutions se sont naturellement confrontées à différentes contraintes, à savoir :

- Contrainte de minimisation des circuits électroniques qui se traduit par la conception de circuits les plus compacts possibles avec les problèmes de compatibilité électromagnétique associés.
- Contrainte d'optimisation des bandes de fréquences utiles, en effet, pour éviter tout problème d'interférence, il est nécessaire de choisir et d'organiser les bandes de fréquences avec une précision maximale.
- Contrainte de minimisation de coûts de production. Certains produits sont destinés à une large diffusion, ce qui impose l'utilisation des matériaux et de procédés de fabrication les moins coûteux possibles.

L'utilisation de technologies planaires est nécessaire pour concevoir des dispositifs toujours plus performants tout en répondant aux contraintes en terme de poids, d'encombrement, de consommation de puissance et de coût.

5.2. DIFFERENTES STRUCTURES PLANAIRES

Les lignes de transmissions sont utilisées généralement dans la répartition de courant (en basses fréquences) et dans les communications (en hyperfréquences). Plusieurs types de

lignes de transmission tels que les paires torsadées et câbles coaxiaux sont utilisés dans les réseaux informatiques (l'Internet), mais sont aussi utilisées pour réaliser des filtres, des transformateurs d'impédances, des coupleurs, des lignes à retard.

Une ligne de transmission, est un ensemble d'un (en réalité deux si l'on considère la masse), d'un ou plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique (souvent haute fréquence). Le milieu diélectrique qui sépare les conducteurs (air, céramique, téflon...) joue un rôle important dans la vitesse de propagation du signal. Les lignes de transmission les plus courantes sont les câbles coaxiaux (symétrie), les lignes bifilaires et les paires torsadées (asymétrie). Sur les circuits imprimés et les circuits intégrés, on trouve couramment des lignes micro-rubans et des lignes coplanaires.

5.3. Avantages et inconvénients des structures planaires

Les lignes de transmissions possèdent certaines propriétés telles que :

- Faible coût
- Faible poids, faibles dimensions et légèreté
- Compatibilité avec circuits intégrés
- Performances intéressantes
- Meilleure fiabilité et reproductibilité
- Les composants élémentaires peuvent être additionnés aux circuits ; sa structure ouverte la rend en effet, très commode pour l'utilisation des MICs.

L'inconvénient majeur qui retient l'attention est que les lignes microrubans sont considérées comme des lignes ouvertes qui rayonnent de l'énergie dans l'espace environnant. Mais l'intérêt particulier de cet inconvénient est qu'il a donné lieu à des recherches dont le résultat essentiel fut la caractérisation des structures microrubans qui serait une partie de l'objectif de ce travail.

5.4. Structures des lignes de transmissions planaires

Dans cette partie, une brève description des caractéristiques des différentes topologies de lignes planaires utilisées dans le domaine du filtrage est présentée, à savoir les topologies microruban, coplanaire, coplanar stripline (CPS) et à fente et multicouche.

5.4.1. Lignes de transmission *microruban* (Microstrip)

La ligne de transmission Microstrip est la ligne de transmission planaire la plus répandue et la plus utilisée dans la radio RF, exploitées pour la conception de certains composants comme les filtres, les coupleurs et transformateurs. Le type d'onde se propageant dans cette ligne de transmission est une onde quasi-TEM.

La ligne de propagation microruban (Micro Strip ou MS) est constituée d'un plan de masse, d'un substrat et d'un ruban métallique (figure 2.6). Le substrat sert à la fois de support mécanique et de milieu de propagation. La présence de l'interface air-diélectrique ne permet pas la propagation d'un mode purement transversal TEM (Transverse Electromagnétique) car les amplitudes des composants longitudinaux des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligés. Cependant La distribution du champ est cependant proche de celle du mode TEM (quasi-TEM).

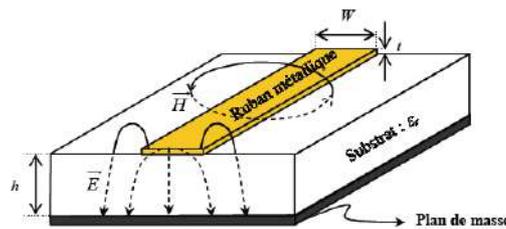


Figure 2.6(a) Vue d'une ligne microruban et de ses lignes de champs électrique et magnétique

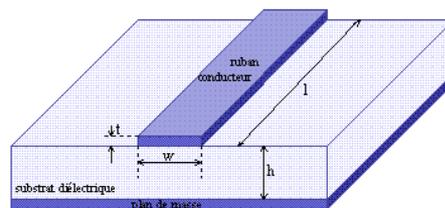


Figure 2.6 (b)

Constitution d'une ligne microstrip

Ainsi pour simplifier l'analyse, une ligne microruban peut être remplacée par une ligne homogène équivalente (figure 2.7) entourée d'un milieu diélectrique de permittivité effective établi à partir des paramètres :

- La largeur du ruban : w
- La hauteur du substrat : h
- Le constante diélectrique du substrat : ϵ_r

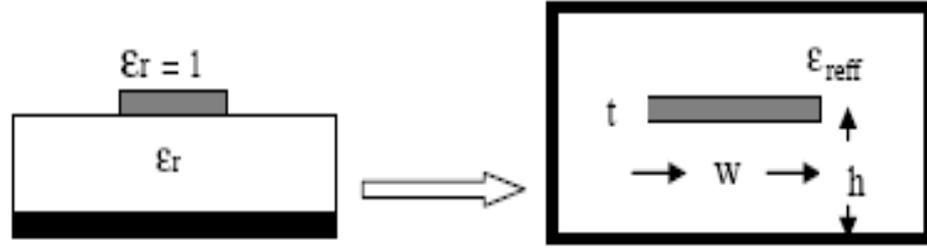


Figure 2.7 Une ligne microruban avec son model fixe.

5.4.2. Formules d'analyses et de synthèses d'une ligne microstrip

a- Formules d'analyse

L'analyse de la ligne microruban consiste à déterminer à partir de ses paramètres physiques, la permittivité effective, et la largeur équivalente nécessaire à la détermination de l'impédance de caractéristiques de cette ligne.

Les expressions approximatives analytiques sont présentées dans la littérature :

Pour la ligne microruban nous avons pour les lignes étroites $W/h < 3.3$:

$$Z_C = \frac{119.9\pi}{\sqrt{2(\epsilon_r+1)}} \left[\ln \left(4 \frac{h}{W} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{W} \right)^2 + 2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{\pi}{4} \right) \right] \quad (18)$$

Pour les lignes larges $W/h > 3.3$:

$$Z_C = \frac{119.9\pi}{\sqrt{2(\epsilon_r)}} \left[\frac{W}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(e\pi^2/16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r^2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r+1}{2\pi\epsilon_r} \right) \left(\ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{W}{2h} + 0.94 \right) \right) \right]^{-1} \quad (19)$$

b-Formules de synthèse

La synthèse permet quant à elle de déterminer les dimensions et la nature du diélectrique utilisé, pour une impédance caractéristique donnée.

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8}{\exp(A) - 2\exp(-A)} & W/h \geq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right\} & W/h \leq 2 \end{cases} \quad (20)$$

avec :

$$A = \frac{Z_C}{\eta_0} \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (21)$$

$$B = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\eta_0}{Z_C} \quad (22)$$

La permittivité relative ϵ_{eff} est calculée par les formules suivantes :

$$\begin{cases} \varepsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} & W/h > 1 \\ \varepsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \left[\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] & W/h < 1 \end{cases} \quad (23)$$

c-Atténuation d'une onde dans une ligne microruban

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

- Les pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet de joule).
- Les pertes diélectriques.
- Les pertes par rayonnement principalement due aux discontinuités.
- Les pertes par ondes de surface.

D'autres pertes beaucoup plus faciles à maîtriser et à évaluer. Plusieurs facteurs affectent le comportement des lignes microrubans :

- Les tolérances de fabrication sur les différents matériaux.
- Les états de surface de ces matériaux.
- Le vieillissement des matériaux.

Il y a trois types principaux de pertes dans les lignes microrubans : dans les conducteurs, dans les diélectriques et par rayonnement.

5.4.3. Topologie coplanaire (CPW)

La topologie coplanaire (CoPlanar Waveguide ou CPW) est constituée de deux plans de masse et d'un ruban central situé sur la même face du substrat (Figure 2-9). Comme le montre la figure 2-9 a et b deux modes peuvent être excités en continu, du fait de la présence de trois conducteurs. Un mode quasi TEM (dit coplanaire ou mode impair) peu dispersif, et un autre mode quasi TE (dit de fente ou mode pair) dispersif. Ce dernier mode est supprimé en forçant les deux plans de masse au même potentiel.

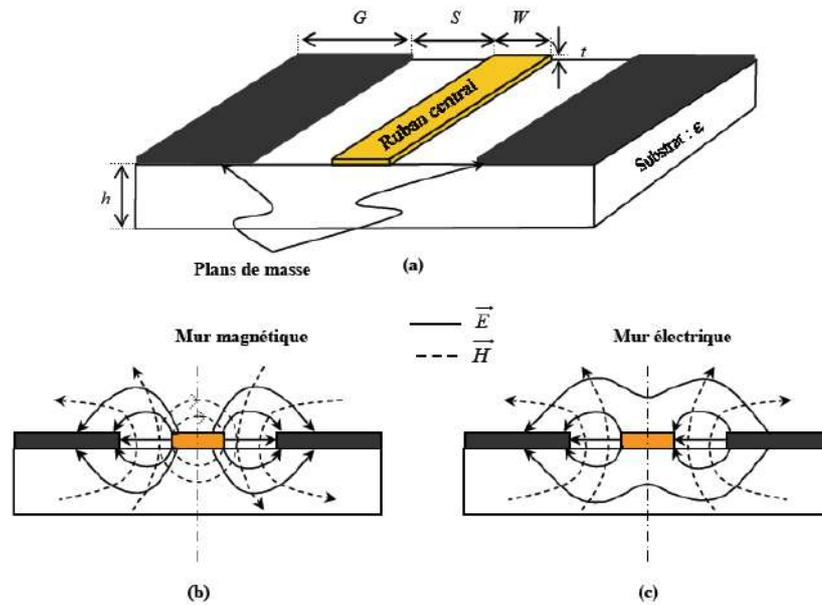


Figure 2.9 (a) Ligne coplanaire - lignes de champs électrique et magnétique, (b) mode impair quasi TEM et (c) mode pair quasi-TE.

La gamme des impédances caractéristiques réalisables est plus faible que pour une ligne micro ruban vers les basses impédances caractéristiques, la difficulté étant liée à la largeur des gaps. En revanche, cette topologie offre un avantage de flexibilité du fait que deux paramètres géométriques, la largeur du ruban et du gap, permettent de réaliser une même impédance caractéristique alors que l'on ne dispose que d'un paramètre (largeur du ruban) pour la ligne microruban. De plus, cette topologie possède l'avantage d'être unipolaire (un seul niveau de métallisation). Ceci facilite la connexion des composants à la masse. Toutefois, la présence des plans de masse sur la même face que le ruban du signal conduit à des surfaces occupées par les lignes coplanaires supérieures à celles de lignes microruban équivalentes. Enfin, contrairement à la technologie microruban, les bibliothèques de modèles de motifs coplanaires sont peu développées. [10]

5.4.4. Topologie de ligne à fente (CPS)

La figure 2.10 présente la topologie de ligne à fente (CoPlanar Strip ou CPS) et les paramètres associés : W_1 la largeur du ruban ($W_1 \neq W_2$ pour une configuration asymétrique), S la largeur de la fente entre les deux rubans et h la hauteur du substrat ayant une permittivité ϵ_r . Une telle structure peut être vue comme la structure duale du guide d'onde coplanaire. Les

lignes de champ électrique se développent à travers la fente et les lignes du champ magnétique entourent les conducteurs.

Les topologies microruban et CPW sont très largement privilégiées pour la réalisation des circuits intégrés du fait que la ligne CPS présente une forte dispersion. Cependant, la ligne CPS présente les avantages de la ligne CPW. En effet, grâce à la disposition des deux rubans conducteurs sur la même face du substrat, l'insertion des composants série et parallèle s'effectue sans avoir recours aux trous métallisés qui introduisent des éléments parasites de plus, une ligne à fente occupe moins de surface que son homologue CPW. Ceci conduit à des coûts de fabrication plus bas.

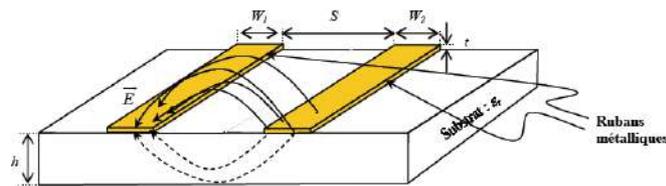


Figure 2.10 Ligne CPS et ses lignes de champs électrique et magnétique[10]

Aujourd'hui, la technologie CPS peut présenter un intérêt pour la conception des circuits intégrés radio fréquences du fait de la réalisation aisée de fortes impédances caractéristiques. Cependant, les bibliothèques de modèles électriques sont très peu fournies ce qui limite l'utilisation de cette technologie pour la conception des circuits intégrés.

5.4.5. La technologie ligne à fente ou slotline

La configuration d'une ligne à fente (slotline) est montrée sur la figure 2.11. Elle consiste en un substrat avec une fente dans la métallisation d'une face unique du substrat.

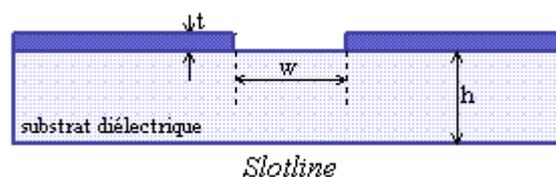


Figure 2.11 Coupe transverse d'une ligne slot line.

Cette géométrie planaire est convenable pour les circuits intégrés. Dans une ligne à fente, le mode de propagation est principalement TE. La topologie de ligne à fente offre l'avantage de

la flexibilité du circuit en ce qui concerne le report des composants en série et en parallèle, une gamme plus large des valeurs des impédances caractéristiques, l'élimination du couplage entre les lignes, assurant donc une meilleure intégration. Par contre, ce type de ligne souffre d'une forte dispersion en hautes fréquences.

5.4.6. La ligne bande ou ligne triplaque

La ligne triplaque encore appelée ligne ruban (fut la première micro-ligne développée par Barrett et Barnes en 1951); est directement inspirée de la ligne coaxiale : il s'agit d'un ruban centrale noyé dans un diélectrique, deux plans de masse étant situés de chaque côté du substrat. Quelques formes utiles des lignes triplaques telles que, ligne centrée, décentrée, ou double orthogonale (figure 2.12). La ligne triplaque centrée est la forme la plus idéale. Cependant dans certaine circuiterie l'utilisation de la ligne décentrée s'avère exigée. La configuration d'une triplaque double orthogonale est utile beaucoup plus dans le domaine de la haute tension.

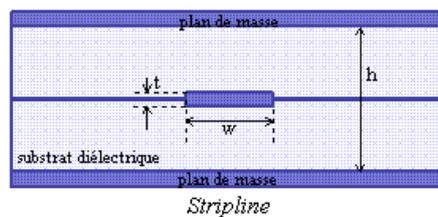


Figure 2.12 Ligne triplaque

5.4.7. La ligne à Ailettes :

La configuration d'une ligne à Ailettes est montrée sur la figure 2.13. Il s'agit d'une ligne à fente, placée dans le plan E d'un guide métallique rectangulaire.

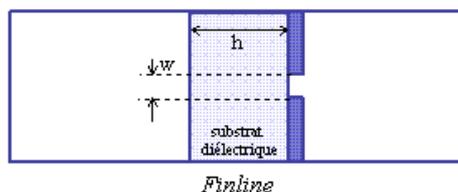


Figure 2.13 Ligne à Ailette

5.4.8. La technologie multicouche (LTCC)

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

5.5. Comparaison entre les différentes lignes planaires

- Une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne), et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé pour fabriquer la ligne.
- Pertes Ohmiques à très haute fréquence (facteur de perte prépondérant) : les lignes « microruban » permettent de minimiser leur impact au regard des lignes « CPW ».
- L'effet de l'épaisseur des conducteurs dans les lignes « CPW » (y sont plus sensibles) est plus large que celui des microrubans, à cause de la distribution des champs électriques et magnétiques.
- Dispersion des caractéristiques électriques avec la fréquence - effets dispersifs - : la technologie associée à la réalisation de lignes de transmission coplanaire est plus robuste.
- Influence de l'environnement sur les caractéristiques des fonctions réalisées : les circuits réalisés en technologie microruban y sont moins sensibles puisque la présence d'un plan de masse permet une isolation arrière intrinsèque. Pour ce qui est de la technologie à guide d'onde coplanaire, l'influence plus grande des conditions externes est due au fait que la présence (non maîtrisée) d'un plan de masse sous le circuit peut provoquer l'apparition d'un mode de type microruban : l'apparition de ce mode a pour effet un déplacement vers des fréquences plus élevées des caractéristiques des fonctions réalisées.
- Le principal intérêt des lignes à fentes est qu'elles autorisent des impédances élevées. Ceci peut cependant devenir gênant si l'on souhaite travailler à faible impédance (50Ω).
- La dispersion est importante pour la ligne fendue, faible pour le microruban, moyenne pour la ligne coplanaire.

- La ligne micro-ruban peut être facilement construite par des techniques similaires à celles utilisées pour la conception des circuits imprimés.

6. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une manière générale différents types de technologies planaires pour la conception des filtres. Celle qui nous intéresse la topologie microruban (MS). Par rapport aux technologies volumiques, les structures planaires sont plus avantageuses en termes de taille, de coût, d'intégration et de flexibilité. Nous avons également décrit une grande variété de topologies planaires de filtres passe-bande et plus particulièrement les filtres passe bande ultra large bande (ULB) à base de résonateur à saut d'impédance que nous allons entamer leurs analyses et conception au prochain chapitre.

Chapitre 3 Simulation et Résultats des filtres FPB ULB

1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier des cas pratiques de filtre ULB dans la bande des fréquences 3.1 à 10.6 GHz, tout nos travaux ont été effectués avec le simulateur IE3D de Zeland.

En effet les impédances d'entrées et de sorties sont adaptées, les paramètres les plus importants pour étudier un FPB sont :

- La largeur de la bande passante, en GHz, mesuré à partir de S21 à -3dB
- L'atténuation des bandes non passantes, à partir de la courbe S21
- Return loss : $RL(\text{dB})=10\log(P_i/P_r)=-10\log(|\Gamma|^2)$, à partir de S11
- Insertion loss : $IL(\text{dB})=10\log(P_i/P_L)=-10\log(1-|\Gamma|^2)$, à partir de S12
- Group delay : important pour signaux à impulsions ; à partir de la phase
- L'encombrement du filtre en longueur ou en surface (mm ou mm²)

Avec P_i , P_r et P_L puissances incidente, réfléchiée et puissance transmise à la charge ; $P_L=P_i-P_r$
 Γ est le coefficient de réflexion et $|\Gamma|^2=P_r/P_i$

2. Structure de base

Nous proposons dans un premier temps d'étudier la structure la plus connue dans le domaine des FPB ULB, Figure 3.1, on l'appellera durant cette étude « filtre de base», cette structure est centrée sur la fréquence de 6,85 GHz avec un $\lambda/2$ de 7,34 mm et des lignes couplées de longueurs $\lambda/4$ soit 4,15 mm.

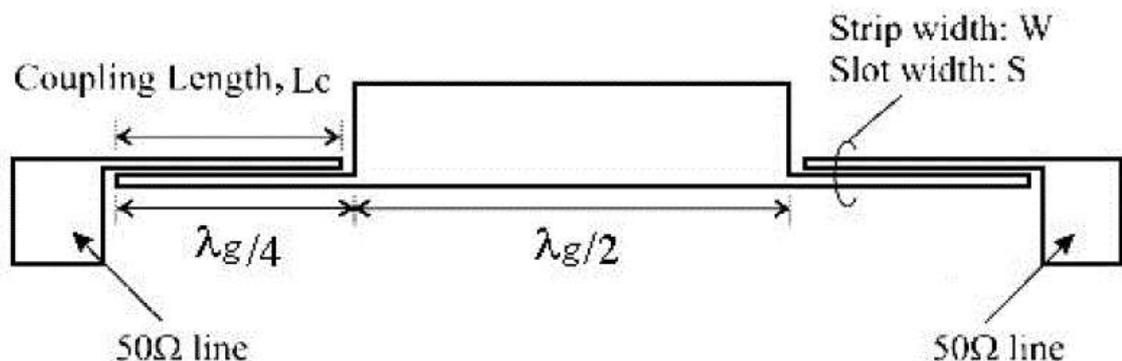


Figure 3.1 Filtre FPB-ULB de base

Ce filtre est constitué de deux paires de lignes parallèles couplées de longueurs $\lambda/4$ avec au centre un saut d'impédance de longueur $\lambda/2$, la fréquence centrale de ce filtre est de 6.85 GHz, le substrat utilisé correspond à $\epsilon=10.8$ et une épaisseur de 1.27mm

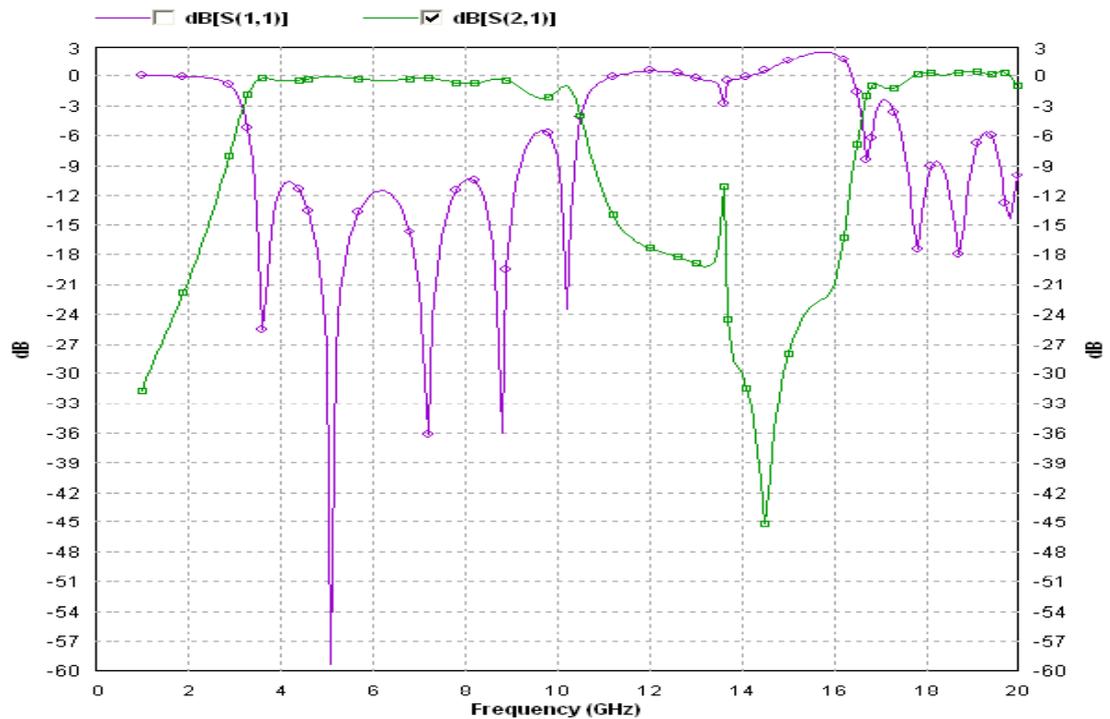


Figure 3.2 Réponse du FPB-ULB

A -3 dB la bande passante est de 7.24 GHz (de 3.2 à 10.44 GHz) donc avec un rapport de 106%, avec ce type de filtre on remarque qu'à partir de 16 GHz le filtre devient passant. Dans la littérature [2] la longueur de couplage des lignes parallèles est modifiée pour voir l'influence du couplage sur la réponse du filtre, Figure 3.3.

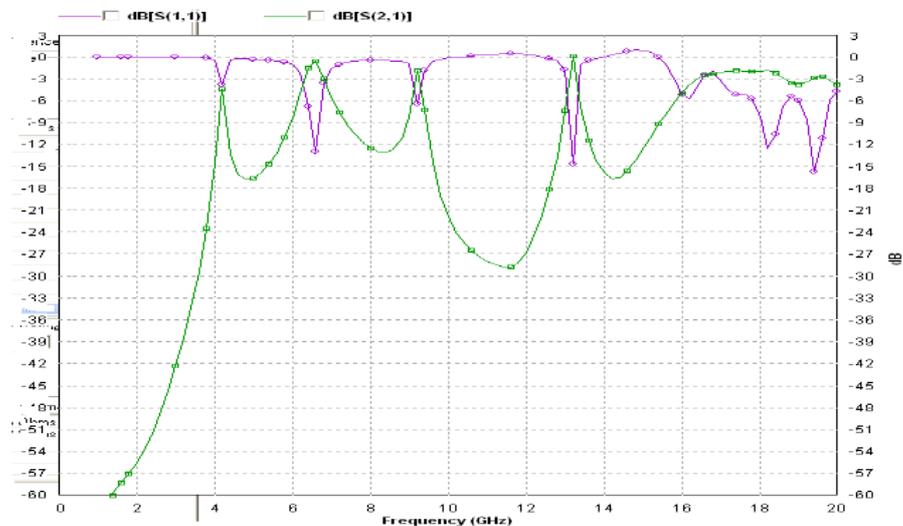


Figure 3.3 Réponse du filtre de base avec un couplage de 0.5 mm

Avec un couplage de 0.5 mm les fréquences de résonances du circuit apparaissent : $f_1 = 4.18$ GHz, $f_2 = 6.61$ GHz, $f_3 = 9.23$ GHz et $f_4 = 13.2$ GHz, les éléments du filtre et leurs dimensions ont un impact direct sur ces fréquences de résonance qui ont une grande influence sur la réponse fréquentielle du circuit.

3. Nouvelle structure

Cette nouvelle structure a été proposée par une étude faite à l'université de Xidian en Chine en 2010 [8]. Les simulations ont été faites avec un substrat de type RT/Duorid 5880 avec une constante diélectrique ϵ de 2.2 et une épaisseur de 1.02 mm, avec le simulateur IE3D de Zelang 12.0.

Les dimensions de la structure utilisées pour ce travail sont : $W_1=1.5$ mm, $W_2=2.0$ mm, $W_3=1.2$ mm, $W_4=1.8$ mm, $W_s=Var$, $W_H=Var$, $L=8$ mm, $M=W=0.3$ mm, $T=H=0.6$ mm.

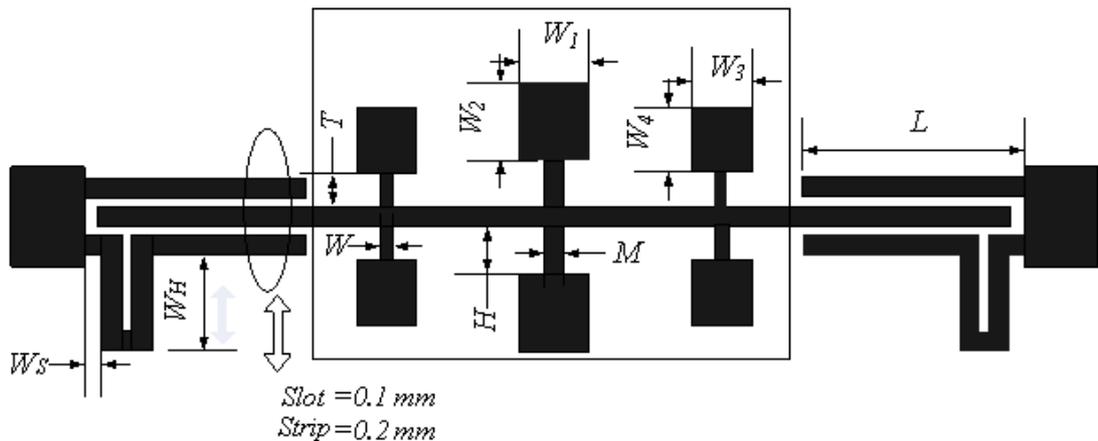


Figure 3.4 Nouvelle structure FPB-ULB

Pour cette nouvelle structure nous nous proposons de faire une construction par étapes de ce filtre, avec des simulations pour chaque étape, en commençant par la ligne centrale et les deux couplages parallèles puis en ajoutant les éléments résonants centraux, en fin on ajoute les deux plis des lignes inférieures pour voir leurs utilités et leurs influences sur la réponse fréquentielle du filtre.

3.1. Le couplage

On prend une ligne microruban d'une longueur de 24 mm et d'une épaisseur de 0,2 mm, on lui applique un double couplage aux deux extrémités de 8 mm, Voir figure 3.5 ci-dessous.



Figure 3.5 Structure à double couplage

On retrouve sur figure 3.6, la réponse en fréquence de la structure double couplages.

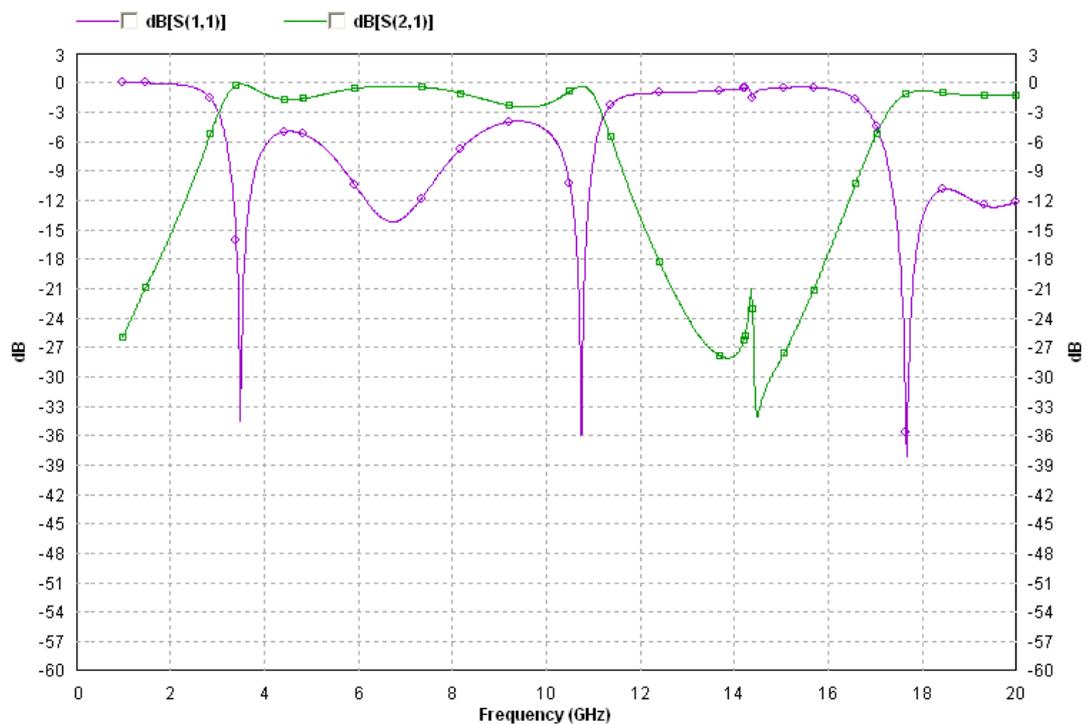


Figure 3.6 Réponse de la structure double couplage

Déjà à ce stade, on peut voir l'allure d'un filtre FPB-ULB,

- La bande passante à -3dB : 8.13 GHz
- La fréquence centrale : 7.105 GHz
- Les pertes d'insertion IL sont supérieures à 2dB à 4.5 et à 9 GHz.
- Les pertes RL sont de l'ordre de 10 dB en moyenne.
- L'atténuation hors bande passante atteint -27 dB à 14 GHz, La pente de rejection supérieur : 9.5 dB/GHz

3.2 . Ajout d'une ligne centrale

Une deuxième étape consiste à l'ajout d'une ligne verticale au centre de la ligne horizontale, sa hauteur est de 1,4 mm et sa largeur de 0,3 mm voir la figure 3.7 .

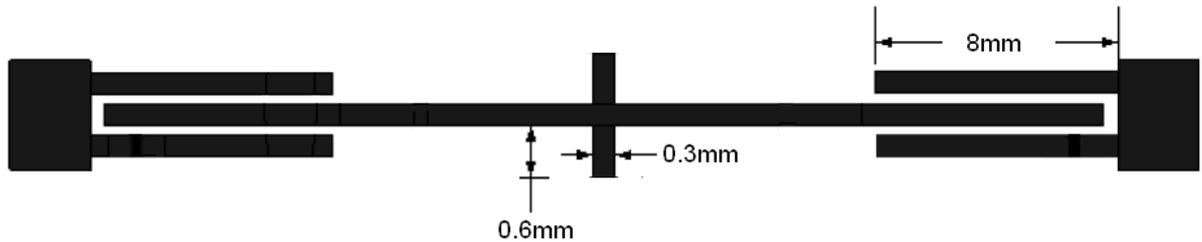


Figure 3.7 La structure à double couplage avec ligne centrale

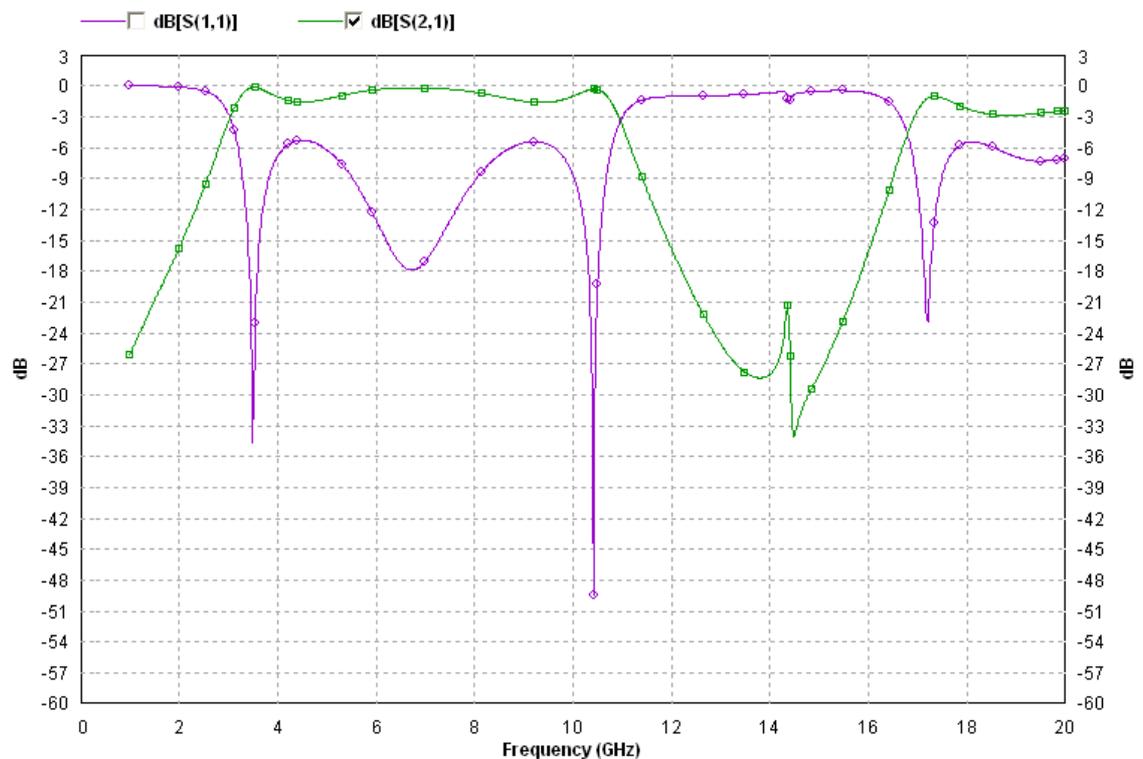


Figure 3.8 Réponse du filtre avec une ligne centrale

Avec la ligne centrale on remarque une amélioration des pertes RL et IL

- BP = 7.88 GHz, 112%
- Fo = 6.98 GHz
- IL dans la BP est de 1.5dB à 4.5 et à 9 GHz.
- RL de -12dB en moyenne.
- L'atténuation hors bande passante atteint -27 dB à 14 GHz, La pente de rejection supérieur : 9.68 dB/GHz

3.3 . Ajout de lignes faibles impédances

Au dessus et au dessous de la ligne centrale on ajoute, deux impédances de même valeur : de longueur de 1.5 mm et de largeur de 2 mm.

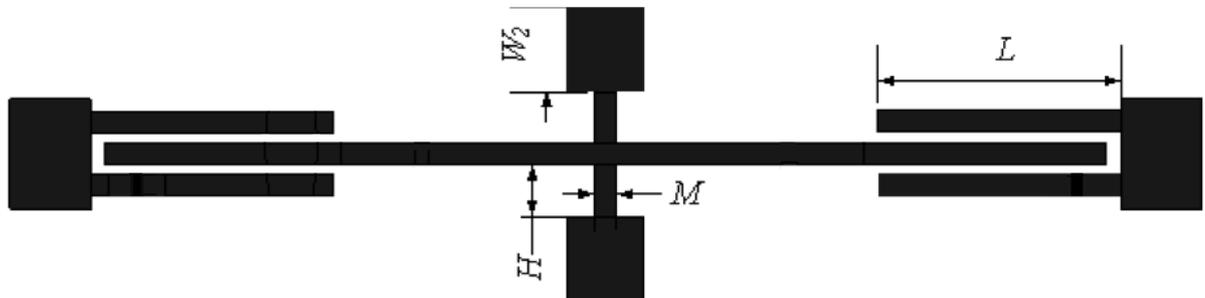


Figure 3.9 Ajout deux lignes à faibles impédances

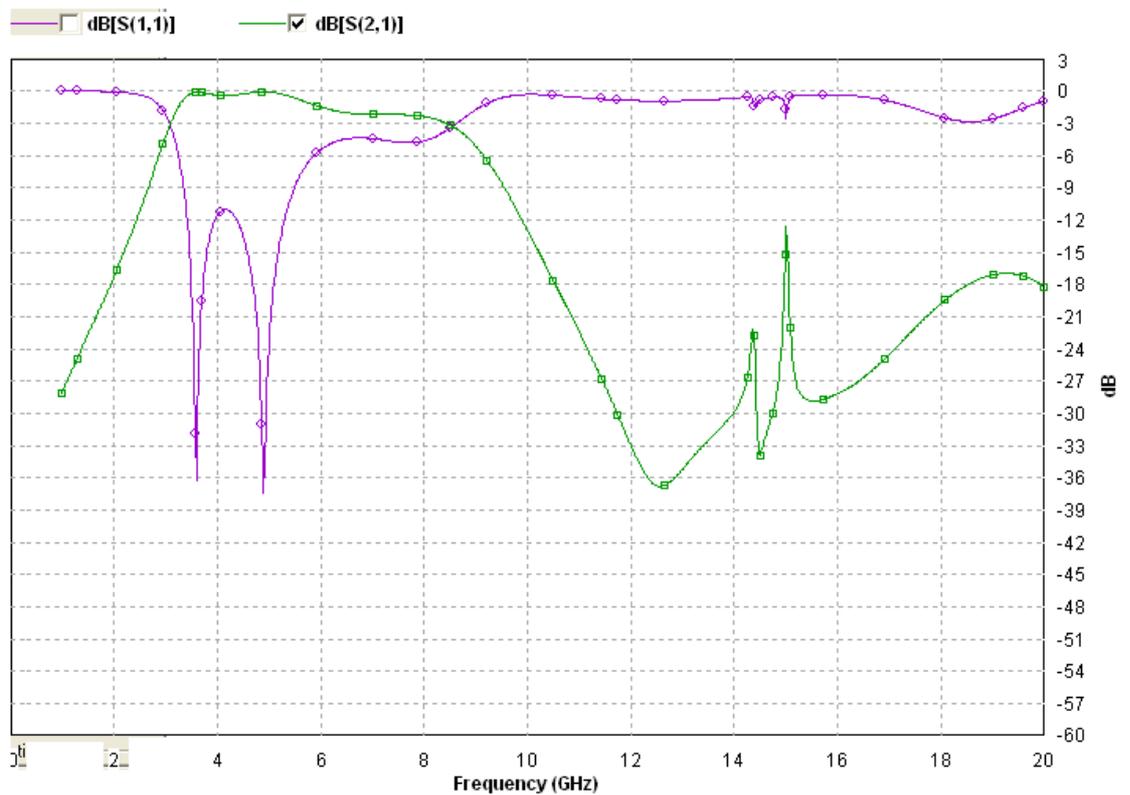


Figure 3.10 Réponse du filtre avec deux lignes à faibles impédances

Avec cette configuration on remarque la bande passante a diminuée, elle est comprise entre 3,1 à 8.46 GHz, soit une bande de 5,8 GHz seulement. Mais le plus important est que la bande de fréquence supérieure à 16 GHz a été complètement atténuée, cet élément a l'effet d'un filtre passe bas à partir de 9 GHz.

3.4 La structure finale

La structure finale du filtre en question est illustrée sur la figure 3.11.

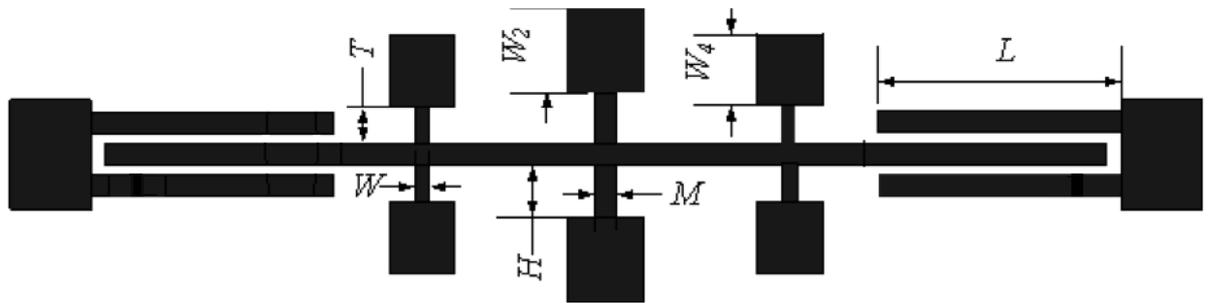


Figure 3.11 structure finale du Filtre étudié

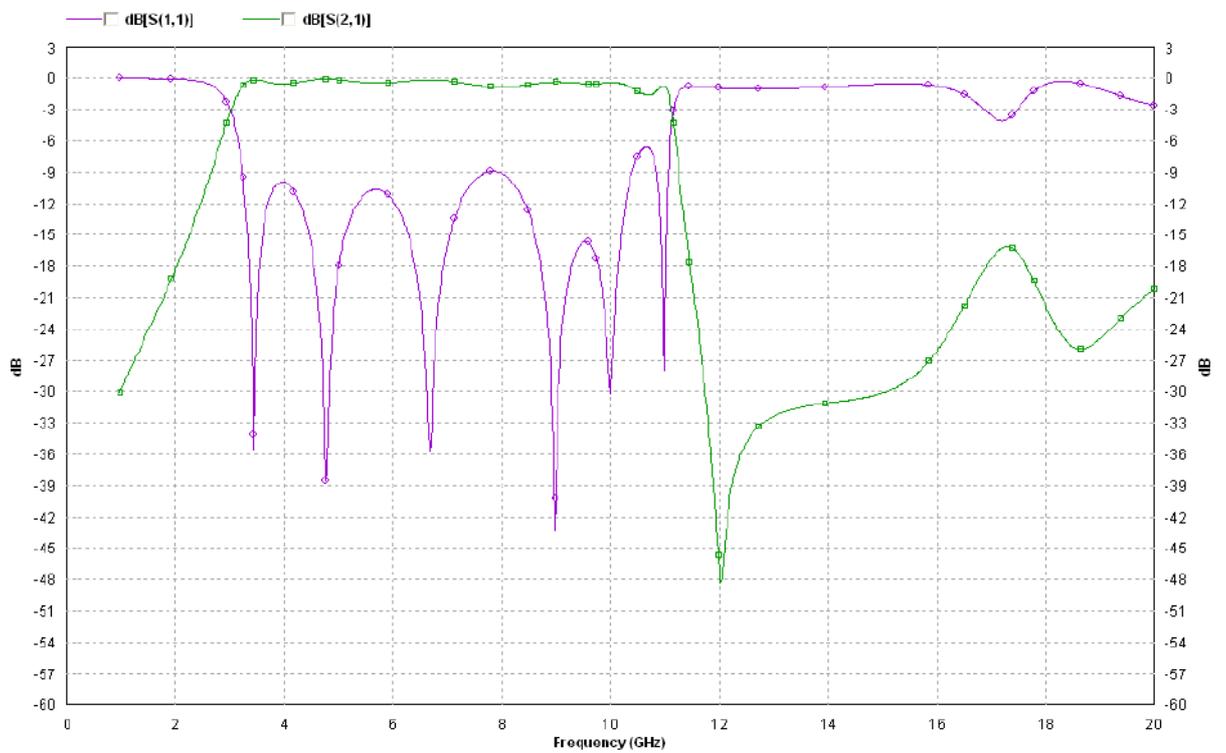


Figure 3.12 Réponse du filtre étudié

- BP -3dB de ce filtre est de 8.08 GHz, située entre 3.04 et 11.12 GHz
- $F_0 = 7.08$ GHz, 114%
- RL moyen -14dB
- IL inférieur à 1dB
- L'atténuation hors bande passante atteint -46 dB à 12 GHz, La pente de rejection supérieur : 50 dB/GHz

On remarque une atténuation exceptionnelle à partir de 11 GHz, la réponse de ce filtre se rapproche du filtre FPB Idéal par rapport au filtres précédents.

L'étude des éléments résonants centraux nous permet d'expliquer en partie les bonnes performances de la structure finale du filtre, on effet on a isolé les élément résonant pour voir leurs réponses en fréquences en figure 3.14, la figure 3.13 nous donne le circuit équivalent de ces éléments et leurs réponses en fréquence.

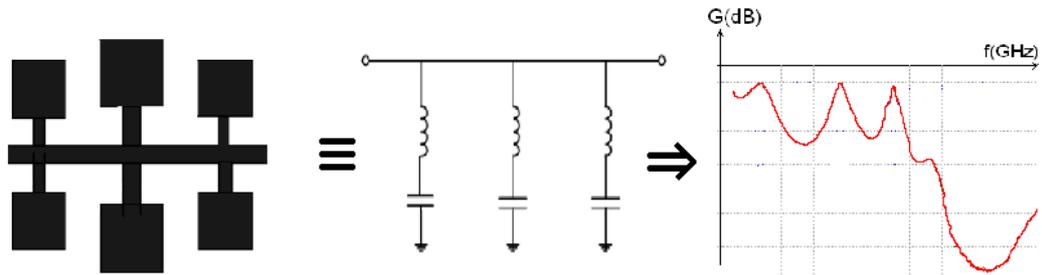


Figure 3.13 Circuit équivalent des éléments centraux et leur bande passante

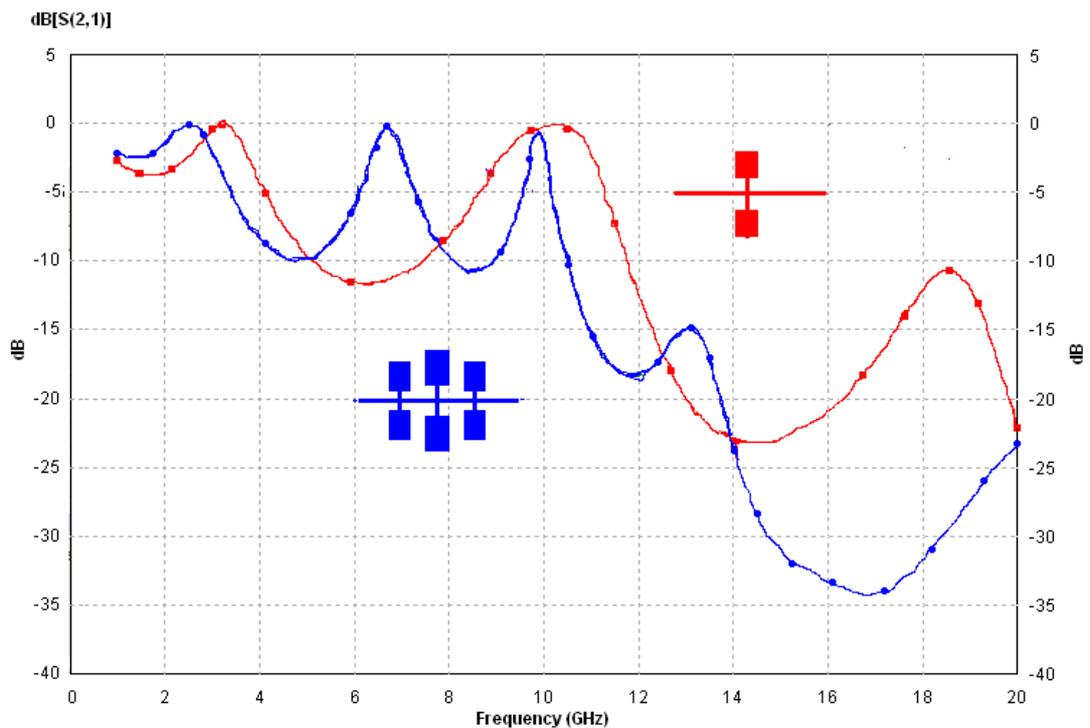


Figure 1.14: Réponse des modules résonants

La figure 1.14 ci-dessus, montre les réponses des modules résonants utilisés, en rouge le module unique et en bleu le groupe de trois modules, ces modules résonants ont permis l'absorption totale de la bande de fréquence supérieure à 16GHz.

L'atténuation des fréquences supérieur à 12 GHz, pour un module est entre -11 à -23dB pour les trois modules elle est comprise entre -20 et -34dB.

La réponse de la structure finale est composé par la somme des deux structures : le filtre à double couplage et la structure à trois modules résonants.

3.5. Structure améliorée (filtre avec encoche)

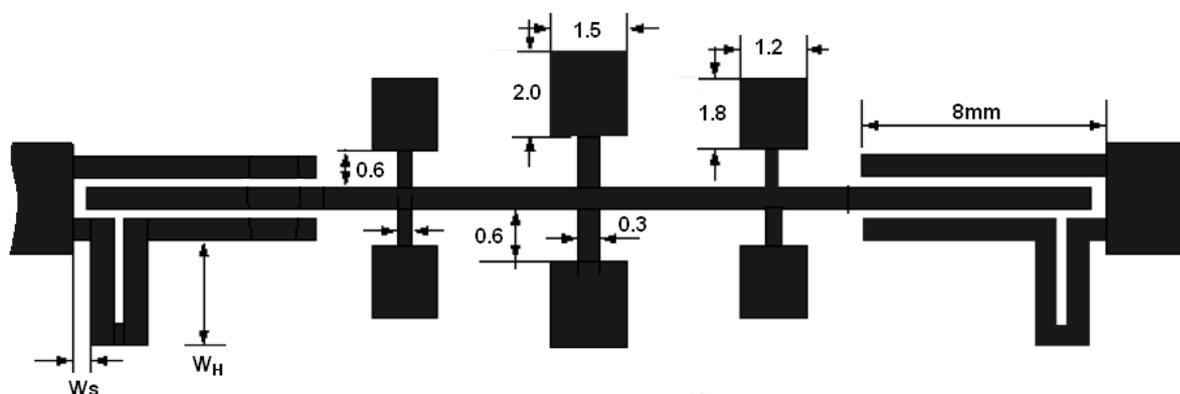


Figure 3.15 Structure du Filtre avec encoche

Il existe des cas où il serait intéressant de réaliser un FPB mais avec une petite bande de fréquence à exclure à l'intérieur de la bande permise. En pratique c'est des bandes de fréquences déjà attribuées là où on veut éviter une interférence entre deux systèmes, c'est le cas du réseau WLAN qui utilise la bande de fréquence de 5.8GHz, ce type de filtre est dit notch-band filter ou filtre avec encoches.

La structure finale de notre filtre est aussi un notch-filter, il suffit de réaliser des plis au niveau de la ligne inférieure de la ligne de couplage pour éliminer une bande de fréquence très étroite. L'affinement de la fréquence de l'encoche est réalisé par la mise au point des deux valeurs W_s et W_H . Les valeurs retenues dans le cas sont : $W_s = 0.5\text{mm}$ et $W_H = 2.2\text{mm}$, la rejection des fréquences proches de 5.8 GHz est très raide, jusqu'à -24dB et une bande passante étroite de 0.44 GHz de 5.7 à 6.14 GHz, la fréquence que l'on souhaite éliminer est à l'intérieur de ces 440 MHz.

Avec cette structure, les données de la structure finale ne sont pas modifiées, seule la bande souhaitée a été éliminée.

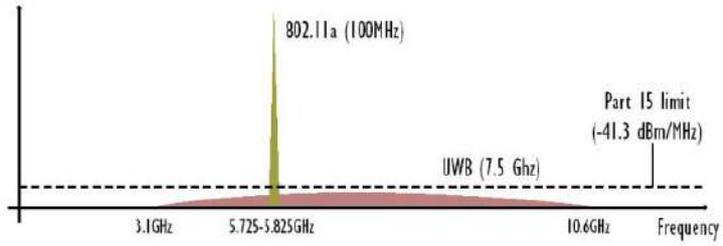


Figure 3.16 Position de la bande WLAN dans le spectre ULB

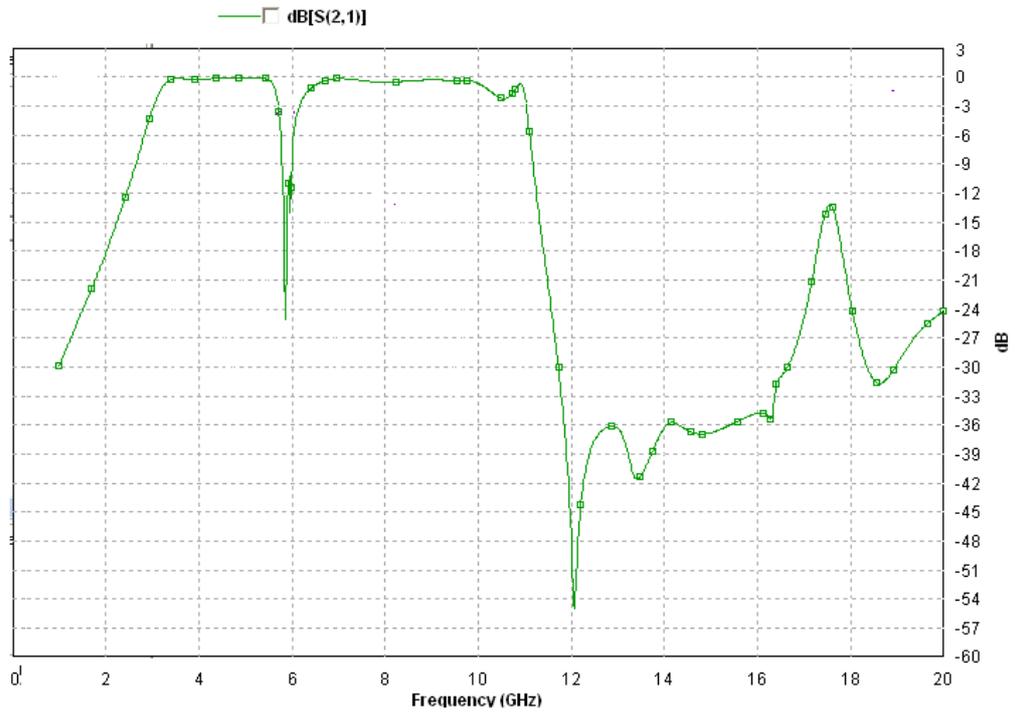


Figure 3.17 Réponse S_{21} de la structure amélioré (encoche à 5.8 GHz)

W_H	W_S	Fréquence de rejection	Bande	Rejection max
2.2 mm	0.5 mm	5.8 GHz	440 MHz (5.7 à 6.14 GHz)	-24 dB

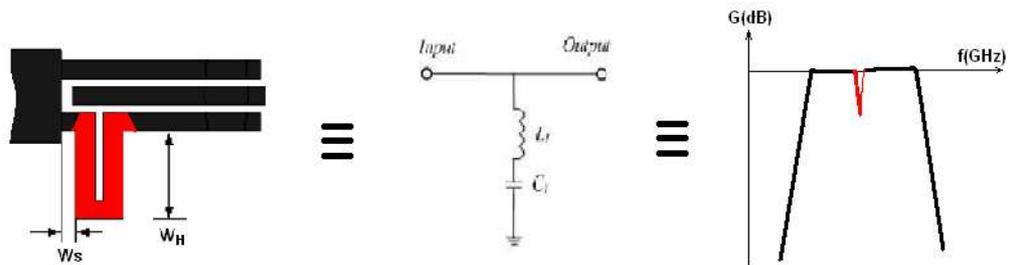


Figure 3.18 Circuit équivalent des plis et influence sur la bande passante

3.5.1 Structure améliorée : variation W_H

Une variation des deux valeurs W_H et W_S entraîne une modification de la fréquence de rejection, pour exemple nous avons pris deux valeurs pour W_H avec W_S fixe.

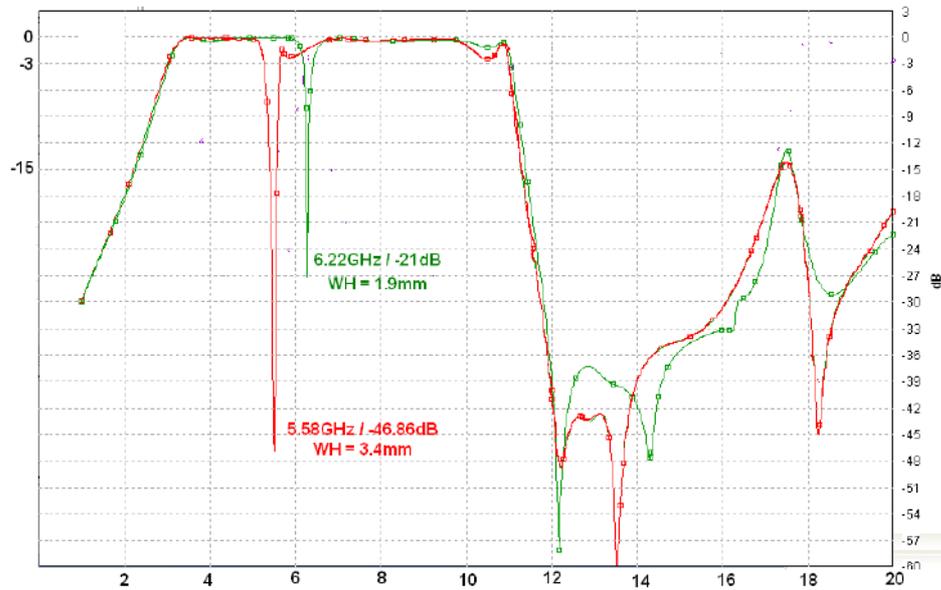


Figure 3.19 Courbes S_{21} pour 2 valeurs des plis 1.9 mm et 3.4 mm

W_H	W_S	Fréquence de rejection	Rejection max	Courbe
3.4 mm	0.5 mm	5.58 GHz	-46.8 dB	rouge
1.9 mm	0.5 mm	6.22 GHz	-21.0 dB	verte

3.5.2 Structure améliorée : deux valeurs de W_H

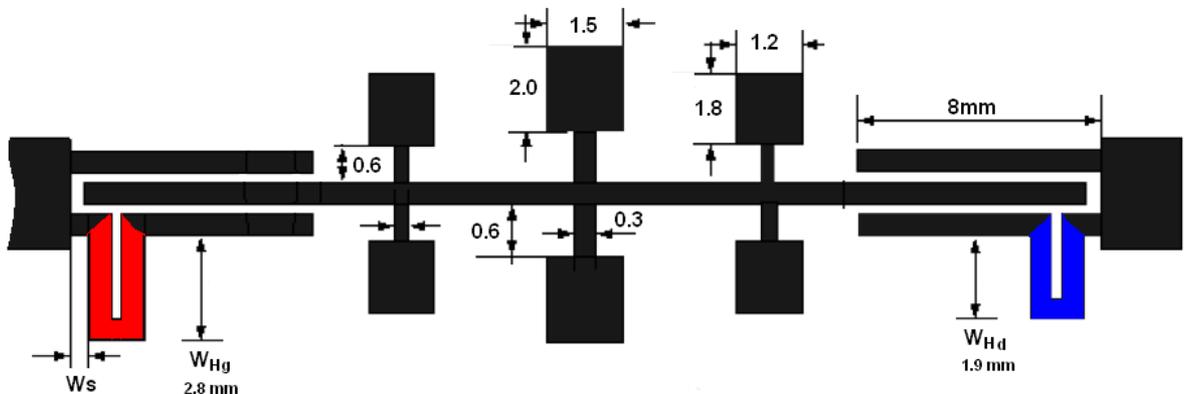


Figure 3.20 Structure améliorée non symétrique

Dans ce cas nous attribuons une valeur de 2.8 mm à W_H du coté gauche et 1.9 mm du coté droit, nous remarquons que la courbe S_{21} présente une double rejection à f_1 et f_2

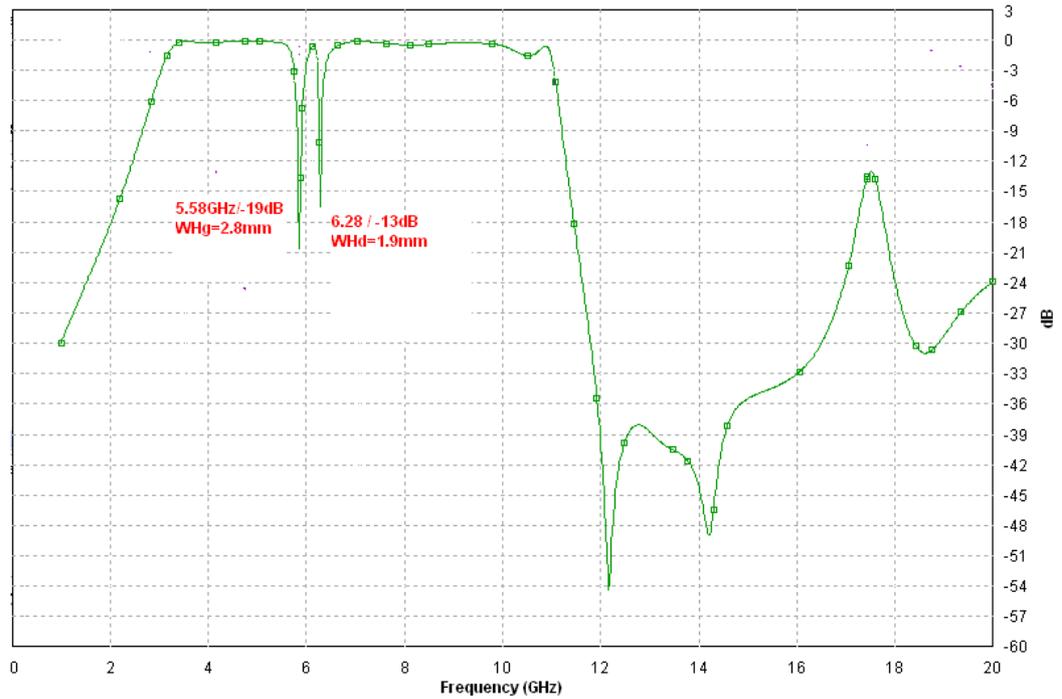


Figure 3.21 Courbe S_{21} pour la structure améliorée non symétrique

		W_s	Fréquence de rejection	Rejection max
$W_{Hgauche}$	2.8 mm	0.5 mm	5.58 GHz	-19.0 dB
W_{Hdroit}	1.9 mm	0.5 mm	6.28 GHz	-13.0 dB

4. Comparaisons

Filtre	Bande Passante	IL	Rejection sup	Observation
Standard	7.24 GHz / 106%	<2dB	-10.45 dB/GHz	Bande >16.5GHz
Couplage	8.13 GHz / 114%	1.5dB	-9.5dB/GHz	Bande >17GHz
Ligne centrale	7.88 GHz / 112%	<1.5dB	-9.68 dB/GHz	Bande >17GHz
1élément résonant	5.36 GHz / 92.7%	2dB	-8.49 dB/GHz	Bande éliminé
Finale	8.08 GHz / 114%	<1dB	-50 dB/GHz	Bande éliminé
Amélioré	8.08 GHz / 114%	<1dB	-50 dB/GHz	Bande éliminé
Plis symétriques				Rejection unique
Plis non symétrique				Double rejection

5. Conclusion

On a pu voir dans ce chapitre la construction, étape par étape, d'un filtre FPB-ULB performant, avec une largeur de bande de 8.08 GHz, soit un rapport de 114% (entre 3.04 et 11.08 GHz), une atténuation très rapide jusqu'à -48dB à 12 GHz, des pertes d'insertion moins de 1dB sauf à 10.7 GHz 1.6 dB, Ce même filtre présente un avantage très important qui est la facilité d'intégrer une zone de rejection très étroite dans la bande permise où nous avons testé la bande du réseau WLAN IEEE 802.11b (5.8GHz) avec succès.

Les performances du nouveau filtre sont nettement supérieures aux performances du filtre standard.

La complexité théorique de la technologie ULB qui fait réagir des phénomènes d'interaction très variés en hautes fréquences se trouve facilité par l'utilisation de simulateur comme IE3D et ADS, dans notre cas le simulateur Zeland IE3D nous a été d'une grande utilité pour sa simplicité d'usage et sa précision.

Conclusion générale

La technologie ultra large bande est très prometteuse dans l'avenir proche et la conception de filtre passe bande dans la bande de 3.1 et 10.6 GHz est une course mondiale vers le filtre le plus performant et le plus adapté à la réalité du terrain, nous pensons que cette étude a contribué à donner vision globale du côté de la théorie et aussi à faire, du côté simulation, une approche par segmentation des éléments du filtre pour le reconstruire, par étapes afin de voir les influences et les interactions de chaque élément dans la construction finale.

En fin, il reste souhaitable de continuer cette étude par une réalisation pratique afin de mesurer les différences qui existe entre la théorie et la pratique et se confronter avec d'autres problèmes que l'on n'a pas pu voir durant cette étude.

ANNEXES Simulateur IE3D de Zeland [4]

IE3D est un outil de simulation électromagnétique utilisant la méthode des moments et est conçu par la compagnie Zeland Software. [6] Ce logiciel permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits, comme les MMICs, les circuits micro-onde, les filtres et les antennes en microruban et bien plus encore.

Premièrement, comme les outils de bureautique qu'on a l'habitude d'utiliser, IE3D offre une interface graphique conviviale et facile à utiliser. Cet outil permet, entre autres, de simuler des structures métalliques en 3 dimensions contenues dans des couches multiples de diélectrique. Des bibliothèques de construction sont disponibles afin d'accélérer la conception. On peut donc rapidement insérer des formes de base telle que des rectangles, sphères, cercles, cylindres, etc. On peut également créer des formes non spéciales avec un outil de génération automatique. IE3D offre aussi la possibilité d'éditer le modèle en sélectionnant des points particuliers ou les arrêtes d'un objet. Les capacités de construction et d'édition de modèle de IE3D semblent donc suffisamment développées et faciles à utiliser pour son utilisation dans la conception d'antenne en microruban.

Cet outil permet aussi de simuler une mise à la terre finie ou infinie, ce qui distingue IE3D de plusieurs concurrents, car beaucoup d'outils de modélisation électromagnétique n'offrent que la simulation avec une mise à la terre infinie. Dans le cas de la conception d'une antenne en microruban, l'utilisation d'une mise à la terre finie va donner des résultats plus proches de la réalité.

Cet outil permet aussi d'effectuer des simulations en 3 dimensions en spécifiant l'épaisseur des métallisations et des diélectriques.

IE3D offre plusieurs graphiques différents pour faciliter l'analyse des modèles créés et permet aussi la visualisation des paramètres S en dB en fonction de la fréquence. Et bien évidemment, on peut avoir les courbes de l'impédance en fonction de la fréquence, l'abaque de Smith, la courbe du VSWR et bien autre.

Une autre option intéressante de IE3D est l'optimisation du modèle afin que celui-ci rencontre divers critères de performance, comme un VSWR minimal à la fréquence de résonance désirée. Cette optimisation se fait en quelques étapes rapides, qui consistent à sélectionner une partie du modèle directement sur la figure et de lui mettre des bornes de déplacement. Donc, on peut sélectionner un côté de l'élément de rayonnement et lui permettre de se déplacer de plus ou moins 3 mm par exemple lors de l'optimisation. Après avoir sélectionné les paramètres d'optimisation et avoir défini leurs bornes, il faut choisir pour quelle réponse, on fait l'optimisation. Cette réponse peut être les paramètres S, l'impédance, le VSWR, etc. Cette fonctionnalité sera très intéressante à utiliser dans la conception de l'antenne en microruban par exemple.

Ensuite, IE3D offre une autre fonction intéressante, c'est-à-dire une fonction de résolution matricielle qui permet de réduire considérablement le temps de calcul. Cette fonction permet à partir de la simulation d'un élément de rayonnement d'effectuer par exemple une approximation du patron de rayonnement (figure 2.19) ou de la distribution de courant d'un ensemble matriciel de ces éléments de rayonnement.

Pour terminer, la solution logiciel offerte par Zeland Software, IE3D, est une option très intéressante pour la conception de filtre et d'antenne en microruban. Des fonctions comme l'optimisation, la résolution matricielle, l'édition avancée qui permettent de faire un modèle 3 dimensions, la mise à la terre finie et finalement le tutoriel, en font un logiciel bien adapté à la tâche à effectuer dans le cadre de ce travail.

Bibliographie

- [1] Y. Duroc "Contribution au Développement de Modèles Orientés système pour antennes des communication ULB", mémoire Doctorat en électronique, avril 2007, INP Grenoble.
- [2] Lei Zhu, Sheng Sun, and Wolfgang Menzel, "Ultr-Wideband (UWB) Bandpass Filters Using Multiple-Mode Resonator", IEEE, Microwave and Wireless compoments lettrers, VOL. 15, NO. 11, Nov 2005
- [3] Federal Communications Commission, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems" Tech.Rep., ET-Docket 98-153, FCC02-48, Apr. 2002.PP
- [4] Shao Ying HUANG, Yee Hui LEE" Development of Ultra-wideband (UWB) Filters",.
- [5] L. H. Weng, Y. C. Guo, X. W. Shi, and X. Q. Chen ,"AN OVERVIEW ON DEFECTED GROUND STRUCTURE", Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 7, PP,173-189, 2008.
- [6] H. BAUDRAND "Technique d'ingénieur E1205: Conducteurs aux hautes fréquences", ENSEEIHT Toulouse
- [7] M.Meeloon, E. Nugoolcharoenlap, P. Akkaraekthalin, UWB Bandpass Filters with Sharp Rejection using Folded Defected Ground Structure, King Mongkut's University of Technology, North Bangkok Thailand
- [8] L. Chen, F. Wei, X.-W. Shi, and C.-J. Gao, "AN ULTRA-WIDEBAND BANDPASS FILTER WITH A NOTCH-BAND AND WIDE STOPBAND USING DUMBBELL STUBS", Xidian University Xi'an, Shaanxi 710071, China
- [9] Darine Kaddour. "Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire", Université Joseph- Fourier - Grenoble I, 2007.
- [10] H. Issa. "Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS - Application a` la synthèse de filtres", Micro et nanotechnologies/Micro électronique. UJF, 2009.

Résumé

Les filtres jouent un rôle important dans plusieurs applications RF/micro ondes. Ils sont utilisés pour séparer ou combiner différents signaux micro ondes. Les applications émergentes telles que les communications sans fils continuent à challenger les filtres RF/micro ondes via plusieurs exigences : haute performance, petite taille, poids léger, et prix bas.

Pour une structure de filtre (ULB) que nous avons étudié la conception est basée sur l'utilisation de tronçons de lignes à saut d'impédance d'une part et de tronçons de lignes couplées d'autre part. La fréquence centrale du filtre a été choisie autour de 6.85 GHz, la largeur de bande est comprise entre 3.1 et 10.6 GHz, les pertes de transmission sont très faibles et celles de réflexion sont trouvées supérieures à 10 dB.

Mots-clés : Filtre passe-bande ULB ; Lignes microrubans couplées; Résonateur à saut d'impédances; Résonateur à fente ; filtre compact ; Analyse, conception et optimisation; Paramètres électromagnétique.

ملخص:

مرشحات تلعب دورا هاما في العديد من التطبيقات RF / الميكروويف. وهي تستخدم لفصل أو دمج إشارات الميكروويف مختلفة. تواصل التطبيقات الناشئة مثل الاتصالات تحدي مرشحات RF / الموجات الدقيقة عبر العديد من المتطلبات: عالية الأداء صغيرة الحجم، خفيفة الوزن، وبسعر منخفض.

لدراسة فلتر (ULB) اعتمدنا في التصميم على استخدام أقسام خط ذات قفز مقاومة من جهة وأقسام ذات خطوط مقترنة من جهة أخرى. وقد تم اختيار التردد المركزي للمرشح حوالي 6.85 غيغاهرتز، وعرض النطاق الترددي ما بين 3.1 و 10.6 غيغاهرتز، وخسائر النقل هي جد ضعيفة والانعكاس أكثر من 10 ديسيبل.

كلمات المفاتيح:

مرشح متراص، رنان ذو ، (ULB) خطوط ميكروشرطية مقترنة، رنان ذو مقاومة ذات قفزة، الخاصيات الكهرومغناطيسية.

Abstract

Filters play an important role in many RF / microwave applications. They are used to separate or combine different microwave signals. Emerging applications such as wireless communications continue to challenge RF / microwave filters through several requirements : high performance, small size, light weight, and low price.

For a filter structure (ULB) we studied the design is based on the use of sections of impedance jump lines on the one hand and of coupled line sections on the other hand. The center frequency of the filter was chosen to be around 6.85 GHz, the bandwidth is between 3.1 and 10.6 GHz, transmission losses are very high low. And those of reflection are found to be greater than 10 dB.

Keywords : ULB bandpass filter; Coupled microstrip lines; Impedance jump resonator; Slot resonator; Compact filter; Analysis, design and optimization; Electromagnetic parameters.