

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de Technologie



## **MEMOIRE**

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Technologie des Systèmes de Télécommunication

**Par** :

ARBAOUI NAOUEL

ATMANI RABHA

**Sujet**

**Duplexeur DGS Large Bandes Ultra-efficace en Technologie SIW pour le Radar**

Soutenu publiquement, le 03 /07 /2019, devant le jury composé de :

Mme M. MELIANI	Professeur	Univ. Tlemcen	Présidente
Mr M. ABRI	Professeur	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mme H. BADAOU	Maitre de conférences(A)	Univ. Tlemcen	Examinatrice

## Table des matières

Remerciements.....	i
Dédicaces .....	ii
Liste des figures .....	iii
Liste des tableaux.....	iv
Sigles et abréviation.....	v
Introduction générale.....	1

### Chapitre I

I.1-Introduction.....	2
I.2- Généralité sur les guides d'ondes classiques.....	2
I.2.1-Définition du guide d'onde.....	2
I.2.2-Les avantage de guide d'ondes.....	4
I.2.3-Les inconvénients du guided'ondes.....	5
I.2.4-L'utilisation du guide d'onde.....	5
I.2.5-Les guide d'ondes rectangulaires.....	5
I.2.5.1-Définition.....	5
I.2.5.2-Condition aux limité.....	6
I.2.5.3-Equations de Maxwell.....	7
I.2.5.4- L'étude des modes de propagation.....	10
I.2.5.4.1-Mode transverse électrique TE mn.....	10
I.2.5.4.2-Mode transverse magnétique TMmn.....	11
I.2.5.5-Fréquence et longueur d'onde de coupure.....	11
I.3 Guide d'onde intégré au substrat (GIS).....	14
I.3.1 La technologie SIW.....	14
I.3.2 Technologie planaire SIW.....	14
I.3.2.1 La technologie micro-ruban.....	15
I.3.2.2 La technologie coplanaire.....	16
I.3.2.3 La technologie triplaque.....	16
I.3.3 Les caractéristiques du guide d'ondes en technologie SIW.....	17
I.3.4 SIW règle de conception.....	18
I.3.5 Adaptation du guide d'onde en technologie SIW.....	20
I.3.5.1La ligne micro-ruban.....	20
I.3.5.2 La transition des lignes micro-ruban aux guides d'onde intégré au substrat.....	21
I.3.6 Quelques exemples de circuits SIW.....	23
I.3.6.1 Les circuits passifs SIW.....	23
I.3.6.2 les circuits actifs SIW.....	24
I.3.6.3 Les antennes SIW.....	25
I.3.6.4 Guide d'onde intégré au substrat à demi-monde HMSIW.....	25
I.3.7Applications de SIW en télécommunication.....	26
I.3.7.1 Guide GIS fonctionnant dans la bande S.....	26
I.3.7.2 Guide GIS fonctionnant dans la bande C.....	27

I.3.7.3 Guide GIS fonctionnant dans la bande X.....	28
I.4 Conclusion.....	28

## Chapitre II

II-1-Introduction.....	29
II-2-Historique.....	29
II-3- Multiplexage fréquentiel «duplexeur».....	29
II-3-1- Définition.....	29
II-3-2- Conception mécanique d'un duplexeur.....	33
II-3-3-Le rôle du duplexeur.....	33
II-3-4- Les avantages et les inconvénients d'un duplexeur.....	34
II-3-5- Les caractéristiques du duplexeur.....	35
II-3-6- Le fonctionnement en duplex et le répéteur.....	39
II-3-7 -La différence entre un diplexeur et un duplexeur.....	40
II-3-8- Différents géométries du duplexeur.....	41
II-3-9- Types des filtres utilisés dans les duplexeurs.....	45
II-3-10- Duplexeur large bande.....	46
II-3-11-L'instrument de mesure radiofréquence le plus approprié pour le réglage d'un Duplexeur.....	46
II-3-12-Le raccordement d'un duplexeur sur un appareil de mesure.....	47
II-4-Principes de base de duplexeur radar.....	49
II-5-Duplexeur en technologie planaire.....	52
II-6-Les applications du duplexeur.....	52
II-7-Quelque duplexeurs en technologie SIW.....	63
II-8-Conclusion.....	68

## Chapitre III

III.1. Introduction.....	69
III.2. Caractéristiques du logiciel CST Microwave studio.....	69
III.3. Simulation des différentes structures GIS.....	69
III.4. Adaptation et transition.....	70
III.5. Conception du guide SIW opérant en bande S.....	72
III.5.1. Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper.....	73
III.5.2. Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper.....	75
III.6. Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande S.....	75
III.6.1. Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW.....	77
III.7. Conception du guide SIW opérant en bande C.....	77
III.7.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper.....	79
III.7.2. Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper.....	81
III.8. Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande C.....	81
III.8.1. Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW.....	83
III.9.Conception d'un duplexeur.....	83
III.10. Conclusion.....	87
Conclusion générale.....	88
Bibliographie.....	89



## **Remerciements**

*Nous tenons à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant qui nous a donné durant Toutes ces années la santé, le courage et la foi.*

*Nous exprimons notre profonde et sincère expression de remerciement a notre Encadrant, monsieur ABRI MEHADJI professeur à l'université de Tlemcen, d'avoir dirigé ce travail et patienter avec nous et pour la confiance qu'il nous a accordée, pour sa disponibilité, ses conseils et ses idées innovantes tout au long de notre travail. Nous avons appris avec lui comment développer nos sens d'écoute, d'analyse et de communication. A travers sa longue expérience combinant l'ingénierie, la recherche scientifique, l'enseignement et finalement la direction.*

*Nous adressons nos remerciements pour tous les membres du jury Madame Meliani Maghnia Professeur à l'université de Tlemcen et Madame Badaoui Hadjira, maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen, d'avoir accepté de participer à cette soutenance, nous ont fait l'honneur d'évaluer et d'examiner notre travail et pour le temps qui ont perdu pour lire ce mémoire.*

*Nos remerciements vont également à tous les enseignants de l'université et également la promotion MASTER spécialité Systèmes de Télécommunication.*

*Enfin, nous exprimons nos remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

## *Dédicace*

### *A mes chers parents*

*Plus particulièrement à ma chère mère qui m'a beaucoup soutenue et aidée tout au long de ce projet.*

### *A mon frère et ma sœur adorés*

*Bachir, Zineb.*

*Ainsi qu'à ma meilleure amie depuis toujours Nabila.*

### *Une spéciale dédicace*

*À Mr. CHERIF NABIL qui a été très me conseillé*

*A toute ma famille.*

*A ma chère amie Djihane et tous mes amis.*

*A tous mes camarades de la promotion de télécommunication système et réseaux.*

**NAOUEL**

## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail :*

*Aux être qui me sont les plus chers*

*Mes parents Pour leur Amour, leur Education et leurs sacrifices*

*A mes sœurs.*

*A toute ma famille.*

*A tous mes Amis.*

*A tous ceux qui m'ont aidé à faire ce travail.*

**RABHA**

## Chapitre I

Figure I-1: Quelques exemples de guide d'ondes.....	3
Figure I-2: fibre à saut d'indice et à gradient d'indice.....	3
Figure I-3 : les différentes formes de guide d'ondes.....	4
Figure I-4: guide d'onde rectangulaire.....	6
Figure I-5: Champ électrique transverse.....	7
Figure I-6: le mode de propagation TE.....	10
Figure I-7: le mode de propagation TM.....	11
Figure I-8: Lignes de champ électrique et magnétique du mode (a) $TM_{11}$ , (b) $TM_{21}$ .....	12
Figure I-9 : les fréquences de coupure (guide rectangulaire).....	13
Figure I-10 : la Condition de propagation pour un mode mn.....	13
Figure I-11: La topologie de guide SIW.....	14
Figure I-12: vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.....	15
Figure I-13: Exemples de filtres micro-ruban : (a) filtre à stubs, (b) filtre hairpin, (c) filtre à Lignes couplées, (d) filtre dual behavior resonators (DBR).....	16
Figure I-14: vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.....	16
Figure I-15: vue tridimensionnelle d'une ligne triplaque.....	17
Figure I-16: géométrie de guide SIW.....	17
Figure I-17: GIS avec ses paramètres (a) : GIS avec des trous cylindriques, (b) : GIS avec des trous rectangulaires.....	19
Figure I-18 : GIS avec guide d'onde rectangulaire équivalent.....	19
Figure I-19 : Structure de la ligne micro-ruban.....	21
Figure I-20 : Topologie équivalente de la transition micro-ruban-SIW.....	22
Figure I-21: Transition d'un GIS vers un micro-ruban avec ses paramètres.....	22
Figure I-22: Integrated transitions from planar circuits to SIW guide: (a) Microstrip transition and (b) Coplanar waveguide (CPW) transition.....	22
Figures I-23 : Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.....	24
Figures I-24: Exemples des circuits actifs SIW, a) amplificateur SIW b) Photographie de l'amplificateur fabriqué, c) oscillateur SIW.....	25
Figure I-25: Antenne SIW.....	25
Figure I-26: La structure de SIW et HMSIW.....	26
Figure I-27: photographie de la HMSIW avec transitions aux microbandes.....	26
Figure I-28 : Le guide d'ondes GIS fonctionnant dans la bande S.....	27

Figure I-29: Structure du guide GIS opérant en bande C.....	27
Figure I-30: Structure du guide GIS opérant en bande X.....	28
<b>Chapitre II</b>	
Figure II-1: schéma de principe d'un duplexeur.....	30
Figure II-2: schéma du duplexeur.....	31
Figure II-3: Réponse en fréquence sur l'entrée UHF.....	32
Figure II-4: Réponse en fréquence sur l'entrée VHF.....	32
Figure II-5: fabrication d'un duplexeur.....	33
Figure II-6: Duplexeur dans le schéma d'émission et de réception.....	34
Figure II-7: Coefficient de réflexion.....	36
Figure II-8: isolateur double jonction.....	36
Figure II-9: Graphe de fluence d'un quadripôle.....	37
Figure II-10: schéma de principe simple d'un répéteur.....	39
Figure II-11: a) demi-duplex, b) un duplex plein.....	40
Figure II-12: (a) diplexeur signal, (b) diblexeur, (c) Diplexeur à partir d'un radar.....	40
Figure II-13: la différence entre le duplexeur et le diplexeur.....	41
Figure II-14: schémas d'un circulateur.....	41
Figure II-15: schéma d'une cavité résonnante coaxiale ou guide d'onde.....	42
Figure II-16 : principe du duplexeur à diodes PIN.....	42
Figure II-17: le schéma de principe du duplexeur de branche.....	43
Figure II-18: le schéma fonctionnel du duplexeur équilibré.....	44
Figure II-19: le schéma fonctionnel du duplexeur de circulateur.....	44
Figure II-20: les filtres utilisés dans les duplexeurs.....	45
Figure II-21: Configuration du duplexeur dans le plan H.....	46
Figure II-22: (a) Duplexeur UHF à 6 cavités du type éliminateur de bande équipant le répéteur ONORCA, (b) Duplexeur UHF à 6 cavités du répéteur ONORCA. Vue sur les tiges filetées permettant le réglage d'accord en fréquence.....	47
Figure II-23: Duplexer Test Set Adapter HP 8753D-K39 constitué essentiellement de relais coaxiaux pour rediriger les deux ports de mesure d'un S-Paramètre Test Set vers les trois ports de mesure d'un dispositif sous test.....	48
Figure II-24: 1ère étape qui consiste à mesurer le coefficient de transmission du filtre TX du duplexeur tout en plaçant une charge à l'entrée du filtre RX.....	48
Figure II-25: 2ème étape qui consiste à mesurer le coefficient de transmission du filtre RX du duplexeur tout en plaçant une charge à l'entrée du filtre TX.....	49

Figure II-26: 3 <sup>ème</sup> étape de mesure qui consiste à mesurer le coefficient de transmission de l'ensemble des deux filtres du duplexeur placés en cascade tout en plaçant une charge à la sortie « Antenne » du duplexeur.....	49
Figure II-27: Le duplexeur radar remplit les fonctions suivantes.....	50
Figure II-28: le duplexeur ramifié.....	50
Figure II-29: le duplexeur équilibré.....	51
Figure II-30: un duplexeur à circulation de type ferrite.....	53
Figure II-31: a) Circuit imprimé d'un duplexeur planaire constitué de BPFs de type mixte utilisant différents résonateurs taraudés, b) résultats mesurés avec le duplexeur CPW de base, c) résultats mesurés du duplexeur CPW.....	54
Figure II-32: a) Conception 3D BPF 2 GHz, b) Conception 3D BPF 5 GHz, c) Résultat de simulation BPF HFSS à 2 GHz, d) Résultat de la simulation BPF HFSS à 5 GHz.....	54
Figure II-33: a) Conception du duplexeur dans le substrat, b) Résultat de la simulation du duplexeur.....	55
Figure II-34: a) modèle à paramètre localisés du duplexeur complémentaire complet, b) résultat de la simulation de l'ensemble complémentaire du duplexeur.....	55
Figure II-35 : image du duplexeur large bande, a) cavité d'essai, b) circuit duplexeur.....	56
Figure II-36: résultat du test du duplexeur large bande.....	57
Figure II-37: Schéma fonctionnel du duplexeur proposé.....	58
Figure II-38: a) Réponse simulée du filtre A, b) Réponse simulée du filtre B, c) Modèle (encadré) et réponse simulée de la jonction en T, d) Réponse simulée du duplexeur, e) Réponse simulée du duplexeur avec des branches coupées.....	59
Figure II-39: a) La configuration du duplexeur, b) Configuration du duplexeur FBAR Agiles.....	59
Figure II-40: a) Les S <sub>21</sub> et S <sub>11</sub> des filtres Rx et Tx, b) Le filtre Rx et le filtre Tx sont connectés directement.....	60
Figure II-41: Configurations frontales radar. (a) Duplexeur de grille métallique. b) OMT/Horn Bloc. (c) Détail du split-bloc OMT/Horn.....	61
Figure II-42: a) Paramètres de diffusion mesurés de l'OMT/Horn, b) Comparaison entre l'isolement mesuré et l'isolement simulé. La simulation Comprend un désalignement de 4 $\mu m$ et une perte d'environ 0,3 dB/mm pour les longueurs de guide d'onde de 8,3 mm.....	62
Figure II-43: Principe de fonctionnement du duplexage basé sur la polarisation circulaire.....	62
Figure II-44: a) Paramètres de diffusion (perte de retour et isolation) obtenus dans la simulation pleine onde du duplexeur complet, b) Paramètres de diffusion mesurés du duplexeur. Différents élargisseurs de bande de fréquences ont été utilisés, WR-5 jusqu'à 220 GHz et WR-3 pour le reste de la bande.....	63
Figure II-45: (a) Paramètres de transmission de puissance ( $ S_{21} $ et $ S_{31} $ ) et de réflexion ( $ S_{11} $ ) d'un duplexeur synthétisé théoriquement, par exemple avec des canaux simple/double bande, (b) Mise en page et photographie d'un prototype de duplexeur à microbande avec canaux contigus à bande simple/double.....	63

Figure II-46: (a) Paramètres simulés (circuit et EM) et mesurés de transmission de puissance ( $ S_{21} $ et $ S_{31} $ ) et de réflexion ( $ S_{11} $ ) du prototype de duplexeur microbande duplexeur, (b) Paramètres photographiques, simulés (circuit et EM), de transmission de puissance mesurée ( $ S_{21} $ ) et de réflexion d'entrée ( $ S_{11} $ ) du prototype BPF à microbande avec bande de freinage quasi absorbante.....	64
Figure II-47: structure de SIW duplexeur.....	64
Figure II-48: transition entre l'antenne SIW et le duplexeur.....	65
Figure II-49: Structure duplexeur proposée (les dimensions sont en millimètres) a) Vue en perspective, b) Vue de dessus, c) Vue de côté .....	65
Figure II-50: Réponses en fréquence des filtres $Tx/Rx$ par rapport à la longueur latérale de la cavité bimode SIW, a) Transmission, b) Réflexion .....	66
Figure II-51: a) Réponse en fréquence du filtre de canal $Tx$ en fonction de la hauteur de la cavité $h$ avec $\tan \delta = 0.005$ , b) Pertes d'insertion simulées et mesurées du duplexeur proposé par rapport à la tangente de perte, $\tan \delta$ .....	66
Figure II-52: Réponses en fréquence simulées et mesurées du duplexeur proposé ( $\tan \delta = 0,01$ ) a) Réponses $S_{12}$ et $S_{13}$ b) $S_{11}$ et $S_{23}$ .....	67
Figure II-53: Diplexeur planaire SIW 60 GHz.....	68
Figure II-54: a) Performances du duplexeur en termes de perte de retour de port commune et d'isolation de canal à canal, b) Performances du duplexeur en termes de perte d'insertion des ports de réception et d'émission, c) Performances du duplexeur en termes de perte de retour des ports de réception et d'émission.....	68
 <b>Chapitre III</b>	
Figure III-1: Bande de fréquences et leurs applications.....	69
Figure III-2: Structure générale du taper des guides SIW avec ces paramètres.....	71
Figure III-3: structure de guide SIW fonctionnant dans la bande S sans taper (a)Vue de face. (b) vue en perspective.....	72
Figure III-4: résultat de simulation du guide opérant en bande S.....	73
Figure III-5: vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper à la fréquence $f=2.8$ GHz.....	73
Figure III-6 : guide SIW en bande S avec taper.....	74
Figure III-7: résultat de simulation du guide SIW en bande S avec taper.....	74
Figure III-8: vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=2.9$ GHz.....	75
Figure III-9: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S (a)Vue de face. (b) vue en perspective.....	76
Figure III-10: Résultats de simulation des paramètres $S_{11}$ , $S_{21}$ .....	76
Figure III-11: vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=2.9$ GHz.....	77

Figure III-12: structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C sans taper (a) vue de face (b) vue de perspective.....	78
Figure III-13: coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.....	79
Figure III-14: distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper.....	79
Figure III-15: guide SIW en bande C avec taper.....	80
Figure III-16: résultat de simulation de guide SIW en bande C avec taper.....	80
Figure III-17: distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper de la bande C.....	81
Figure III-18: Géométrie du HMSIW opérant dans la bande C (a)Vue de face. (b) vue en perspective.....	82
Figure III-19: Coefficient de transmission S21 et de réflexion S11 de SIW avec taper.....	82
Figure III-20: vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence $f=7.5$ GHZ.....	83
Figure III-21 : Filtre SIW en bande S, (a) Vue de face. (b) vue en perspective.....	84
Figure III-22: Résultat de simulation de filtre SIW en bande S.....	85
Figure III-23: Filtre SIW en bande C, (a) Vue de face, (b) vue en perspective.....	85
Figure III-24 : Résultat de simulation de filtre SIW en bande C.....	86
Figure III-25 : Le duplexeur en deux bandes S et C.....	86
Figure III-26 : Résultat de simulation de duplexeur.....	87
Figure III-27 : distribution du champ électrique, (a)Vue de face, (b) Vue en perspective .....	88

## *Liste des tableaux*

---

Tableau II.1 : Les caractéristiques de duplexeur et de multiplexeur.....	35
Tableau III.1: Impédances et dimensions des taper pour chaque guide SIW.....	71
Tableau III.2 : Les paramètres du SIW dans la bande S.....	72
Tableau III.3 : Les paramètres du SIW dans la bande C.....	78
Tableau III.4 : Valeurs de conception des deux filtres.....	84

## Liste des abréviations et des acronymes

$\vec{B}$ : Le champ magnétique.

$\vec{E}$ : Le champ électrique.

*ADS*: speed digital application.

*ATR*: anti- transmission-reception.

*BPF*: filtre passe-bande.

$\rho$ : la densité volumique de charge électrique.

*CPW*: conventional coplanar waveguide

*DBR*: dual behavior resonators.

*CST*: computer simulation technology

*LTCC*: Low Temperature Cofired Ceramics.

*GIS*: Le guide d'ondes intégré au substrat.

*HFSS*: high frequency structure simulator.

*HMSIW*: half mode substrate integrated wave guide.

*HTS*: high tech systems.

$a$ : la grande dimension interne du guide d'ondes.

*LNA*: antenna.

$P$ : espace entre les trous.

*PCB*: transverse électromagnétique.

*PI* : perte d'insertion.

*PIN*: positive intrinsèque négative.

*RF*: transmitter and receiver.

*RL*: return loss.

*SIW*: Substrat Integrated Waveguide.

$d$ : le diamètre des trous.

*SOS*: System-on-Substrats.

*SPDT*: signal pole double throw.

*TE*: Transverse électrique.

*TEM*: Transverse électromagnétique.

*TM*: Transverse magnétique.

*TOS*: taux d'ondes stationnaires.

*TR*: transmission-réception.

*UHF* : ultra hautes fréquence.

$W_{SIW}$ : l'espacement entre les deux rangées de trous.

*VHF*: very high frequency.

$\epsilon$ : la permittivité diélectrique du matériaux.

$\mu$ : la perméabilité magnétique du matériaux.

Le développement des télécommunications au cours de ces dernières années a nécessité la réalisation d'équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. Cette évolution apparaît dans de nombreux systèmes de communications. Dans le domaine des hyperfréquences, les composants passifs actuellement commercialisés, de types filtres, circulateurs, isolateurs, duplexeurs...etc. Peuvent être fabriqués en utilisant la topologie GIS : guides d'ondes intégrés au substrat (substrate integrated waveguide SIW) qui a vu le jour il y a un peu plus de dix ans. La réalisation de ces dispositifs reste très coûteuse en termes de poids, de volume, et de coût, mais grâce à l'avancement technologique et les recherches effectuées dans le domaine des micro-ondes, des circuits électriques ont vu le jour en cherchant toujours l'amélioration de la précision et de la fiabilité.

Le premier chapitre sera concerné à la présentation d'une description détaillée sur les guides d'onde pour le cas de la technologie planaire. L'adaptation de guide d'onde intégré au substrat puis différents exemples des circuits utilisant ce technologie et les diverses application intégré au substrat.

Dans le deuxième chapitre nous présentons une description plus détaillée sur les duplexeurs. Les différentes géométries du duplexeur les plus courantes, puis les principes de base de duplexeur radar et leur application.

Dans le dernier chapitre notre intérêt s'est porté sur la démarche à suivre pour la présentation des résultats de conception des guides d'ondes SIW fonctionnant dans les deux bandes S et C à l'aide du logiciel de simulation «CST MICROWAVE STUDIO»

Adapté à  $50 \Omega$  à ses deux extrémités à l'aide de transition conique (taper). Pour obtenir des résultats satisfaisants en termes d'adaptation et de transmission, notre travail s'effectuera à l'aide d'une étude paramétrique avec une optimisation. Enfin nous allons concevoir les duplexeurs opérant dans les deux bandes désirées en utilisant la technologie SIW.

Les conclusions de ce travail ainsi que les perspectives sont abordées dans la conclusion générale du manuscrit.

# **Chapitre I**

## **Généralités sur les guides d'ondes intégrés au substrat**

## I.1- Introduction

Depuis plusieurs années, la technologie d'échange des guides a été utilisée avec succès pour fabriquer des dispositifs à faible pertes en SIW. Les télécommunications ont longtemps été le moteur principal des recherches [1].

Les guides d'ondes ce sont des lignes de transmission traditionnelle utilisée pour plusieurs applications ces guides présentent des faibles pertes avec une forte énergie transmise. Puisque leur poids est lié à la fréquence utilisée, l'intégration des guides d'ondes avec d'autres composants micro-ondes devienne limitée et très couteuse.

Actuellement une telle technologie qui est basée sur l'utilisation des circuits imprimée pour limiter les caractéristiques des guides d'ondes traditionnelles. Ils sont appelés les guides d'ondes intégrées au substrat (GIS), qui peut être construit à l'aide de technique de traitement PCB standard ou autres [2].

Cette technologie offre une alternative intéressante et associe l'utilisation d'une technologie de réalisation planaire de type micro-ruban à l'aide des structures (micros trip, *cpw...*) sont conçus et intégré au même substrat fournissant ainsi un plate-forme compacte et économique [3] avec une exploitation très vaste, il provoquent des pertes de transmission.

La technologie SIW possède plusieurs avantages sont : un facteur de qualité relativement fort, une intégration facile, une taille réduite et un faible cout.

Ce chapitre englobe les guides d'ondes classiques, la technologie planaire en SIW et leurs applications en télécommunication.

## I.2- Généralité sur les guides d'ondes classiques

### I.2.1-Définition du guide d'onde

Le guide d'onde est une forme particulière de la ligne de transmission, il s'agit de tubes métalliques fait de matériaux de haute qualité (cuivre et laiton –partiellement argenté ou même plaqué or).

Ils sont utilisés pour les applications micro-ondes et dans le domaine des communications ou du radar, dont le but de bloquer les interférences et pour canaliser l'énergie de façon à minimiser l'atténuation de l'onde. Ce guidage est causé par la présence d'une structure conductrice ou diélectrique qui permet des modes de propagation privilégient dans une direction [4].

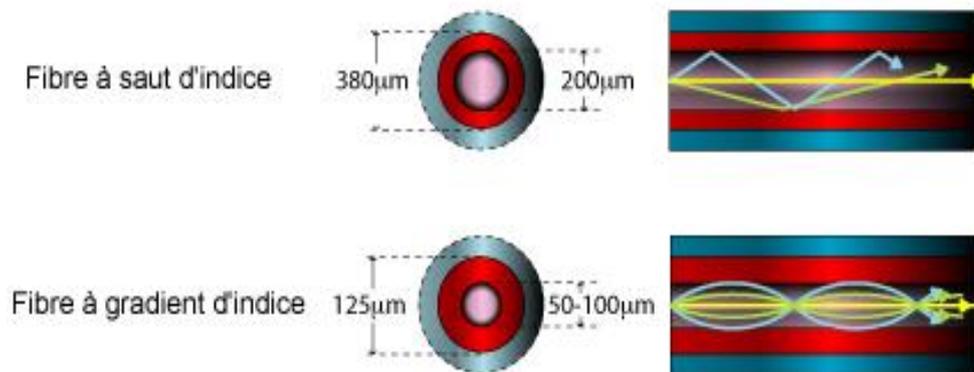


**Figure I-1:** Quelques exemples de guide d'ondes.

On l'appelle, toute cavité vide limitée par des conducteurs. Dans un guide d'onde on peut produire des ondes progressives guidées qui subit au :

- Equations de Maxwell
- Conditions aux limites sur les conducteurs métalliques [5].

Il est existé deux types de guide puisque le guide a approprié à la nature des ondes propagées Fibre optique ou on distingue deux modèles à savoir : fibre optique à saut d'indice et fibre à gradient d'indice. On utilise ces deux modèles pour les ondes optiques.



**Figure I-2:** fibre à saut d'indice et à gradient d'indice.

Les guides d'ondes métalliques avec un milieu de propagation diélectrique sont destinés pour les ondes hertziennes sous plusieurs formes telle que :

**Le guide d'ondes à section circulaire :** est en principe ceux qui représentent le moins de pertes. Les guides d'ondes circulaires permettent également de faire véhiculer deux signaux à polarisation orthogonale dans le même guide.

**Le guide d'onde à section elliptique avec une ondulation longitudinale :** permet de réaliser des guides faciles à poser sur des distances importantes.

**Le guide d'onde à section rectangulaire :** permettent de réaliser tous les raccordements à l'intérieur d'un équipement (à l'intérieur d'un émetteur ou d'un récepteur) et de raccorder plusieurs équipement ensemble [6].



Guide rectangulaire



Guide circulaire



Guide elliptique

**Figure I-3 :** les différentes formes de guide d'ondes.

### I.2.2-Les avantages de guide d'ondes

Les guides d'ondes présentent plusieurs avantages par rapport aux lignes de transmission à deux fils et coaxiales. Par la prise en charge de la propagation en mode EM avec des pertes plus faibles, ainsi qu'ils comprennent les champs EM qui sont protégée de l'extérieur, ces ondes ont une atténuation plus faible pour une longueur d'onde de coupure donnée, ils ont une capacité de traitement de puissance supérieure. Grâce à sa structure simple, ils sont faciles de l'installer dans un système de transmission à hyperfréquence [7].

On peut réduire les pertes métalliques et de radiation par l'utilisation des surfaces en cuivre et le diélectrique successivement [8].

### **I.2.3-Les inconvénients du guide d'ondes**

Les guides d'ondes sont soumis à plusieurs inconvénients parmi eux : sa faible économie et son taille et poids volumineux, lorsque la fréquence de travail augmente la largeur de guide qui est la moitié de la longueur diminue par contre il n'est pas adapté aux opérations à base fréquences en raison de ses dimension accrues. Ils supportent une bande étroite d'opération.

Les ondes stationnaires provoquent des pannes diélectriques qui ont des effets néfastes sur les guides d'ondes [7].

### **I.2.4-L'utilisation du guide d'onde**

L'utilisation des guides d'ondes est très varié dans les domaines associées avec d'autres pièces et des équipements localisés qui permettent de faire subir un signal électrique transmis les modifications envisagées par la technique servie (modulation, amplification, détection, changement de fréquence, affaiblissement, filtrage, etc.) en accompagnant l'organe active ou passifs dont tout point des parois de guide d'ondes, les phénomènes électriques se manifestent par des champs magnétiques et électrique.

L'onde transmise étant de fréquence très élevée, sa possibilité de transmission l'est aussi. De plus, la nature physique de la ligne permet de maintenir avec un affaiblissement très faible l'énergie à l'intérieur du tub.

Les guides d'ondes sont utilisé dans les techniques de transmission, de détection et dans les techniques de diffusion. Les informations transmis sont de natures varies : signaux téléphoniques ainsi que plusieurs dizaines de programme de télévision, la ligne de transmission ayant la plus grande capacité évaluée en nombre de communication téléphoniques est celle de guide d'onde hélicoïdal.

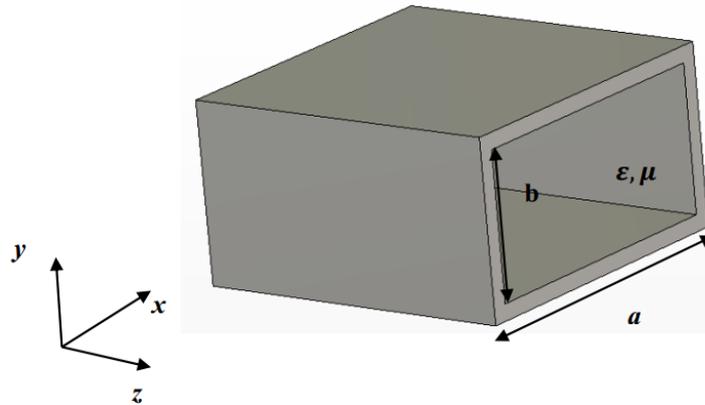
### **I.2.5- Les guide d'ondes rectangulaires**

#### **I.2.5.1-Définition**

Les guides d'ondes rectangulaires, par opposition aux guides d'ondes circulaires et elliptiques, constituent de loin la configuration dominante pour la base installée de guides d'ondes pour les systèmes compacts tels que le radar et les abris d'équipement internes. Cela est probablement dû à la rigidité généralement plus grande des structures rectangulaires car l'épaisseur de la paroi peut facilement être rendue plus épaisse qu'avec du circulaire. Il est également plus facile d'acheminer et de monter de très près [9].

Ils sont l'un des premiers types de lignes de transmission. Ils sont utilisés dans de nombreuses applications. Un grand nombre de composants tels que des isolateurs, des détecteurs, des atténuateurs, des coupleurs et des lignes à fentes sont disponibles pour diverses bandes de guides d'onde standard

Un guide d'onde rectangulaire est un système utilisé pour le guidage, il possède une section rectangulaire de largeur  $a$  sur l'axe  $x$ , et de hauteur  $b$  sur l'axe  $y$  [10].



**Figure I-4:** guide d'onde rectangulaire.

Un guide d'onde rectangulaire prend en charge les modes TM et TE mais pas les ondes TEM car nous ne pouvons pas définir une tension unique car il n'y a qu'un seul conducteur dans un guide d'onde rectangulaire. Un diélectrique-souvent de l'air-remplit l'intérieur du conducteur creux. Les champs se déplacent dans le diélectrique, mais ils sont confinés dans l'espace par les quatre parois conductrices. L'axe  $z$  définit toujours la direction de propagation et ont supposé  $a \geq b$ .

Pour obtenir l'ensemble des informations sur les champs il faut solutionner l'équation d'onde issue de la résolution des équations de Maxwell en accord avec les conditions aux limites imposées par les parois du guide d'onde [9].

Deux modes supérieures peuvent donc s'y propager :

Le mode TE ou le champ électrique est transverse avec :

$$E_z = 0 \quad \text{et} \quad H_z \neq 0 \quad (\text{I.1})$$

Le mode TM ou le champ magnétique est transverse avec :

$$E_z \neq 0 \quad \text{et} \quad H_z = 0 \quad (\text{I.2})$$

### I.2.5.2-Condition aux limités

Parmi les problèmes d'électromagnétisme les plus intéressants ce qui fait appel aux conditions aux limites qui nous permet de déterminer la solution fondamentale

D'abord, l'onde qui se propage à l'intérieur du guide d'ondes doit obéir aux mêmes propriétés électromagnétiques du vide.

Ensuite, les conducteurs métalliques qui limitent le guide sont supposés parfaits de sorte que le champ électromagnétique sera considéré comme nul aux parois du guide. Pour arriver aux expressions des modes de propagation il faut résoudre les équations de propagation (Maxwell) en respectant ces conditions aux limites.

Nous supposons que la composante tangentielle de  $E$  est nulle sur les parois métalliques du guide (continuité de  $E$ ). En se fixant certaines hypothèses simplificatrices, on obtient la solution fondamentale suivante :

$$\vec{E} = E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - kz) \vec{e}_y \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$E_0$  : vecteur constant.

$\omega$  : pulsation de la fonction sinusoïdale.

$k$  : vecteur d'onde.

$(\omega t - kz)$  : phase instantanée.

### I.2.5.3-Equations de Maxwell

Les relations de Maxwell sont indispensables pour connaître la répartition du champ électrique dans le guide [11].

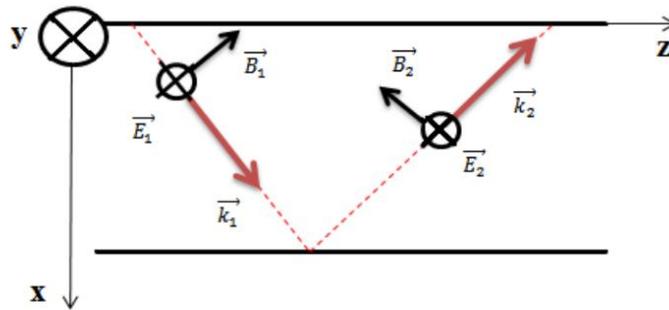


Figure I-5: Champ électrique transverse.

Le socle de l'électromagnétisme repose sur cinq équations : les quatre équations de Maxwell qui résument toutes les lois de l'électricité et du magnétisme, et l'expression de la force de Lorentz [12].

Ces équations sont [13]

L'équation de Maxwell Gauss

$$\text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{I.4})$$

L'équation de Maxwell flux magnétique

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{I.5})$$

L'équation de maxwell faraday

$$\overrightarrow{Rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (I.6)$$

L'équation de maxwell ampère

$$\overrightarrow{Rot} \vec{B} = \mu \vec{j} + \mu \varepsilon \left( \frac{d\vec{E}}{dt} \right) \quad (I.7)$$

La force de Lorentz

$$f_L = q (\vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B}) \quad (I.8)$$

$\vec{E}$  : Le champ électrique [V/m].

$\vec{B}$  : Le champ magnétique [A/m].

$\varepsilon$  : la permittivité diélectrique du matériaux.

$\mu$  : la perméabilité magnétique du matériaux.

$\rho$  : la densité volumique de charge électrique [As/m<sup>3</sup>].

$\vec{j}$  : La densité de courant [A/m<sup>2</sup>].

$q$  : la charge électrique.

$V$  : la vitesse de la particule dans le référentiel d'étude.

### Remarque :

$\rho$  et  $j$  sont appelées sources. Elles ne sont pas indépendantes, en effet :

- Loi de conservation de la charge :  $\text{div} \vec{j} = -\frac{d\rho}{dt}$  (I.9)

La théorie de l'électrodynamique a été introduite les équations fondamentales de maxwell sont présentées en se référant aux expériences et observation connues de son temps [14].

Les équations de propagation des champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$  sont données par [15] :

$$\nabla^2 \vec{E} + w^2 \varepsilon \mu \vec{E} = 0 \quad (I.10)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + w^2 \varepsilon \mu \vec{H} = 0 \quad (I.11)$$

$W$  : présente la pulsation de l'onde et elle donnée par :

$$W = 2\pi f \quad (I.12)$$

Selon l'axe  $O_z$ , la propagation d'une onde électromagnétique dans un guide d'onde nécessite que le champ électrique de l'onde incident et les faces réfléchissantes soit parallèle, les champs sont exprimés comme suit

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{-j\omega t - \gamma z} \quad (I.13)$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y) e^{-j\omega t - \gamma z} \quad (I.14)$$

Avec :  $\gamma = \alpha + j\beta_g$  (I.15)

$\alpha$  et  $\beta_g$  représentent respectivement l'atténuation et la constante de propagation longitudinale.

$$Bg = \sqrt{k^2 - \left( \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{b} \right)^2 \right)} \quad (\text{I.16})$$

$k$ : représente la constante de propagation dans le milieu diélectrique dans lequel se propage l'onde à la vitesse  $V$  :

$$k^2 = w^2 \epsilon \mu \quad (\text{I.17})$$

$$V = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r \epsilon_0 \mu_0}} \quad (\text{I.18})$$

$c$ : la vitesse de la lumière dans l'air donné par :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3.10^8 [\text{m/s}] \quad (\text{I.19})$$

Les équations (I-13) et (I-14) injectées respectivement dans (I-10) et (I-11) donnent :

$$\nabla_t^2 \vec{E} + (K^2 + \gamma^2) \vec{E} = 0 \quad (\text{I.20})$$

$$\nabla_t^2 \vec{H} + (K^2 + \gamma^2) \vec{H} = 0 \quad (\text{I.21})$$

Tel que :

$\nabla_t^2$  : présente le laplacien transverse donnée par :

$$\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \quad (\text{I.22})$$

Et :  $K_c^2 = K^2 + \gamma^2 \quad (\text{I.23})$

Pour un guide d'ondes rectangulaire on a trois types de mode de propagation [16]:

L'onde transverse électrique TE caractérisée par :

$$E_z = 0 \quad \text{et} \quad H_z \neq 0 \quad (\text{I.24})$$

L'onde transverse magnétique TM caractérisée par :

$$H_z = 0 \quad \text{et} \quad E_z \neq 0 \quad (\text{I.25})$$

L'onde hybride caractérisée par :

$$E_z \neq 0 \quad \text{et} \quad H_z \neq 0 \quad (\text{I.26})$$

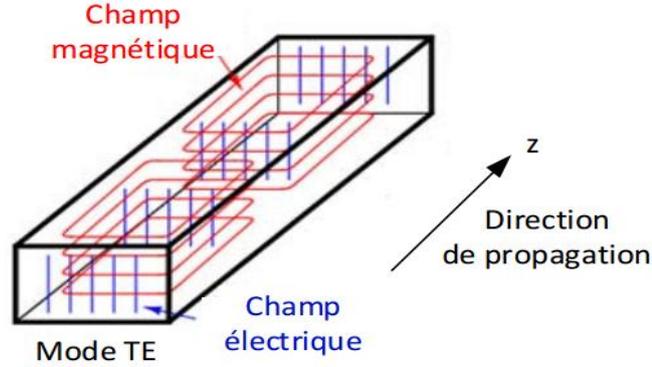
Par rapport aux parois qui forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation le mode TEM ( $E_z = H_z = 0$ ) ne peut pas exister dans un guide fermé.

**I.2.5.4- L'étude des modes de propagation**

**I.2.5.4.1-Mode transverse électrique TE<sub>mn</sub>**

Dans le cas de propagation des modes TE on a :

$$E_z(x, y)=0 \text{ et } H_z \neq 0 \tag{I.27}$$



**Figure I-6:** le mode de propagation TE

$H_z(x, y)$  doit satisfaire :

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + K^2 H_z = 0 \quad \text{avec: } \frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \tag{I.28}$$

La solution  $H_z$  s'écrit sous la forme :

$$H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\alpha z} e^{-j(\omega t - \beta z)} \tag{I.29}$$

$$H_z(x, y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.30}$$

$$K_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \tag{I.31}$$

On peut conclure les modes TE<sub>mn</sub> avec  $m$  et  $n$  des entiers positifs traduisant le nombre d'extrémums du champ électromagnétique respectivement dans les directions  $x$  et  $y$ , traduit par les relations suivantes :

$$(x, y) = H_z^* \frac{j\omega\epsilon}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.32}$$

$$(x, y) = -H_0^* \frac{j\omega\epsilon}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.33}$$

$$E_z(x, y) = 0 \tag{I.34}$$

$$(x, y) = H_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.35}$$

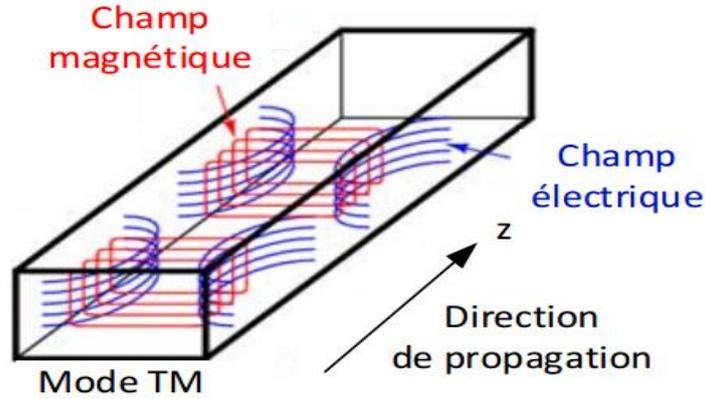
$$(x, y) = H_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.36}$$

$$H_z(x, y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.37}$$

**I.2.5.4.2-Mode transverse magnétique  $TM_{mn}$**

On appelle mode transverse magnétique ou mode de propagation tel que :

$$H_z=0, E_z \neq 0 \tag{I.38}$$



**Figure I-7:** le mode de propagation TM.

C'est-à-dire tel que le champ magnétique est orthogonal à l'axe de propagation.

$$E_z(x, y) \text{ doit satisfaire : } \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + K^2 E_z = 0 \tag{I.39}$$

Avec  $E_z=0$

Sur les parois du guide ce que nous permettons d'extraire l'expression de différentes composantes des champs de l'onde sont les conditions de continuité sur les parois du guide.

$$E_z(x, y) = E_0^* \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.40}$$

$$E_x(x, y) = -E_0^* \frac{y}{K^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.41}$$

$$E_y(x, y) = -E_0^* \frac{y}{K^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.42}$$

$$H_x(x, y) = E_0^* \frac{jw\epsilon}{K^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.43}$$

$$H_y(x, y) = -E_0^* \frac{jw\epsilon}{K^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \tag{I.44}$$

Tel que :  $a$  : la largeur du guide et  $b$  : la hauteur.

**I.2.5.5-Fréquence et longueur d'onde de coupure**

Pour le fonctionnement de guide d'onde, il doit avoir une fréquence de coupure, leur de choix il est important de la garder puisque le système peut être envisagées en cas de modification.

Bien que la mécanique exacte de la fréquence de coupure d'un guide d'ondes varie selon qu'il soit rectangulaire, circulaire, etc... Une bonne visualisation peut être obtenue à l'aide de l'exemple d'un guide d'ondes rectangulaire. C'est aussi la forme la plus utilisée.

Les signaux peuvent progresser le long d'un guide d'ondes en utilisant plusieurs modes. Cependant, le mode dominant est celui qui a la fréquence de coupure la plus basse [17].

### — Formule de fréquence de coupure de guide d'ondes rectangulaire

La fréquence de coupure d'un guide d'ondes rectangulaire peut être calculée à l'aide de la formule ci-dessous :

$$fc = \frac{c}{2a} \quad , \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ [m/s]} \quad (\text{I.45})$$

$fc$  : fréquence de coupure du guide d'onde rectangulaire en [Hz].

$c$  : vitesse de la lumière dans le guide d'onde en mètres par seconde.

$a$  : la grande dimension interne du guide d'ondes en mètres.

Pour un mode particulier le guide d'ondes rectangulaire est déterminé par l'équation

$$\text{Suivant [18] : } (fc)_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \text{ [Hz]} \quad (\text{I.46})$$

$a$  : largeur intérieure [m], dimension la plus longue.

$b$  : hauteur intérieure [m], dimension la plus courte.

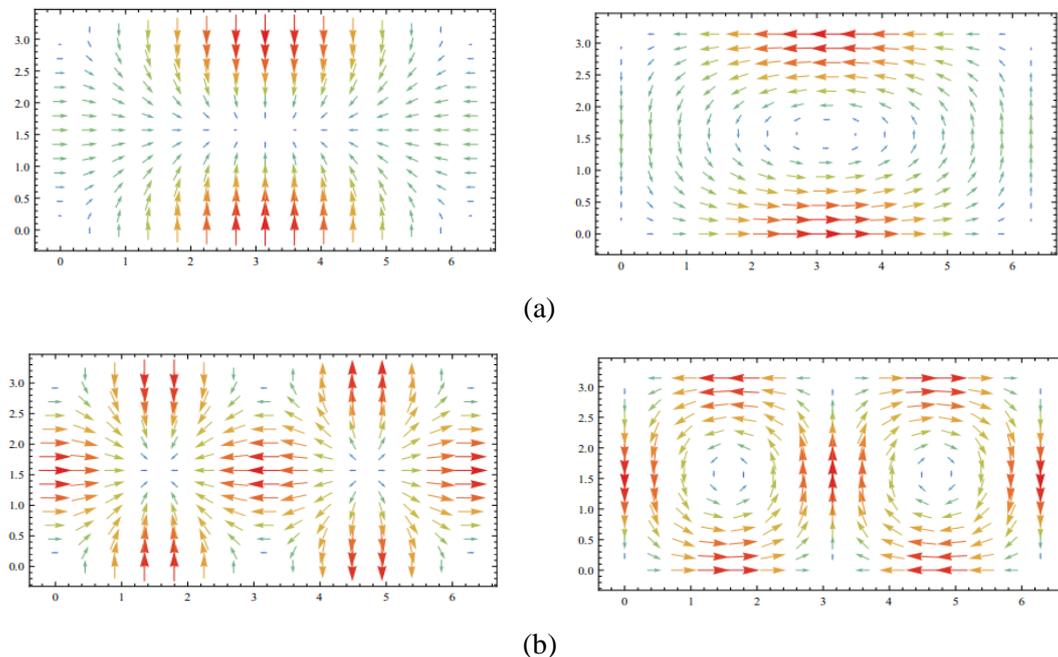
$m$  : nombre de variations de champs d'une demi-longueur d'onde dans la direction « a ».

$n$  : nombre de variations de champs d'une demi-longueur d'onde dans la direction « b ».

$\epsilon$  : permittivité ( $8.854187817 \cdot 10^{-12}$  pour l'espace libre).

$\mu$  : perméabilité ( $4\pi \cdot 10^{-7}$  pour l'espace libre).

Le classement des modes figure I-8 est obtenu à partir du calcul des fréquences de coupures  $fc_{mn}$  [19].



**Figure I -8:** Lignes de champ électrique et magnétique du mode (a)  $TM_{11}$ , (b)  $TM_{21}$ .

**- Dimensionnement d'un guide en mode fondamentale seul à la fréquence  $f$**

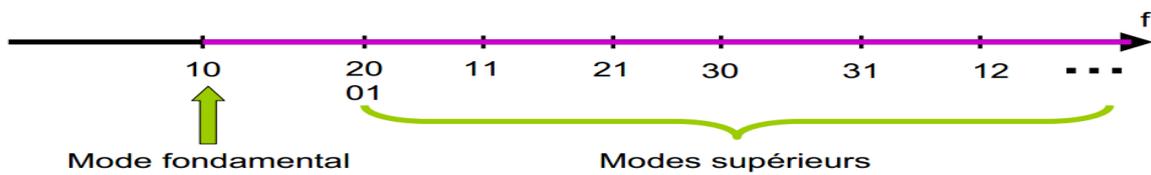
$$TE_{10} \text{ Propagatif} \Rightarrow f > fc_{10} \Rightarrow a > \frac{c}{2f} \tag{I.47}$$

$$TE_{01} \text{ non propagatif} \Rightarrow f < fc_{01} \Rightarrow b < \frac{c}{2f} \tag{I.48}$$

$$TE_{20} \text{ non propagatif} \Rightarrow f < fc_{20} \Rightarrow a < \frac{c}{f} \tag{I.49}$$

**Cas de guide à air  $a=2b$**

$$fc_{mn} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \tag{I.50}$$

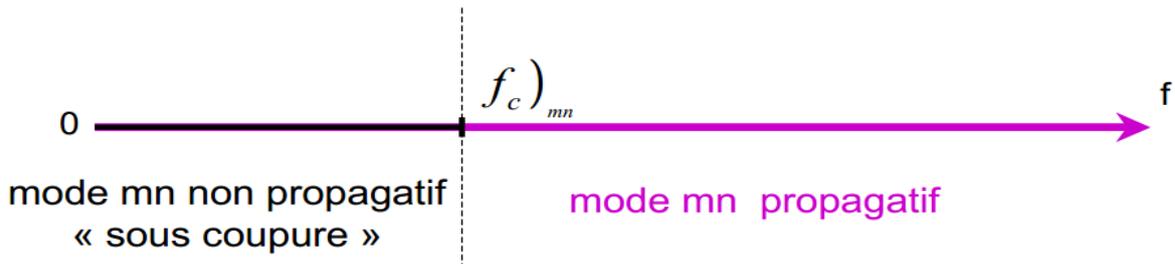


**Figure I-9 :** les fréquences de coupure (guide rectangulaire)

**- Relation fondamentale de la propagation guidée :**

$$K^2g = K^2 - K_c^2 \Rightarrow \text{nombre d'ondes [20]}. \tag{I.51}$$

$$\text{Avec : } K^2g = K^2 - K_c^2 > 0 \Rightarrow f > fc_{mn} \tag{I.52}$$



**Figure I-10 :** Condition de propagation pour un mode mn.

$$K : \text{guidé} \Rightarrow Kg = \frac{2\pi}{\lambda_g} \tag{I.53}$$

$$K : \text{espace libre} \Rightarrow K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f}{c} \text{ (pour un guide à air)} \tag{I.54}$$

$$K : \text{de coupure} \Rightarrow K_{cmn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{I.55}$$

**- La longueur d'ondes :**

$$\frac{1}{\lambda^2_g} = \frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda^2_c} \tag{I.56}$$

$\lambda_g$  : Longue d'onde guidé.

$\lambda$ : espace libre  $\lambda_0 = \frac{c}{f}$  (pour un guide à air). (I.57)

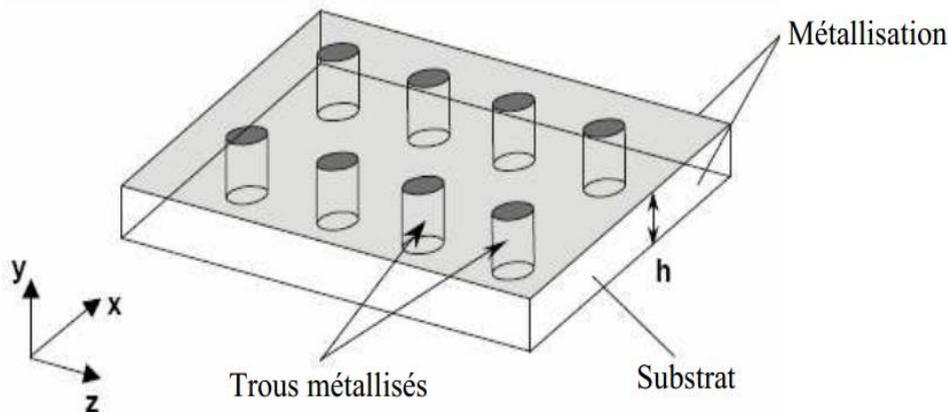
$\lambda_c$  : Longue d'onde de coupure  $\lambda_{c_{mn}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$  (I.58)

### I.3 Guide d'onde intégré au substrat (GIS)

#### I.3.1 La technologie SIW

La technologie des guides d'ondes intégrées au substrat SIW [substrat integrated wave guide]. Permet d'exploiter les propriétés de la propagation guidée pour transformer un substrat en un guide d'onde [21].

Cette technologie est constituée de deux matériaux différenciés : le métal et substrat. Le premier est constitué de deux plaques métalliques généralement en cuivre, ou la plaque supérieure sera conductrice et abaissera la référence à la masse, le second est le substrat diélectrique intégré entre les deux plaques métalliques [22]. Une fois la structure de la propagation nous devons d'établir deux rangées de poteaux métalliques des deux côtes du SIW pour contenir le rayonnement ou le rendre aussi bas que possible comme représenté sur la figure I-11 [23].



**Figure I-11:** La topologie de guide SIW.

#### I.3.2 Technologie planaire SIW

Les technologies planaires et les technologies volumiques sont complémentaires. Là où ces dernières affligent à cause de leur encombrement, poids trop important et leur mauvaise connectivité, par contre les technologies planaires répondent favorablement à ces critères, en plus elles sont adapter à la production de masse alors la réduction de prix qui se paye pas des coefficients de qualité bien plus faibles et des puissances admissibles limitées au watt [24].

Le principe est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques, métallisé sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par exemple le micro-ruban, le coplanaire ou la triplaque.

### I.3.2.1 La technologie micro-ruban

La technologie micro-ruban consiste en un ruban métallique réalisé sur l'une des faces du substrat, et un plan de masse sur l'autre face, comme le montre la figure I-12. Cette forme contient des variations (longueur et largeur) qui donne la conception à ce ruban, et nous permettent de réaliser des fonctions de filtrage [25], tel que : filtre à stubs, les filtres à ligne couplées, les filtres hairpin, les filtres dual behavior resonators (DBR), illustrés par la figure I-13. Le micro-ruban a une grande importance dans le domaine spatial, puisque sa conception et sa réalisation est maîtrisée, son faible coût, sa bonne connectivité et son faible encombrement, qui lui permet d'être un candidat idéal pour être inclus dans des module de réception de charge utile de satellite, sur des substrats appropriés.

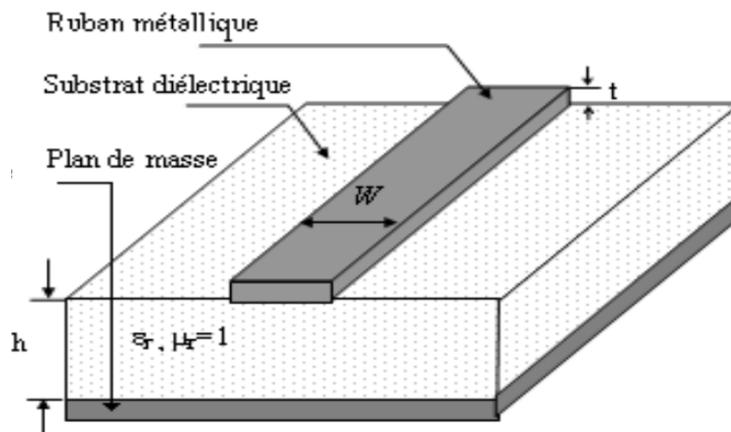
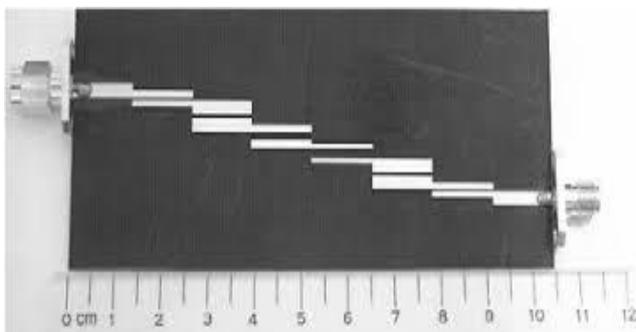


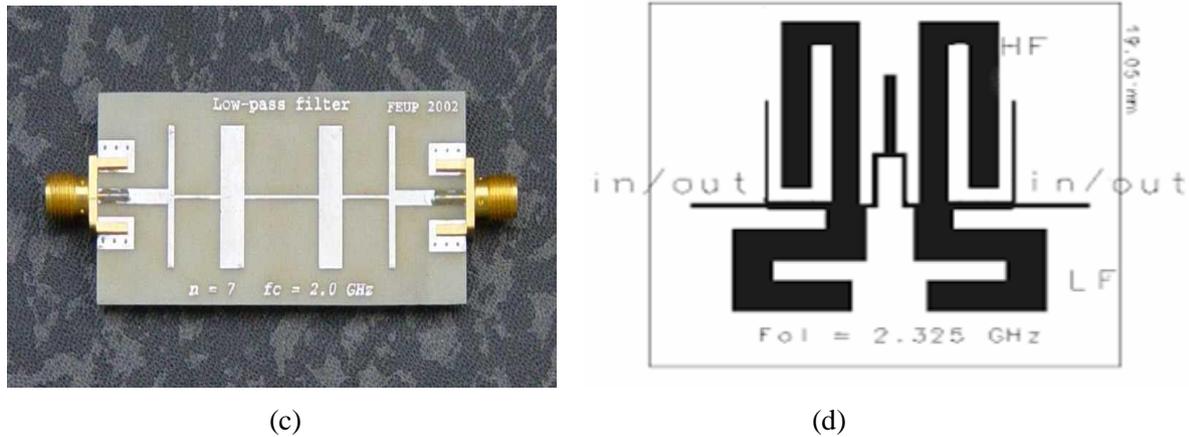
Figure I -12: vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.



(a)



(b)

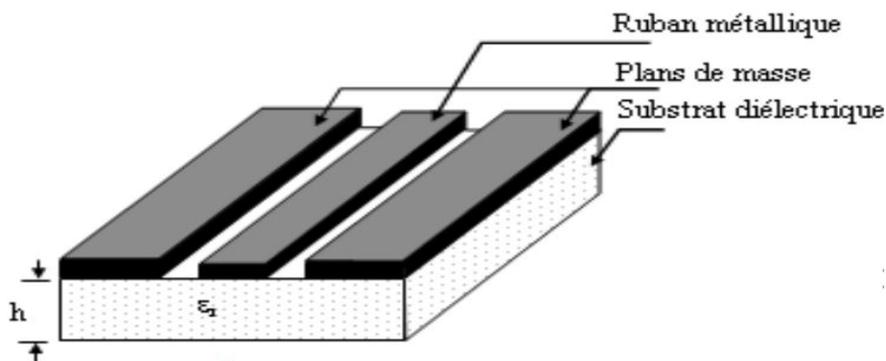


**Figure I -13:** Exemples de filtres micro-ruban : (a) filtre à stubs, (b) filtre hairpin, (c) filtre à Lignes couplées, (d) filtre dual behavior resonators (DBR).

### I.3.2.2 La technologie coplanaire

La technologie coplanaire se consiste par une métallisation sur une seule face du substrat qui lui permet de réduire le cout de fabrication. La ligne est alors matérialisée par deux fentes gravées dans le métal, comme le montre la figure I-14. On s'affranchit ainsi des perçages et de dépôts métalliques supplémentaires. Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèles rend la propagation possible selon deux modes fondamentaux. L'un est le mode TEM, l'autre le mode TE qui apparaitre avec la présence de discontinuité, il faut mettre les

Deux plans métalliques extérieurs au même potentiel pour s'affranchir de mode TE. Le coplanaire n'est pas largement utilisé puisqu'il est difficile à réaliser et couteux.



**Figure I -14:** vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.

### I.3.2.3 La technologie triplaque

La technologie triplaque revient à noyer un ruban métallique dans un substrat, qui nous permet de réduire les dimensions grâce à la permittivité relative plus élevée, la métallisation des deux faces

protège des pertes par rayonnement. Nous retrouvons dans cette technologie trois conducteurs en parallèle avec deux modes de propagations. On peut éliminer le mode parasite et relier les deux faces métallisées et les maintenir au même potentiel électrique grâce au via métallisé. Les inconvénients de la triplaque sont d'avoir des coûts de réalisation plus élevés que les autres techniques planaires, et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser.

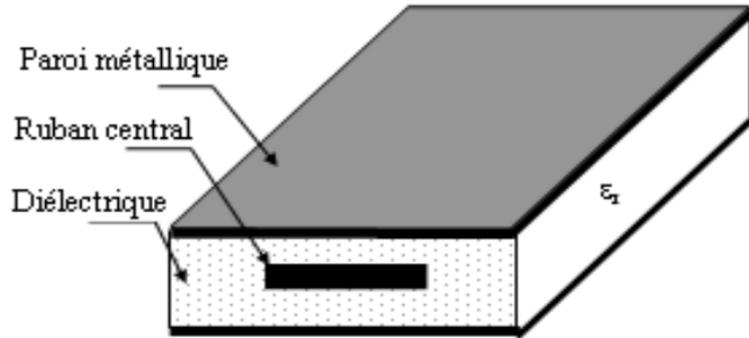


Figure I-15: vue tridimensionnelle d'une ligne triplaque.

### I.3.3 Les caractéristiques du guide d'ondes en technologie SIW

Une couche de substrat diélectrique comprise entre deux plans métalliques, deux rangées de trous sont percées et métallisées, faisant ainsi contact entre les deux plans métalliques du substrat [26].

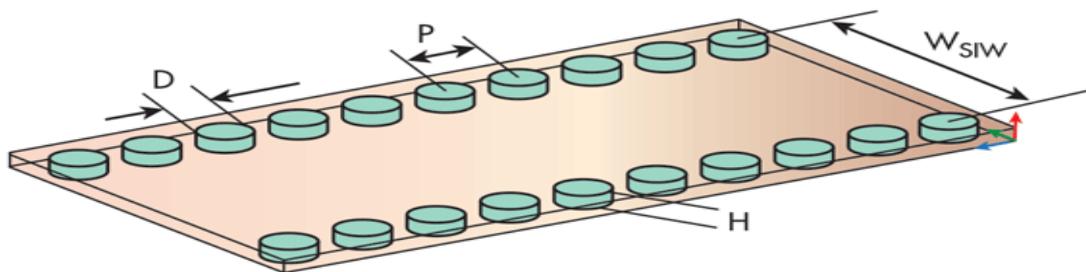


Figure I-16: géométrie de guide SIW.

P : espace entre les trous.

d : le diamètre des trous.

$W_{SIW}$  : l'espacement entre les deux rangées de trous.

Pour la détermination de la largeur du guide d'onde rectangulaire donnant les mêmes caractéristiques du mode fondamentale se propageant dans le RSIW ayant la même hauteur et le même diélectrique [27], tel que :

$$W_{SIW} = Weq + \frac{d^2}{0.95 P} \quad (I.59)$$

$$L_{SIW} = Leq + \frac{d^2}{0.95 P} \quad (I.60)$$

Ou ( $W_{SIW}$ ,  $L_{SIW}$ ) et ( $W_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ) sont respectivement les largeurs et longueurs du guide d'onde rectangulaire en technologie SIW et de son guide équivalent,  $d$  est le diamètre du cylindre métallique et  $p$  est la distance entre deux cylindres adjacents. Avec :

$$P < \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\epsilon_r} \quad (I.61)$$

$$P < 4 d \quad (I.62)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (I.63)$$

Les caractéristiques de propagations dans une structure SIW sont similaires à celles d'un guide d'onde rectangulaire plus précisément, si on néglige les pertes de rayonnement entre les trous métalliques, les modes SIW coïncident exactement avec les modes de propagation d'un guide d'onde rectangulaire transverse électrique TE<sub>10</sub> mais pas les modes transverses magnétique [28].

La facilité d'intégration tout en offrant des composants à facteur de qualité élevé [29]. La plupart des composants microondes ont été modélisés dans la technologie SIW comme les filtres, les coupleurs, les duplexeurs, les six ports...

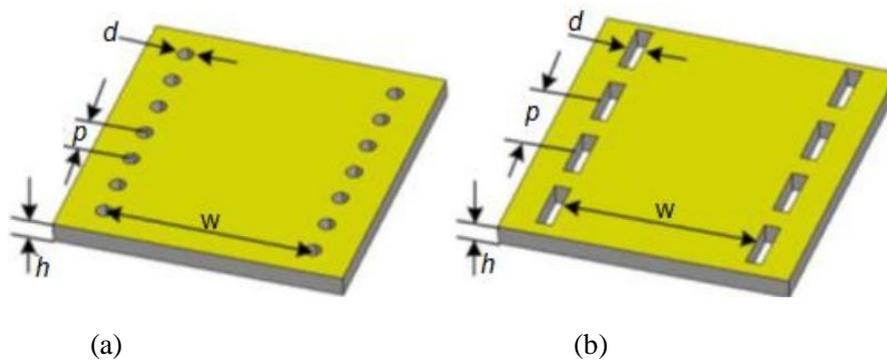
L'espace crée par les trous métalliques provoque des courants horizontaux, ont des difficultés à circuler.

A travers les différents travaux sur les caractéristiques des composants en technologie SIW, il apparait que seuls les modes TEn0 s'y propagent.

### I.3.4 SIW règle de conception

Lors de la conception de la technologie SIW, plusieurs règles doivent être prises en compte qui permet à la fois de guider l'énergie électromagnétique et à minimiser les pertes, le paramètre le plus important pour un guide d'onde est la fréquence de coupure.

Les guides d'ondes intégrés aux substrats sont des guides d'ondes rectangulaires formés par deux plans métallique, séparés par un substrat diélectrique, avec des parois latérales de conducteur émuloées par deux rangées des trous percés et métallisés afin d'assurer le contact entre les deux plans métallique du substrat Figure I-17 [30]. Etant donné que seuls les courants orientés verticalement peuvent s'écouler sur les parois des trous traversant, cette structure ne peut guider que les modes avec des composantes verticales du champ électrique. Les modes ayant des composantes horizontales du champ électrique produits par les composantes horizontales de la distribution de courant sur les parois des trous traversant sont rayonnés à cause de la discontinuité entre les trous. Le GIS est donc idéalement adapté pour guider le mode dominant dans le guide d'ondes rectangulaire.

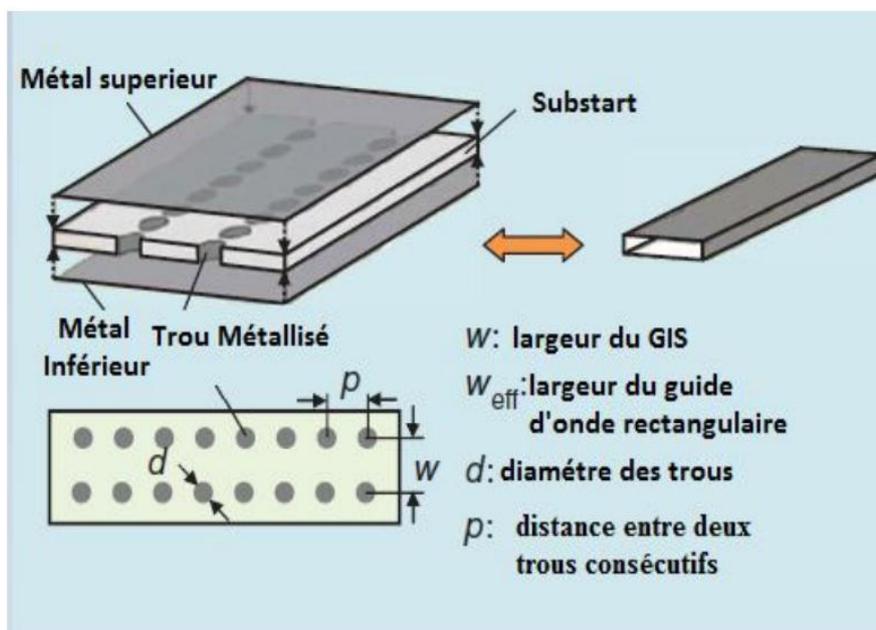


**Figure I-17:** GIS avec ses paramètres (a) : GIS avec des trous cylindriques, (b) : GIS avec des trous rectangulaires.

Le guide d'ondes intégré au substrat est complètement caractérisé par le diamètre des trous métallisés  $d$ , la distance entre deux trous successifs  $p$  et la distance entre les deux rangées de trous  $w$ . Les détails sont illustrés à la Figure I-18 grâce à la similarité entre le guide d'onde rectangulaire et le GIS, des relations ont été obtenues entre les dimensions géométriques du GIS et la largeur effective  $W_{eff}$  du guide d'onde rectangulaire ayant les mêmes caractéristiques de propagation [31]. Ces relations permettent de définir les dimensions des paramètres et la conception des composants GIS.

$$W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95p} \quad (I.64)$$

Où  $d$  est le diamètre des trous,  $W$  est la distance transversale du GIS et  $p$  la distance entre deux trous consécutifs.



**Figure I-18 :** GIS avec guide d'onde rectangulaire équivalent.

L'équation (I.65) donne une bonne approximation entre un GIS et le guide d'ondes rectangulaire équivalent. Cependant, cette approximation n'introduit pas l'effet de  $d/w$ , ce qui peut conduire à de petites erreurs lorsque  $d$  augmente [32]. Pour approcher à une meilleure approximation, une équation plus précise pour calculer la largeur effective du GIS a été proposée dans.

$$W_{eff} = W - 1.08 \frac{d^2}{P} + 0.1 \frac{d^2}{W} \quad (I.65)$$

Une autre relation a été proposée dans [33].

$$W = \frac{2W_{eff}}{\pi} \cot^{-1} \left( \frac{\pi P}{4W_{eff}} \frac{P}{2d} \right) \quad (I.66)$$

### I.3.5 Adaptation du guide d'onde en technologie SIW

#### I.3.5.1 La ligne micro-ruban

La connexion entre les guides d'ondes rectangulaires et les circuits planaires ne peut pas avoir lieu sans le soutien de structures supplémentaires appelées transitions [34]. Une transition efficace entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne micro-ruban requière alors une conformité des champs à l'interface entre les deux structures, ainsi qu'une adaptation d'impédance [35].

La ligne micro-ruban est un type de guide d'onde utilisé dans l'électronique pour la propagation guidée d'ondes électromagnétique dans la gamme des micro-ondes ou fréquence encore plus élevées. [36]. On trouve les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre le ruban métallisé et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. [37].

La structure générale d'une ligne micro rubane est illustrée à la figure I-19 il s'agit d'une bande de ruban conducteur de largeur  $W$  et d'épaisseur  $T$  déposée sur un substrat diélectrique ayant une constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  et une épaisseur  $h$ , le fond du substrat est un plan de masse conducteur [38].

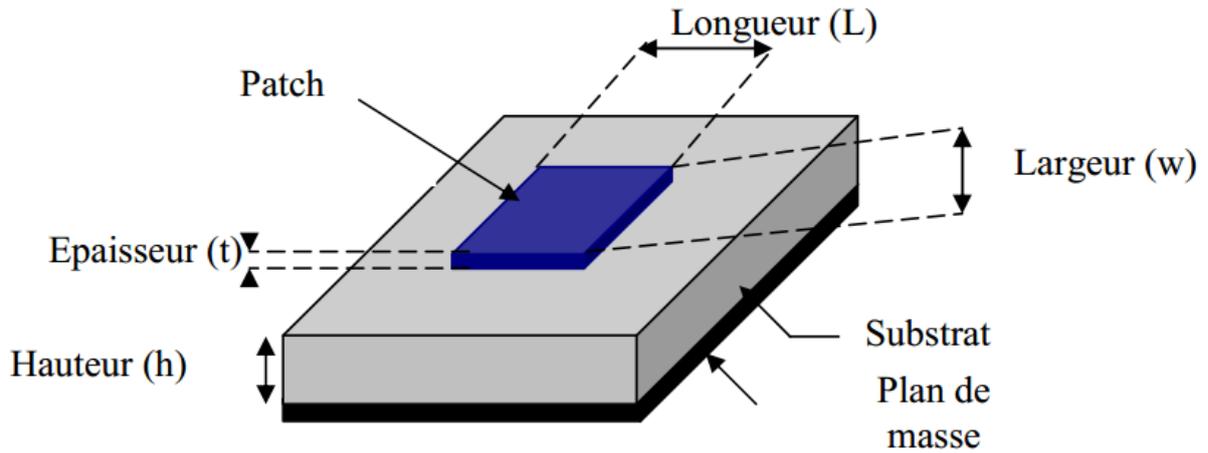


Figure I-19 : Structure de la ligne micro-ruban.

La détermination de l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban ne peut se faire que si on détermine la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  et la largeur  $W_{eff}$  de la ligne [39].

─ Le constant diélectrique effectif :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \quad (I.67)$$

─ La largeur effective du ruban

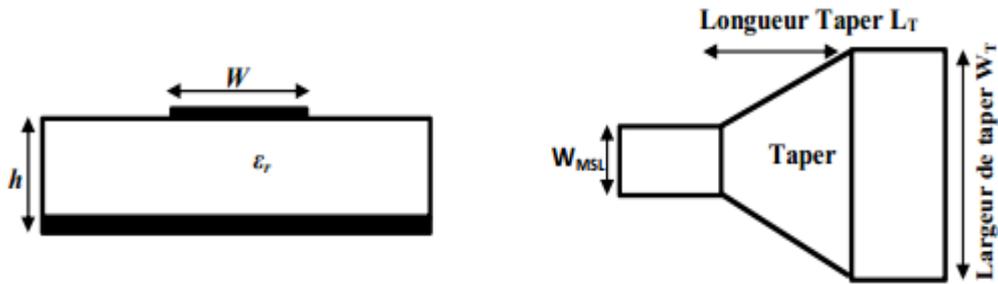
$$\begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t}\right) & \text{si } \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) & \text{si } \frac{W}{h} > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (I.68)$$

$$(I.69)$$

### I.3.5.2 La transition des lignes micro-ruban aux guides d'onde intégré au substrat

Une transition doit être simple à réaliser, engendrer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimal. Nous citons en particulier la transition micro-ruban conique [40] est couramment utilisée entre la ligne micro-ruban et les composants SIW, elle est reliée directement à la paroi supérieure du SIW.

Cette transition contient trois principaux paramètres à déterminer, soit la largeur initiale  $W_{MSL}$ , la largeur de taper  $W_T$  ainsi que sa longueur  $L_T$  [41].

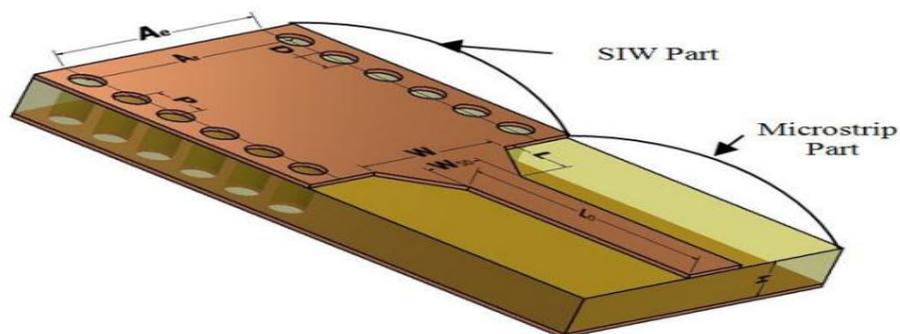


**Figure I-20 :** Topologie équivalente de la transition micro-ruban-SIW.

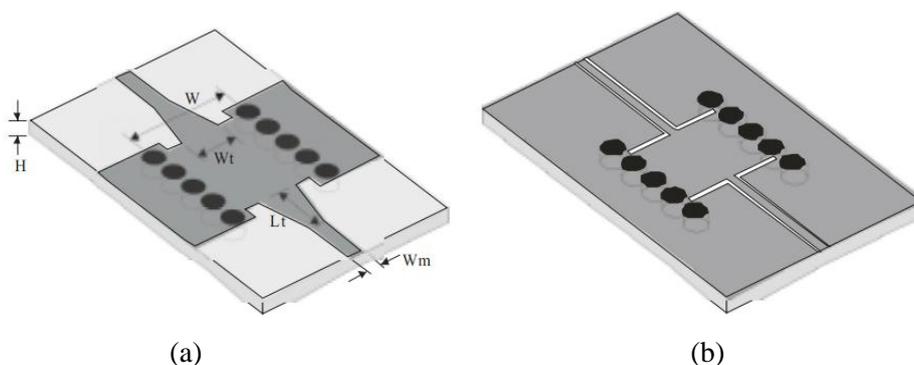
Les composants SIW et les circuits planaires ont pu être intégrés sur le même substrat, différentes transitions efficaces ont été proposées pour adapter des guides d'ondes avec les circuits planaires. L'impédance au niveau de guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne micro-ruban [42].

La ligne micro-ruban est une des lignes de transmission les plus utilisées dans la conception de systèmes micro-ondes.

Les principaux paramètres de transition sont [43] : la largeur initiale  $W_0$ , la largeur finale  $W$  ainsi que la longueur  $L$  de la ligne profilée.



**Figure I-21:** Transition d'un GIS vers un micro-ruban avec ses paramètres.



**Figure I-22:** Integrated transitions from planar circuits to SIW guide: (a) Microstrip transition and (b) Coplanar waveguide (CPW) transition.

La largeur  $W_0$  est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ , d'après [44] on calcule le ratio  $W_0/d$  par la formule suivante :

$$\frac{W_0}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A-2}} & \text{Pour } W/d < 2 & \text{(I.70)} \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{Pour } W/d > 2 & \text{(I.71)} \end{cases}$$

Ou :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} (0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}) \quad \text{et} \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{(I.72)}$$

Pour calculer la valeur de  $W_0$ ,  $d$  est connu mais en doit calculer deux autres paramètre : le  $W$  ou ( $We$  : la largeur équivalent)

$$\frac{1}{We} = \begin{cases} \frac{60}{\eta d} \ln(8 \frac{d}{w} + 0.25 \frac{w}{d}) & \text{(I.73)} \\ \frac{120\pi}{\eta d [\frac{w}{d} + 1.393 + 0.667 \ln(w/d + 1.444)]} & \text{(I.74)} \end{cases}$$

$$\frac{1}{We} = \frac{4.38}{ae} e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{w}}}}} \quad \text{(I.75)}$$

Et pour la largeur optimum  $L$ , en choisissant la largeur médiane ou  $W_{milieu} = (W + W_0) / 2$ . Il faut commencer par trouver la constante diélectrique effective pour cette largeur de ligne micro-ruban

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 d / W_{milieu}}} \quad \text{(I.76)}$$

Il faut calculer par la suite le  $\lambda_c$  avec l'équation suivant:

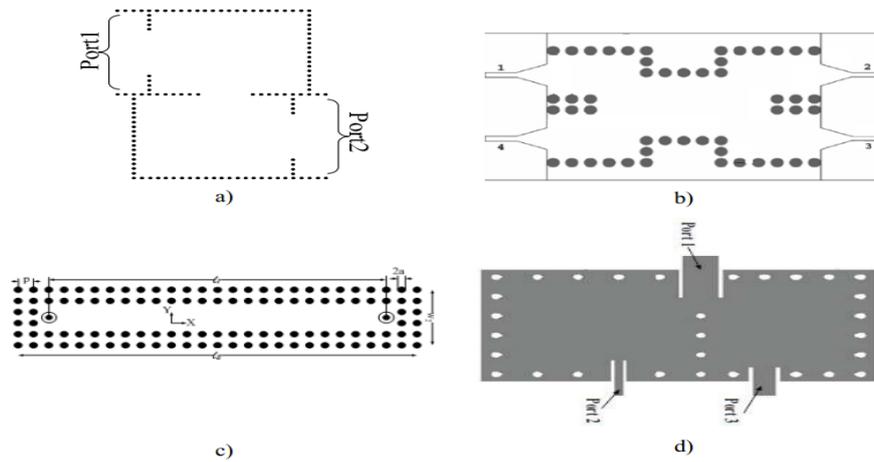
$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_e}} \quad \text{(I.77)}$$

### I.3.6 Quelques exemples de circuits SIW

L'utilisation des circuits passifs et actifs en intégrant les circuits planaires peut ne conduire à construire les SIW [45].

#### I.3.6.1 Les circuits passifs SIW

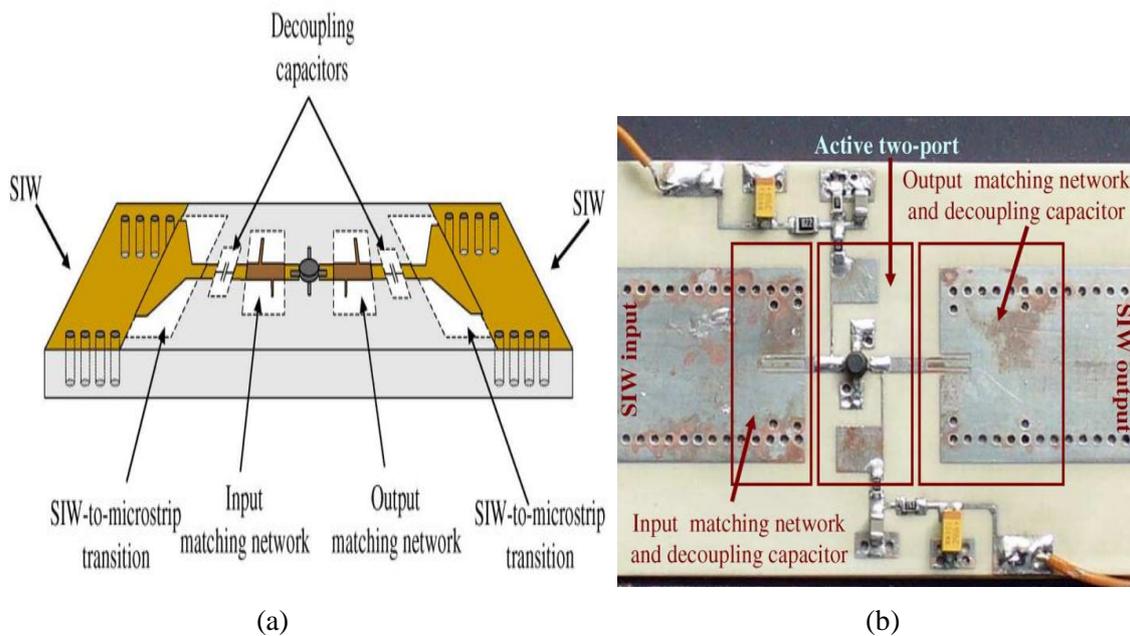
La mise en œuvre des composants, hyperfréquence classique dans la technologie SIW permet d'obtenir des composantes avec une taille réduite par rapport les guides d'ondes classique [46], permet ces composant passifs les filtres ont reçu une attention particulière.

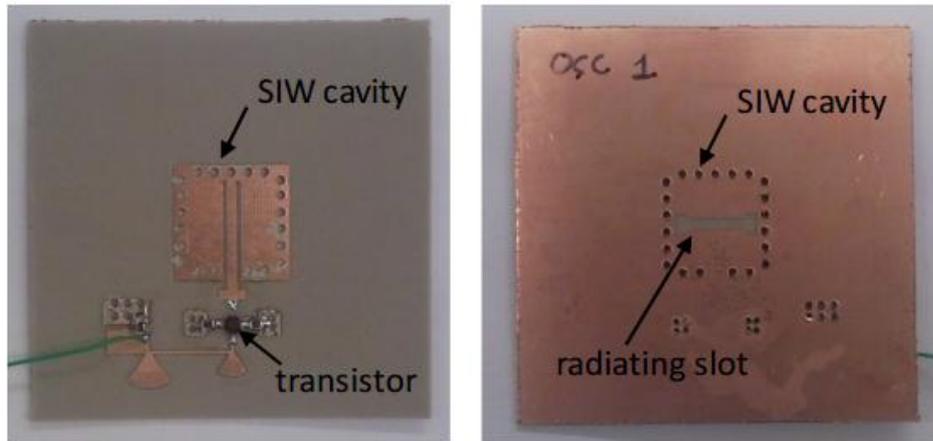


**Figures I-23 :** Exemples des circuits passifs SIW, a) Filtre passe-bande SIW, b) Coupleur SIW, c) Guide rectangulaire SIW, d) Duplexeur SIW.

**I.3.6.2 les circuits actifs SIW**

Le circuit actif n'a pas attiré une telle attention comme le circuit passif mais dans sa conception il intègre le SOS (System-on-Substrats) [47]. Le plus important qu'elle assimiler des dispositifs actif dans des circuits SIW passifs et les relier en utilisant les avantages de technologie : faibles pertes, l'isolation élevé, taille compacte et le faible cout. [48] Pour la fonction active en utilise l'une des faces conductrices de SIW, ou la ligne micro-ruban assure la connectivité.



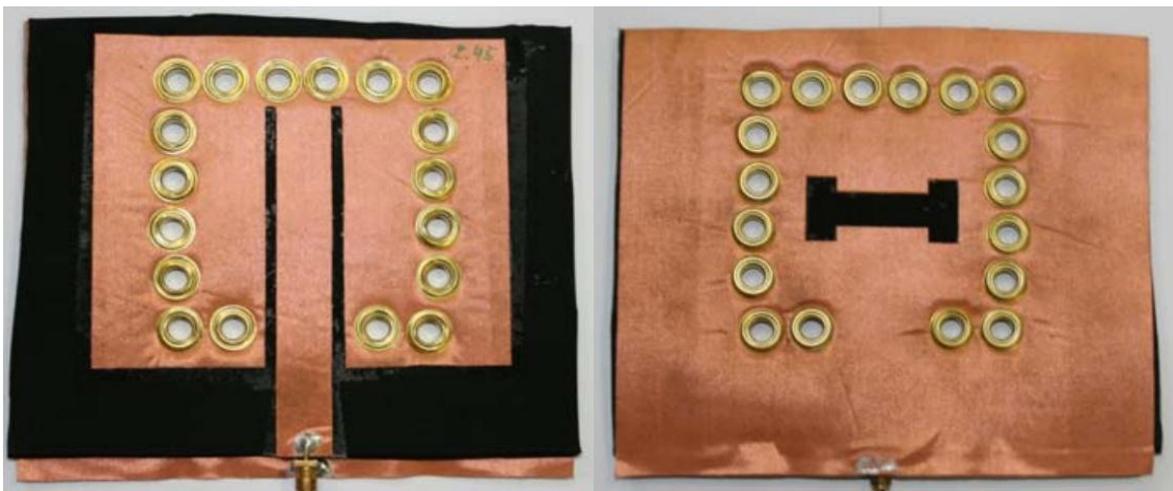


(c)

**Figures I-24:** Exemples des circuits actifs SIW, a) amplificateur SIW, b) Photographie de l'amplificateur fabriqué, c) oscillateur SIW.

### I.3.6.3 Les antennes SIW

Au cours de dernières années, il y a eu un intérêt croissant pour les antennes basées sur les technologies SIW [49]. Les antennes de petite taille présentant de bonnes performances en rayonnement et une bonne isolation sont recherchées, notamment dans le domaine de l'aéronautique des télécommunications, des systèmes embarqués. Les antennes SIW sont très appropriées pour ces applications. Sur la Figure I-25 est présentée une antenne SIW [50].



**Figure I-25:** Antenne SIW.

### I.3.6.4 Guide d'onde intégré au substrat à demi-monde HMSIW

Le guide d'onde rectangulaire agissant comme une ligne de transmission efficace a déjà été largement, utilisé dans le domaine des hyperfréquences et des systèmes à ondes millimétriques depuis de nombreuses années. Récemment, certains de nouvelle structures de guide d'ondes planaires

appelées SIW réalisé par des via métalliques sur un substrat à faibles pertes à travers un circuit imprimé (PCB) ou une céramique cocuite à basse température (LTCC) [51]. Cependant, à un moment donné les dimensions des blocs SIW peuvent être trop grandes pour des circuits pratiques, et affecter l'intégration. Pour surmonter ces inconvénients une structure de vague guidée améliorée appelée « substrat demi-modèle » (HMSIW) est une nouvelle structure d'onde planaire guidée proposée qui permet de maintenir les avantages de l'ISF mais la taille est réduite de près de moitié. Au fur et à mesure qu'elle est illustrée à la figure I-26, la HMSIW est fabriquée par la mise en œuvre d'une rangée de via métalliques sur un substrat à faible perte avec revêtement métallique sur les deux. Qui n'est que la moitié de la structure d'une DIS et de sa structure dominante. Correspond approximativement à la moitié du mode TE [52]. La HMSIW présente des caractéristiques de propagation similaires à celle de SIW et profite d'une taille plus compacte [53].

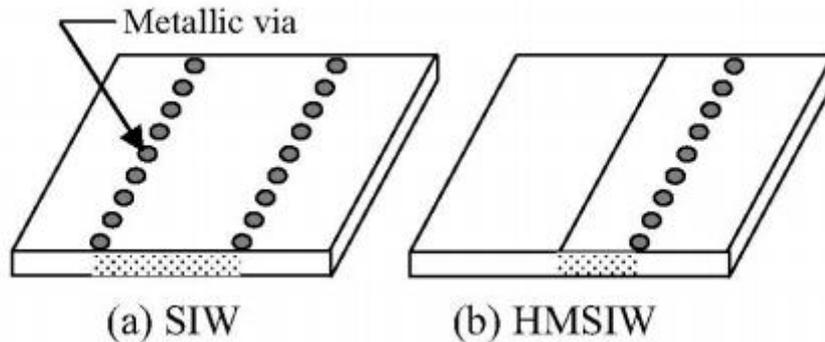


Figure I-26: La structure de SIW et HMSIW.

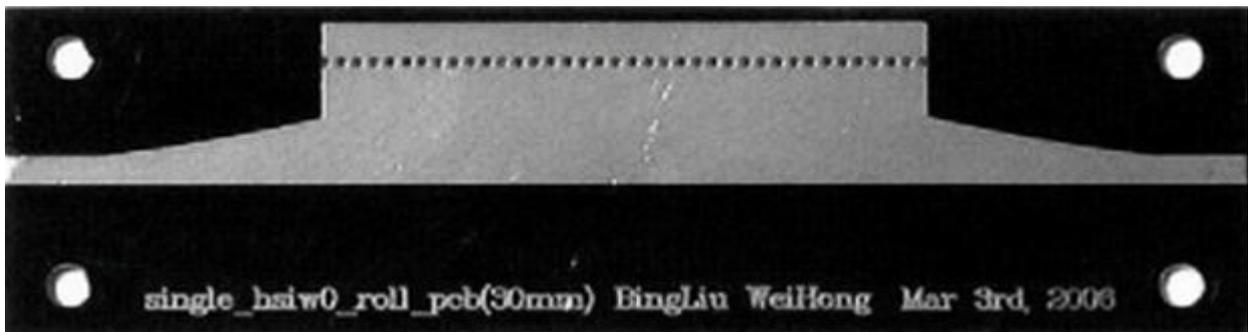


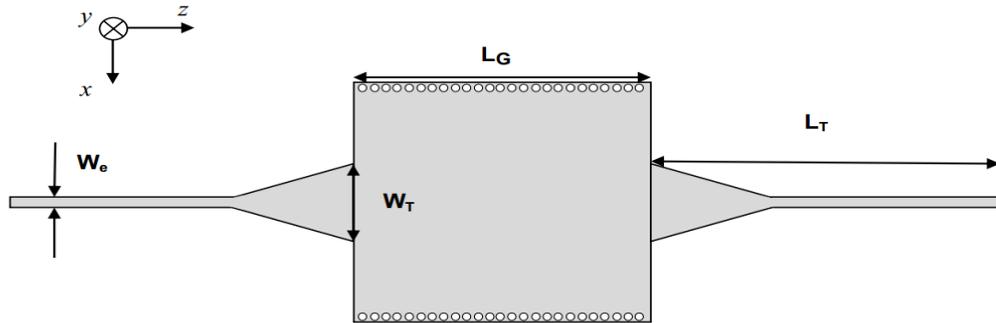
Figure I-27: photographie de la HMSIW avec transitions aux microbandes.

### I.3.7 Applications de SIW en télécommunication

#### I.3.7.1 Guide GIS fonctionnant dans la bande S

Est une bande de fréquence définie sur la partie du spectre électromagnétique allant de 2 à 4GHz [54]. La bande S est surtout utilisée par les radars météorologiques et quelques satellites de

communication. [55] Utilisé aussi pour certains transmetteurs audio/vidéo, pour le wifi et aussi pour les réseaux mobiles [56].

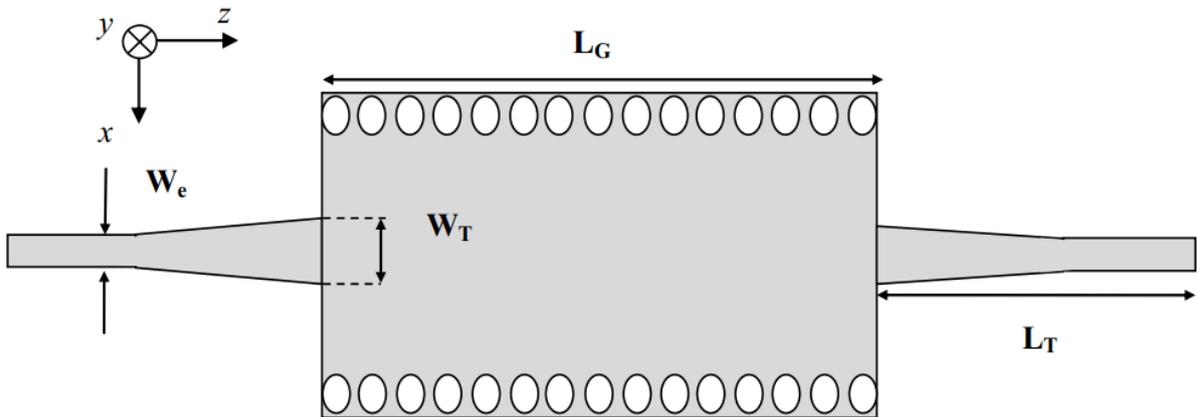


**Figure I-28 :** Le guide d'ondes GIS fonctionnant dans la bande S.

### I.3.7.2 Guide GIS fonctionnant dans la bande C

Est la partie du spectre électromagnétique définie par les fréquences [57]

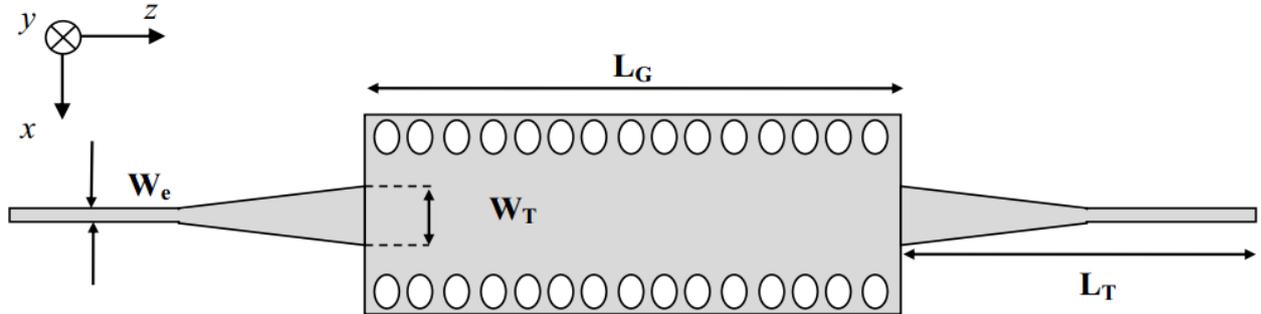
- De 3,4 à 4,2 GHz en réception et de 5,725 et 7,075 GHz en émission attribué au service de Radiodiffusion par Satellite (Broad casting) particulièrement utilisée sur les zones tropicales et faiblement sur les autres zones [58].
- De 4 à 8 GHz pour des usages comme les radars météorologiques.



**Figure I-29:** Structure du guide GIS opérant en bande C.

### I.3.7.3 Guide GIS fonctionnant dans la bande X

La bande X s'étend de 8 à 12GHz, est une plage de fréquences d'onde radio située aux alentours de 10 gigahertz, utilisée pour les télécommunications et la radio, et aussi dans le domaine spatial [59].



**Figure I-30:** Structure du guide GIS opérant en bande X.

### I.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présentés une synthèse sur les propriétés des guides d'ondes, ainsi que la théorie de guidage SIW.

Cette technologie SIW (substrat integrated waveguide) a déjà suscité beaucoup d'intérêt dans le développement de nombreux circuits intégrés micro-ondes.

Généralement, nous avons parlées beaucoup plus sur la technologie planaire, les caractéristiques et l'adaptation de guide d'ondes en SIW.

Finalement, nous avons cité quelque application de SIW en télécommunication.

# **Chapitre II**

## **Duplexeur en technologie SIW**

## II -1-Introduction

Ce chapitre présente le duplexeur et son rôle dans un système de communication sans fil. Les caractéristiques des duplexeurs tels que les pertes d'insertion, le coefficient de réflexion et l'isolation sont expliquées et élaborées. Les performances de différentes géométries de duplexeurs sont aussi présentées, et leur applications en technologie SIW

## II- 2-Historique

Les premiers duplexeurs ont été inventés pour être utilisés sur le télégraphe électrique et étaient connus sous le nom de duplex plutôt que de duplexeur. Ils étaient une forme précoce de la bobine hybride . Les sociétés de télégraphe souhaitaient disposer d'un tel appareil, car la possibilité de bénéficier d'un trafic simultané dans les deux sens pouvait permettre d'économiser des milliers de kilomètres de fils télégraphiques. Le premier de ces appareils a été conçu en 1853 par Julius Wilhelm Gintl du Telegraph autrichien. La conception de Gintl n'a pas été très réussie. Carl Frischen de Hanovre a de nouveau tenté d'équilibrer la ligne réelle avec une ligne artificielle et Siemens & Halske, qui a acheté et modifié le dessin de Frischen. Le premier duplex réellement réussi a été conçu par Joseph Barker Stearns de Boston en 1872. Il a ensuite été développé par Thomas Edison dans le télégraphe quadruplex . On estime que cet appareil a permis à Western Union d'économiser 500 000 dollars par an en construction de nouvelles lignes télégraphiques[60].

## II-3- Multiplexage fréquentiel «duplexeur»

### II-3-1- Définition

Un duplexeur est un système électronique et est un composant clé des antennes d'alimentation [61], il est largement utilisé dans les instruments et équipements de test.

Dans les systèmes de communication radar et radio, un duplexeur nous permet une communication bidirectionnelle (duplex) sur un seul chemin, qui se caractérise par une antenne qui sert à la réception et émission au même temps [62].

La synchronisation du duplexeur est obligatoire puisque la puissance du signal émis est de l'ordre de mégawatt, Ce qui est important pour le récepteur qui traite des signaux d'une puissance de l'ordre de quelque nano watt. La plupart des systèmes de répéteur radio incluent un duplexeur. Il se base soit sur la fréquence (filtre de guide d'onde), la polarisation (transducteur ortho mode) ou la synchronisation (type de radar).

Il se compose d'un Té dans chacune de ces branches qui se termine par un filtre, d'où le premier filtre rejette la partie haut de la bande et le seconde la partie basse. Cette solution nous permet une bonne adaptation aux débits symétriques [63].

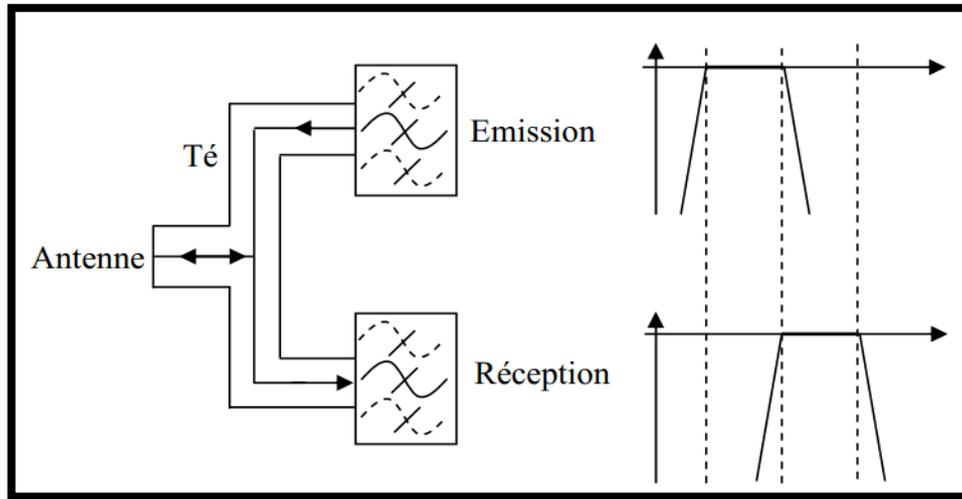


Figure II-1: schéma de principe d'un duplexeur.

### Les composants du duplexeur

#### ▪ Emetteur

L'émetteur est un circuit oscillateur qui produit des pulsations électromagnétiques à très hautes fréquences. Il comprend un oscillateur permanent, un amplificateur et un modulateur. Le rôle de l'émetteur est de générer l'onde radio. Sur les RADARS à hyperfréquences (fréquences supérieures de gigahertz), c'est un guide onde qui amène l'onde vers l'antenne.

#### ▪ Récepteur

Le récepteur est l'élément le plus délicat et souvent le plus complexe du RADAR. Il est installé près de l'antenne. Il doit amplifier et mesurer un signal extrêmement faible à une fréquence extrêmement haute. Il reçoit le signal incident (cible-antenne-guide ondes-duplexeur), le fait émerger des bruits radio parasites, l'amplifie, le traite et le dirige vers les systèmes électroniques de suivi et de visualisation.

#### ▪ Antenne

Son rôle est de diffuser l'onde électromagnétique vers la cible avec le minimum de perte. Sa vitesse de déplacement, sa rotation ou balancement, ainsi sa position, en élévation comme en azimut, sont asservies, soit mécaniquement, mais parfois aussi électroniquement [64].

### Les fonctions du duplexeur sont les suivantes

- L'antenne unique peut être partagée entre l'émetteur et le récepteur en raison de sa propriété d'isolation.
- Il protège le récepteur contre la transmission à haute puissance de la partie émettrice due à l'isolation.
- Il protège le récepteur des transmissions haute puissance des radars ou des émetteurs sans fil à proximité.

### Les propriétés importantes d'un duplexeur sont

- Faible perte entre l'émetteur et l'antenne en émission (moins de 1 dB est souhaitable).
- Isolation élevée de l'émetteur pour recevoir en émission (jusqu'à 80 dB pour les systèmes mégawatt).
- Faible perte entre antenne et récepteur en réception (moins de 1 dB est souhaitable).
- Basculement rapide entre l'état d'émission et de réception, parfois commuté automatiquement par le signal d'émission, parfois par le signal de commande [65].

### Cas générale

Le schéma d'un tel duplexeur est présenté en Figure II-2. Il y a trois voies distinctes : la première pour l'antenne (au milieu), la deuxième pour la station 70 cm (à droite) et la troisième pour la station 2 m (en bas). La structure des filtres fonctionne en éjecteur, c'est la solution qui bénéficie du minimum de pertes par rapport à un filtre passe bande ou passe bas/passe haut [66].

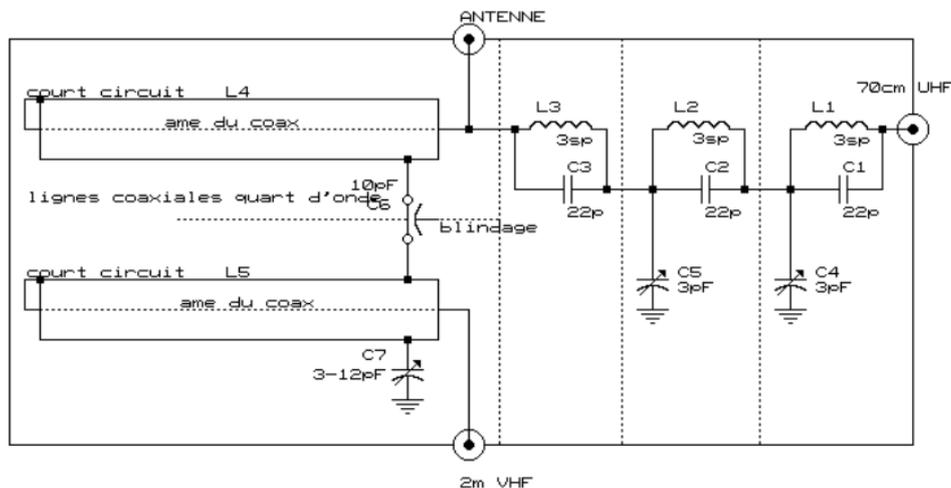


Figure II-2: schéma du duplexeur.

Sur l'entrée UHF, les circuits résonnants parallèles L1/C1, L2/C2 et L3/C3 sont accordés sur 145 MHz et présentent une résistance très élevée. Chaque cellule atténue la bande UHF de 25 à 30 dB. Aux fréquences UHF, ces cellules sont passantes, car l'impédance des condensateurs C1, C2 et C3 l'emporte sur les selfs correspondantes. Les capacités ajustables C4 et C5 servent à adapter l'entrée UHF à 50 Ohms. Ainsi, toute la puissance en UHF est transmise à l'antenne et l'isolation maximale est obtenue pour la bande VHF (voir figure II-3).

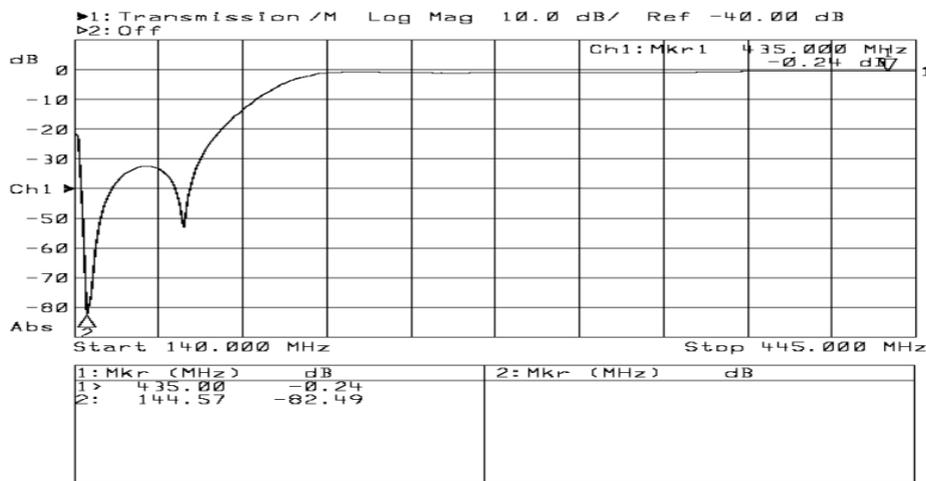


Figure II-3: Réponse en fréquence sur l'entrée UHF.

Sur l'autre voie, c'est l'effet inverse qui est obtenu. Les lignes coaxiales quarts d'onde (L4 et L5) sur 435 MHz ont des impédances très élevées aux extrémités opposées des courts-circuits. A 145 MHz, les lignes coaxiales se comportent comme des inductances. Avec les condensateurs C6 et C7, elles forment un filtre en T adapté sous 50 Ohms offrant le minimum de pertes à 145 MHz. La figure II-4 montre que les pertes sont insignifiantes à 145 MHz et l'isolation est maximale pour la bande 435 Mhz.

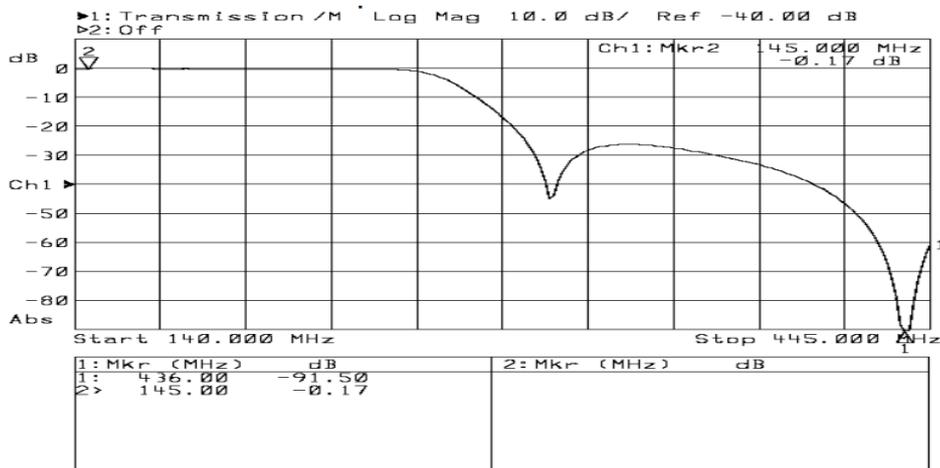
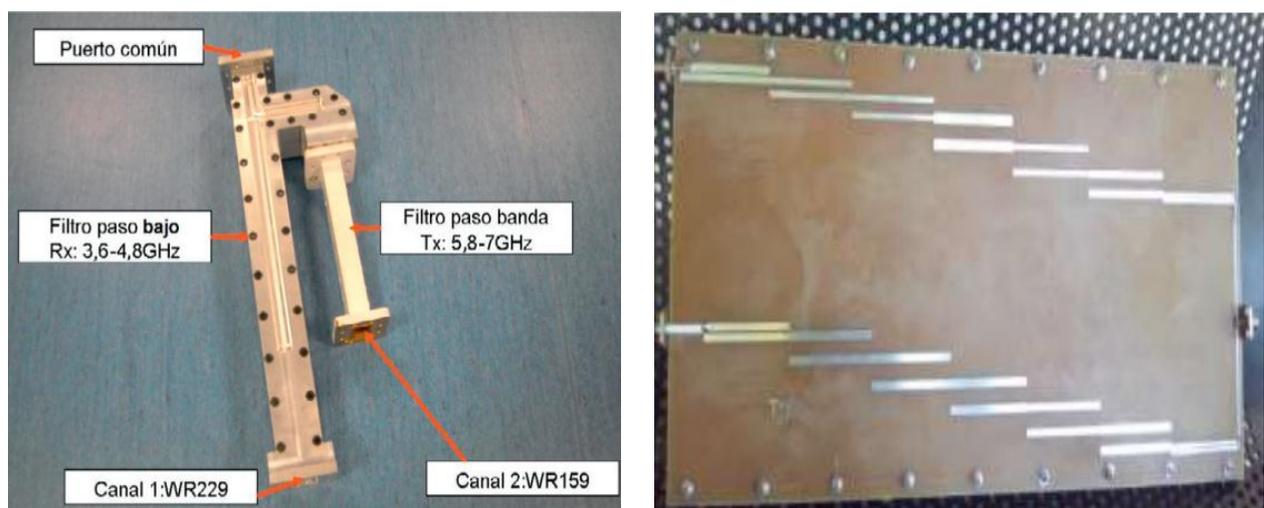


Figure II-4: Réponse en fréquence sur l'entrée VHF.

### II-3-2- Conception mécanique d'un duplexeur

Le duplexeur a été construit en plusieurs parties, la première partie comprend la jonction E du plan T et le canal du filtre passe-bas, qui a été divisés par son plan horizontal en deux blocs, la deuxième partie ne contient que le filtre passe-bande fabriqué en tant qu'organisme indépendant, puis il est vissé au corps principal formé par les deux blocs de la première partie. La figure II-5 montre une photographie du prototype fabriqué pour la bande C. L'appareil a été construit à l'aide de techniques de fraisage classiques, ce qui lui permet d'être une conception peu coûteuse et facile à construire [67].

Le duplexeur conçu est fabriqué à l'aide de la flammé. Retardateur -4 (FR\_4) qui est facilement disponible en Inde. En règle générale, le matériau FR-4 présente une perte de 0,3 dB par 10 mm Les conceptions de grandes longueurs fabriquées à l'aide de matériaux FR-4 en cas de perte d'insertion élevée. L'image du duplexeur fabriqué est montrée ci-dessous [68].



**Figure II-5:** fabrication d'un duplexeur.

### II-3-3-Le rôle du duplexeur

Duplexeur peut être utilisé pour diviser les fréquences d'entrée en deux bandes séparées, ou inversement, il peut combiner deux bandes séparées en une, il s'agit d'un composant hyperfréquence important qui est largement utilisé dans les systèmes de communication mobiles et par satellite. Généralement, il peut être utilisé dans les systèmes émetteurs-récepteurs, y compris les systèmes de réception et de transmission multi bande [69].

Les duplexeurs modernes utilisant souvent des bandes de fréquences entre les deux ports est également beaucoup moins importante. Par exemple dans les bandes de fréquences GSM la transition entre les bandes de fréquences de la liaison montante et la liaison descendante peut être d'environ 1% (915 à 925 MHz) donc les duplexeurs utilisent des filtres multipolaires [70].

On peut trouver le duplexeur dans des différents domaines ou son rôle en générale est d'assurer l'acheminement des signaux par la voie de la réception ( $Rx$ ) vers l'antenne, ces signaux sont ensuite amplifié (LNA) puis transposé vers la gamme de fréquence intermédiaire. Du côté émission ( $Tx$ ) le duplexeur sert à l'amplification (Amplificateur de Puissance PA) et la transmission du signal est-ce la après ça transposition en haute fréquence par le mélangeur.

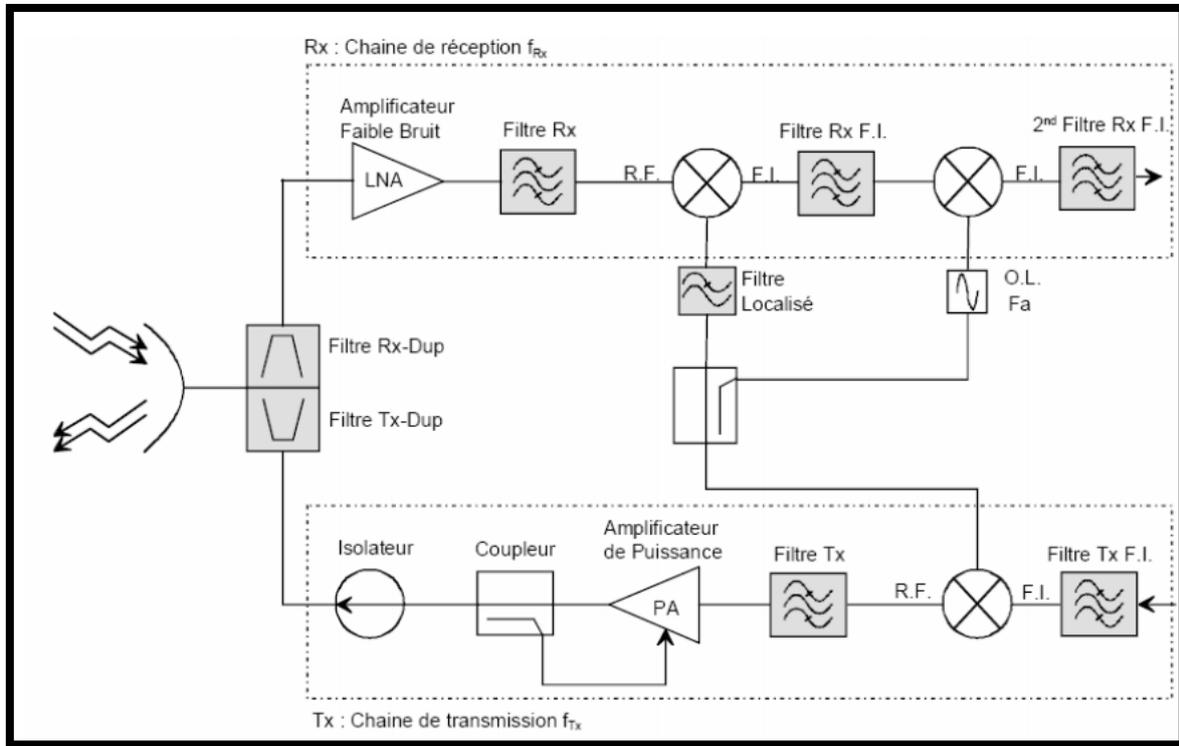


Figure II-6: Duplexeur dans le schéma d'émission et de réception.

### II-3-4- Les avantages et les inconvénients d'un duplexeur

Voici les avantages du Duplexeur

- Il permet de partager la même antenne pour les modes d'émission et de réception. Ceci minimise l'espace et le coût du système sans fil.
- Il rend la conception du duplexeur très compacte grâce à son encombrement réduit.
- Il protège le récepteur des émetteurs de forte puissance par isolation.
- (Duplexeur de succursale) Son coût est faible.
- (Duplexeur du circulateur) Ils sont utilisés dans les radars monostatiques.
- (Duplexeur équilibré) Sa capacité de gestion de puissance est supérieure à celle du duplexeur de branche. De plus, il dispose d'une plus grande bande passante de fonctionnement.

Voici les inconvénients du Duplexeur

- Le niveau de bruit du récepteur augmente en raison de l'insertion du duplexeur dans la chaîne du récepteur. Ceci est dû à la perte d'insertion du duplexeur. Par conséquent, les gains et les

valeurs de bruit appropriés sont utilisés pour atteindre le bilan de liaison au niveau du récepteur.

- (Duplexeur de branche) La bande passante est limitée. La puissance est limitée.
- (Duplexeur symétrique) Il ne permet pas l'émission et la réception simultanées [71].

### II-3-5- Les caractéristiques du duplexeur

Un duplexeur doit être conçu pour fonctionner dans les plages de fréquences d'émission et de réception, et il peut supporter la puissance d'émission comme il peut avoir une sensibilité de réception supérieure au bruit d'émission, il peut aussi opérer à une fréquence inférieure ou égale à la limite de fréquence entre celle de l'émetteur et de récepteur, et l'isolement des deux canaux de façon adéquate [72].

Les caractéristiques de duplexeur et de multiplexeur	
De cavité	De guide d'onde
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Gamme de fréquence 0.1-40GHz</li> <li>• Perte d'insertion basse</li> <li>• Haut Q</li> <li>• Isolement élevé</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Gamme de fréquence 2-40GHz</li> <li>• Perte d'insertion basse</li> <li>• Q élevé</li> <li>• Bande étroite à haute fréquence</li> </ul>

**Tableau II.1:** Les caractéristiques de duplexeur et de multiplexeur

#### Perte d'insertion

La perte d'insertion est l'une des caractéristiques principales d'un duplexeur. Comme son nom l'indique, elle est une perte, une dissipation d'énergie transportée, par l'insertion du composant en cause. Les équipements destinés à assurer la mesure de cette quantité procèdent par comparaison entre l'énergie injectée à l'entrée et l'énergie disponible à la sortie. Si  $P_{out}$  est la puissance injectée à l'entrée d'un composant, et si  $P_{disp}$  est la puissance restante à la sortie du composant, la perte d'insertion, symbolisée par PI et exprimé en dB, est donnée par la relation:

$$PI_{(dB)} = 10 \log (P_{disp} / P_{out}) \quad (II.1)$$

#### Coefficient de réflexion

On qualifie la désadaptation d'impédance par le coefficient de réflexion en tension, symbolisé par la lettre gamma, qui correspond au rapport entre la tension réfléchie et la tension incidente :  $\tau_v = V_r / V_i$ . Il peut aussi s'exprimer en fonction de la puissance  $\tau_v = \sqrt{(P_r / P_i)}$  où  $P_r$

et  $P_i$ ; désignent respectivement les puissances réfléchies et incidentes. Ce coefficient est souvent exprimé en dB:  $\tau_{(dB)}=20\log \tau_v$  et appelé Return Loss (pertes de retour ou pertes par réflexion). Le Return Loss, dénoté par les lettres RL, est un indicateur du niveau d'adaptation par rapport à une impédance idéale désirée et est donné par [73]:

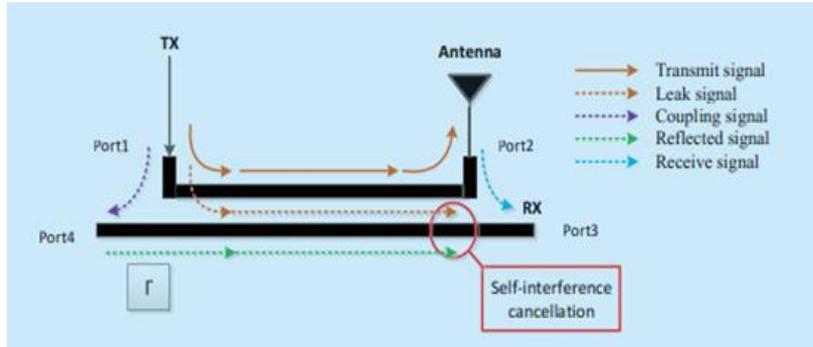
$$RL = -10\log P_i/P_r \quad (II.2)$$


Figure II-7: Coefficient de réflexion.

**Isolation et autres caractéristiques**

L'isolation d'un duplexeur définit sa capacité de rejeter la fréquence du transmetteur au port de réception et de rejeter la fréquence de la réception au port du transmetteur. Plus ces filtres auront la capacité de rejeter toutes les fréquences indésirables, meilleure sera alors l'isolation. Le résultat d'une meilleure isolation se traduira par une meilleure sensibilité à la réception donc par une qualité de transmission et de réception accrue: un meilleur rapport signal bruit (SNR) et par conséquent une faible probabilité d'erreur (BER).

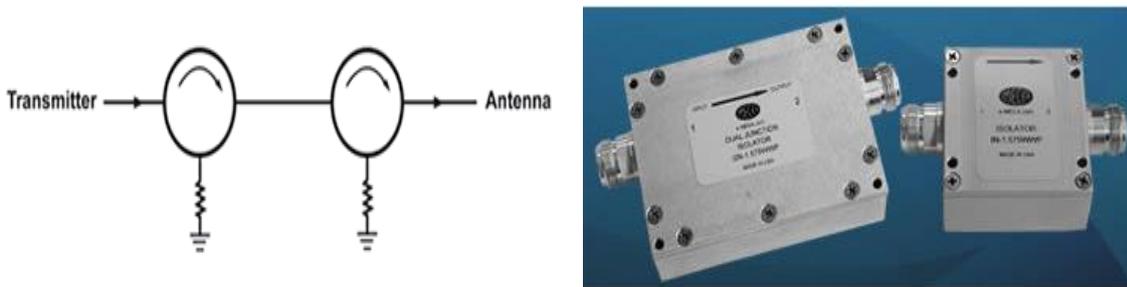
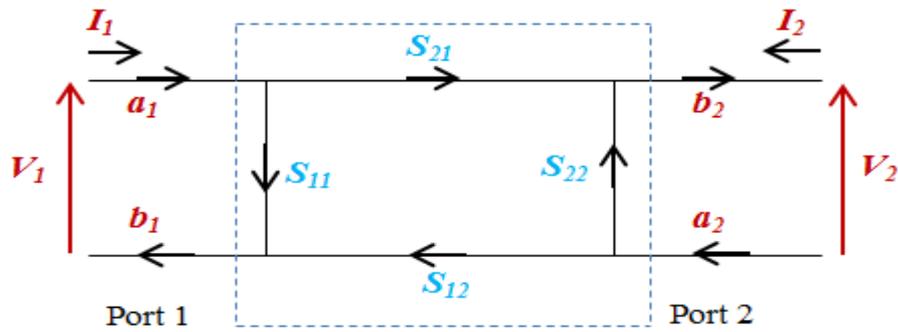


Figure II-8: isolateur double jonction.

◆ La matrice [S]

La matrice [S], matrice de répartition ou « scattering matrix », est l'outil de base pour l'étude des quadripôles ou des multipôles linéaire en hyperfréquence [74]. Les paramètres S sont les éléments de la matrice S permettant de caractériser le quadripôle [75].

A chaque accès  $x$  du quadripôle entre une onde  $a_x$  et sort une onde  $b_x$ , comme représente sur la figure



**Figure II-9:** Graphe de fluence d'un quadripôle.

$$[b] = [s] [a] \leftrightarrow \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{vmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Dou:  $b_1 = s_{11} a_1 + s_{12} a_2$

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

### Signification physique des paramètres[S]

La signification des paramètres S est la suivante :

➤  $s_{11} = \frac{b_1}{a_1}$  lorsque  $a_2 = 0$

$s_{11}$  c'est le coefficient de réflexion à l'entrée, la sortie étant adaptée.

➤  $s_{22} = \frac{b_2}{a_2}$  lorsque  $a_1 = 0$

$s_{22}$  C'est le coefficient de réflexion en sortie, l'entrée étant adaptée.

➤  $s_{12} = \frac{b_1}{a_2}$  lorsque  $a_1 = 0$

$s_{12}$  C'est le coefficient de transmission sortie → entrée, l'entrée étant adaptée.

➤  $s_{21} = \frac{b_2}{a_1}$  lorsque  $a_2 = 0$

$s_{21}$  C'est le coefficient de transmission entrée → sortie, la sortie étant adaptée [76].

### Propriétés

a) la réciprocité

Les quadripôles présentant un transfert énergétique interne identique dans les deux sens sont dit réciproques. Ceci se traduit par les conditions suivantes.

$$s_{12} = s_{21}$$

Pratiquement, tous les quadripôles passifs ne contenant pas de matériaux ferrimagnétiques sont réciproques. Et en particulier les quadripôles réalisés à partir de résistances, capacité, inductances, tronçons de ligne de transmission, etc.....sont réciproques.

b) la symétrie

Les quadripôles présentant des propriétés électriques identiques lorsque l'on inverse l'entrée et la sortie sont dit symétriques. Donc la symétrie implique la réciprocity alors que l'inverse n'est pas vrai. Les conditions suivantes traduisent la symétrie d'un quadripôle, une fois que les conditions sur la réciprocity sont satisfaites :

$$S_{11} = S_{22}$$

c) l'unilatéralité

L'unilatéralité d'un quadripôle est un cas particulier de non réciprocity. Le transfert interne d'énergie n'est pas identique dans les deux sens, et il est nul pour l'une des deux directions de propagation du signal. Les conditions électriques à satisfaire sont les suivantes [77]

$$S_{12}=0$$

L'équation 1.1 présente les paramètres S d'un duplexeur idéal. L'indice 1, 2 et 3 représentent respectivement le port du transmetteur (TX), le port de l'antenne (ANT) et le port du récepteur (RX).

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Un duplexeur idéal possède:

- Des ports d'entrées et de sorties ayant une adaptation parfaite (Return Loss de  $-\infty$ dB pour  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{33}$ ).
- Une transmission sans perte entre le port TX et le port ANT (pertes d'insertion nulles entre les ports 1 et 2,  $S_{21} = S_{12} = 0$ dB).
- Une transmission sans perte entre le port ANT et le port RX (pertes d'insertion nulles entre les ports 2 et 3,  $S_{23} = S_{32} = 0$ dB).
- Une isolation idéale entre le port TX et le port RX (transmission nulle entre les ports 1 et 3,  $S_{13} = S_{31} = -\infty$ dB) [78].

### II-3-6- Le fonctionnement en duplex et le répéteur

- **Répéteurs**

La plupart des systèmes radio utilisent aujourd'hui des répéteurs situés au sommet des bâtiments, des tours ou au sommet d'une colline. Ces répéteurs en principe, un répéteur duplex n'est pas vraiment un appareil compliqué utilisent deux fréquences de manière duplex pour étendre la portée du système radio et rendre les signaux beaucoup plus puissants. Dans la plupart des cas, un duplexeur fait partie de la station de répéteur [79].

Les duplexeurs au niveau des répéteurs peuvent avoir plusieurs objectifs

- Réduisez le nombre d'antennes requises en raison de contraintes de coût ou d'espace.
- Réduisez les coûts de la ligne de transmission ou permettez l'utilisation d'un seul câble, meilleur et plus coûteux, au lieu de deux.
- Réduisez le potentiel d'intermodulation généré par l'émetteur.
- Réduisez le bruit à large bande à proximité généré par l'émetteur.
- Améliorez le rejet «frontal» du récepteur par les perturbations hors fréquence.

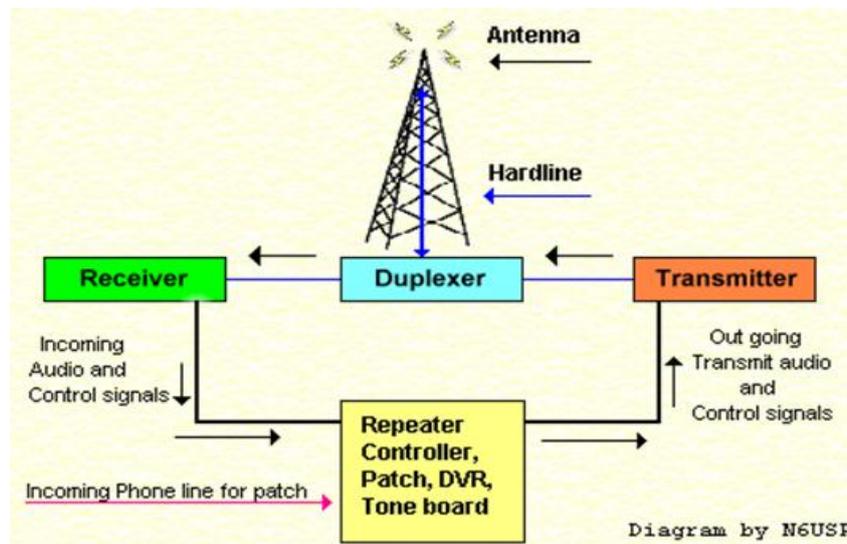


Figure II-10: schéma de principe simple d'un répéteur

- **Le fonctionnement en duplex**

Le mode duplex intégral permet aux deux personnes de parler en même temps. En revanche, deux téléphones portables ou deux ordinateurs de poche peuvent fonctionner en mode semi-duplex, car une seule personne peut parler à la fois. Comme le "répéteur" écoute et parle en même temps pour relayer votre message, il fonctionne en mode duplex intégral [79].

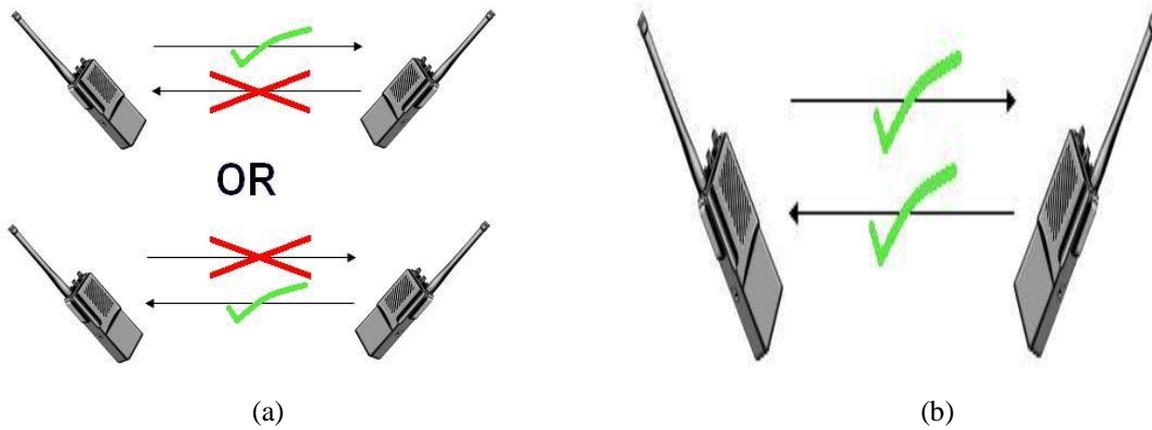


Figure II-11: a) demi-duplex, b) un duplex plein.

**II-3-7 -La différence entre un diplexeur et un duplexeur**

Un diplexeur est un dispositif a 3 port qui permet la transmission de signal a l’antenne en deux chemins différents, cette opération est réalisée à l’aide d’un filtre (passe-haut, passe-bas, passe-bande) qui divise la fréquence des deux signaux obtenus ils peuvent être envoyés ou reçus par une antenne unique.

Le fonctionnement d’un diplexeur nécessite la qualité et l’atténuation de son filtre qui lui permet la résistance à la puissance des signaux émis ou reçus. Ce type d’appareil est utilisé dans les systèmes de la télécommunication et plus précisément dans les stations de base cellulaires [80].

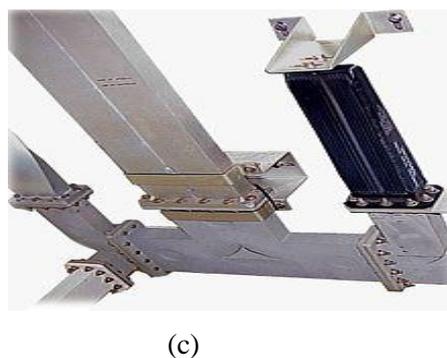
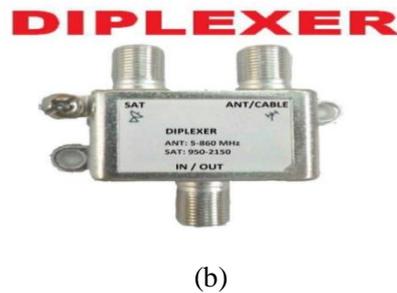
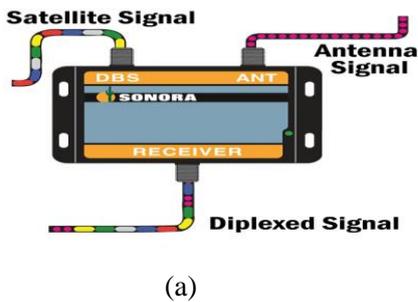
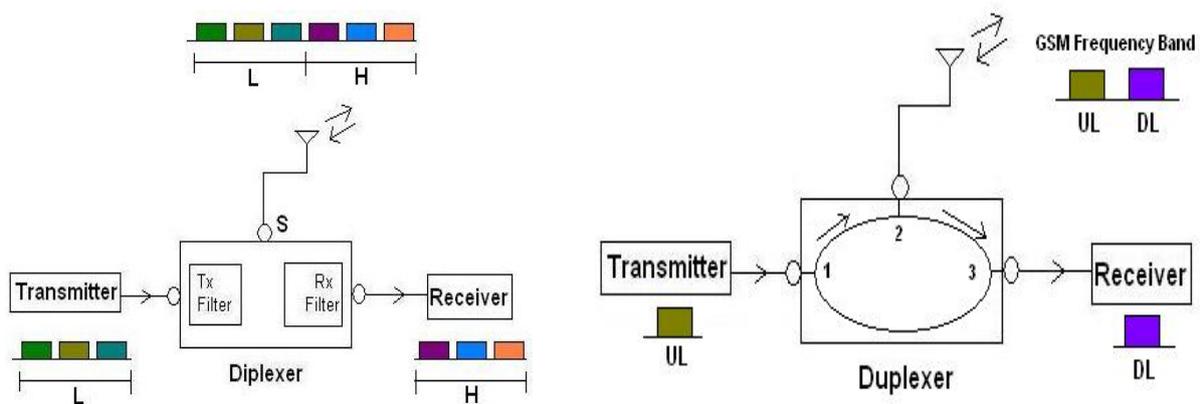


Figure II-12: (a) diplexeur signal, (b) diplexeur, (c) Diplexeur à partir d'un radar.

On compare entre les définitions du duplexeur et diplexeur en peut remarquer la différence entre ces deux appareils. un duplexeur s'occupe de la séparation des chemins (émission et réception) en ce basent sur la direction du signal en exigeant la même fréquence. Contrairement à le diplexeur qui s'occupe de la séparation les signaux en se basent sur la division de la fréquence [81].



**Figure II-13:** la différence entre le duplexeur et le diplexeur.

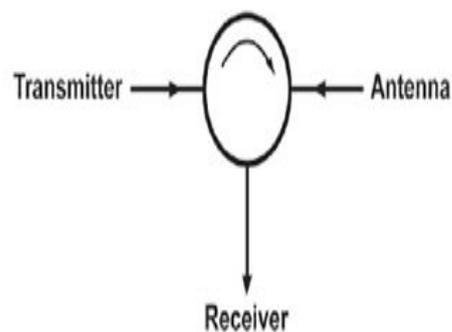
### II-3-8- Différents géométries du duplexeur

Les duplexeurs peuvent être divisés en deux types principaux : les duplexeurs actifs et les duplexeurs passifs. Les duplexeurs actifs adoptent un commutateur électronique pour réaliser la commutation de bande de fréquence. Les duplexeurs passifs sont adoptées pour satisfaire l'indice de conception [82].

Il y a plusieurs sortes de duplexeur, dont

#### - Circulateur à ferrite (duplexeur à cercle hybride) :

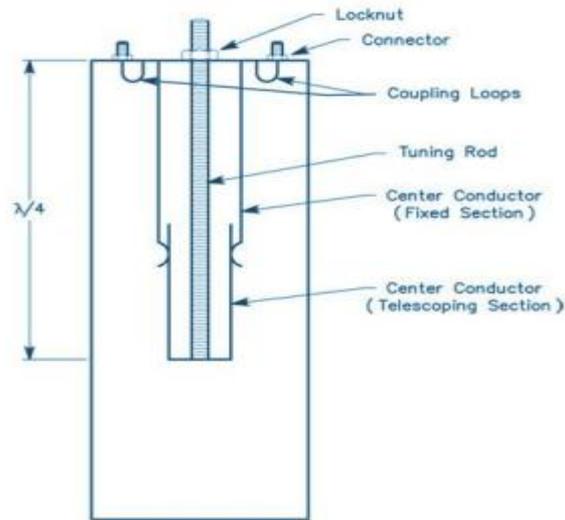
Un circulateur est parfois appelé "duplexeur", ce qui signifie que deux signaux sont duplexés dans un canal (par exemple, l'émission et la réception dans une antenne). Cela ne doit pas être confondu avec le terme "diplexeur" qui fait référence à un agencement de filtres dans lequel deux bandes de fréquences sont séparées en deux canaux à partir d'un seul dispositif à trois terminaux [83].



**Figure II-14:** schémas d'un circulateur.

### - Cavité résonnante coaxiale ou guide d'onde

Le duplexeur de cavité, suit le même concept, celui d'un filtre passe-bande et d'un filtre à bande d'arrêt combinés pour faire passer un signal et en rejeter une autre, la largeur de bande est très faible, généralement celle de l'espacement des canaux alloués [84].



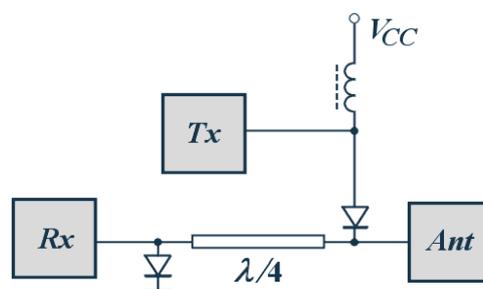
**Figure II-15:** schéma d'une cavité résonnante coaxiale ou guide d'onde.

#### ◆ Tubes TR et ATR

Les tubes T / R agissent simplement comme des diodes de dérivation, en ce sens qu'ils saturent lorsqu'ils sont soumis à une forte puissance (comme une fuite d'émetteur), tout en permettant aux signaux de faible puissance (comme les signaux reçus) de passer sans atténuation.

#### ◆ diodes PIN

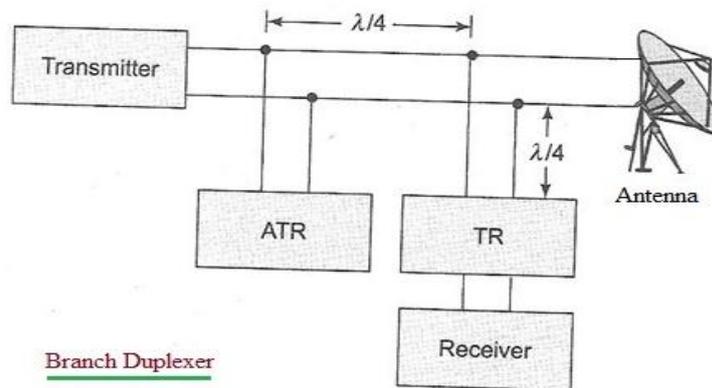
Une diode PIN a une impédance interne qui dépend de la tension appliquée, appelée polarisation, à ses bornes. Les diodes PIN peuvent donc être utilisées comme des interrupteurs selon le diagramme simplifié de la figure II-16 [85].



**Figure II-16 :** principe du duplexeur à diodes PIN.

## Les types courants de duplexeurs utilisés sont

### - Duplexeur de branche



**Figure II-17:** le schéma de principe du duplexeur de branche.

Il se compose d'un commutateur TR (réception-transmission) et d'un commutateur ATR (réception anti transmission). Ce sont des tubes à décharge de gaz.

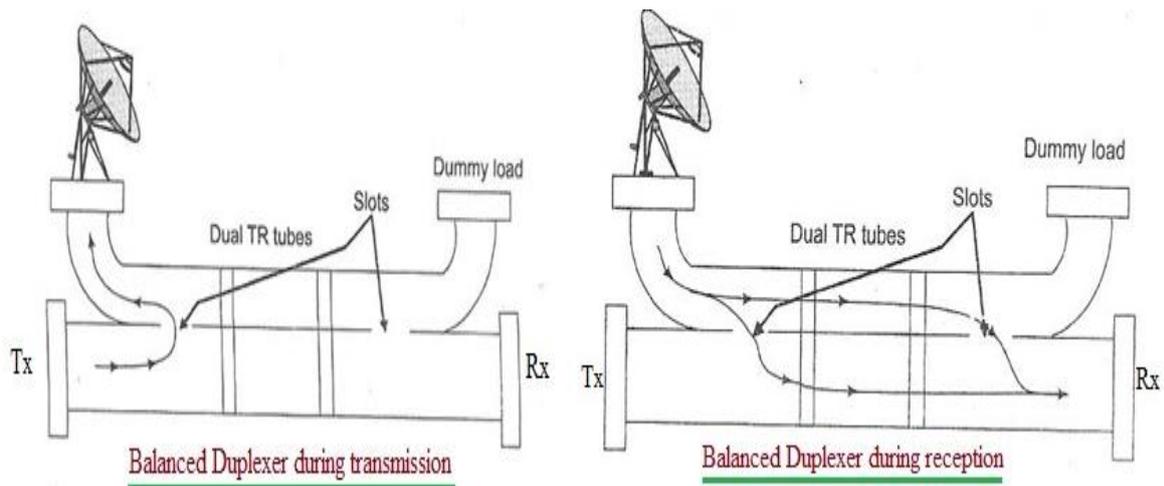
Lorsque l'émetteur est à l'état ON, TR et ATR s'ionisent et il en résulte un déclenchement. Le commutateur TR est en court-circuit du côté du récepteur et la puissance de l'émetteur n'atteint donc pas le récepteur. Il s'agit comme un circuit ouvert sur la ligne de transmission et par conséquent, il ne réduit ni n'atténue la puissance de transmission.

L'ATR placé à  $\lambda/4$  de la ligne de transmission fonctionne comme un court-circuit lors du déclenchement. Il fonctionne en circuit ouvert sur la ligne de transmission et ne réduit donc pas la puissance de transmission.

Lorsque l'émetteur est à l'état OFF, les tubes TR et ATR ne s'allument pas. ATR fonctionne comme un court-circuit sur la ligne de transmission. De plus, il s'agit comme un court-circuit à  $\lambda/4$  du récepteur. L'émetteur est donc déconnecté de la ligne de transmission. En conséquence, les signaux d'écho reçus parviendront au récepteur.

- Avantages: coût réduit
- Inconvénients: bande passante limitée, capacité de traitement de l'alimentation limitée

### - Duplexeur équilibré



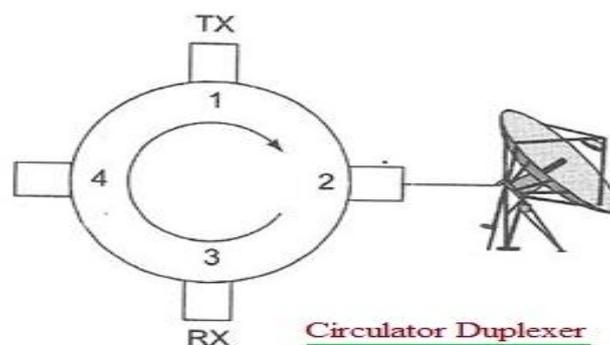
**Figure II-18:** le schéma fonctionnel du duplexeur équilibré.

Il se compose de deux sections de guide d'ondes couplées par des fentes traversantes et des parois étroites.

Le tube TR tire et réfléchit la puissance incidente. L'énergie qui s'échappe par le tube TR va à la charge factice. Par conséquent, aucune énergie n'atteint le récepteur. Comme le tube TR ne se déclenche pas pendant la réception, l'énergie de l'antenne atteint le récepteur. Il s'agit comme coupleur directionnel à large bande.

Avantage : sa capacité de gestion de la puissance est supérieure à celle d'un duplexeur de succursale. Il prend en charge une bande passante plus élevée.

### - Duplexeur de circulateur



**Figure II-19:** le schéma fonctionnel du duplexeur de circulateur.

Il utilise un circulateur dans le sens des aiguilles d'une montre avec quatre ports pour le fonctionnement en duplex. L'émetteur est connecté au port 1, le récepteur est connecté au port 3 et l'antenne au port 2.

Comme il est dans le sens des aiguilles d'une montre, il fournit une atténuation plus faible du port 1 au port 2 et du port 2 au port 3. Il fournit une atténuation plus élevée dans le sens inverse de 2 à 1, 3 à 2, 4 à 3...etc.

Grace aux fonctionnalités ci-dessus, l'émetteur peut facilement transmettre des ondes EM à l'antenne connectée au port 2. Il peut facilement recevoir les ondes EM de l'antenne au récepteur connecté au port 3.

### II-3-9- Types des filtres utilisés dans les duplexeurs

Il existe plusieurs façons de mettre en œuvre un duplexeur, mais toutes reposent sur les caractéristiques de différents types de filtres RF. Plus précisément:

Les filtres passe-bande qui permettent à une plage spécifique de fréquences de les traverser. Les filtres sont conçus et accordés sur une "fréquence centrale" et une "bande passante" spécifiques avec des pertes relativement faibles aux fréquences souhaitées et des pertes plus élevées qui augmentent en même temps que la déviation par rapport à la fréquence centrale.

Les filtres de rejet ou Notch qui fonctionnent en face d'un filtre passe-bande. Celles-ci sont conçues pour causer des pertes élevées à la fréquence centrale et des pertes moindres lorsque les fréquences augmentent à partir de la fréquence centrale.

Filtres spécialisés tels que le filtre "Vari-Notch" (c) de TX RX System, qui présente les caractéristiques d'un filtre passe-bande et d'un filtre coupe-bande dans un seul appareil [79].

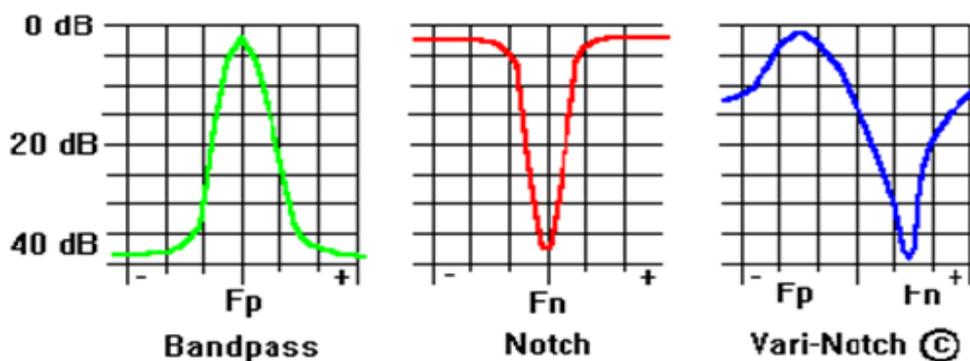


Figure II-20: les filtres utilisés dans les duplexeurs.

### II-3-10- Duplexeur large bande

La conception théorique d'un duplexeur à grande largeur de bande utilisé en technologie guide d'ondes à base de joints en plusieurs étapes. La largeur de bande relative du duplexeur est d'environ 64%. Le canal du filtre 1 (transmission) possède une largeur de bande relative de 19% et le canal de l'entrée le filtre 2 (réception) a une largeur de bande relative de 29%. Le filtre haute bande (transmission) est un filtre à guide d'ondes rectangulaire avec des pôles inductif cylindrique et basse bande (réception) est un filtre à guide d'onde rectangulaire avec iris capacitive [67].

Les duplexeurs modernes utilisent souvent des bandes de fréquence proches, de sorte que la séparation de fréquence entre les deux ports est également beaucoup moins importante. Par exemple, la transition entre les bandes de liaison montante et de liaison descendante dans les bandes de fréquence GSM peut être d'environ un pour cent (915 MHz à 925 MHz). Une atténuation importante (isolation) est nécessaire pour empêcher la sortie de l'émetteur de surcharger l'entrée du récepteur. Ces duplexeurs utilisent donc des filtres multipolaires. Les duplexeurs sont généralement conçus pour être utilisés sur les fréquences 30-50 MHz ("bande basse"), 136-174 MHz ("bande haute"), 380-520 MHz ("UHF"), plus la bande 790-862 MHz ("800")., 896-960 MHz ("900") et 1215-1300 MHz ("1200").

Le duplexeur avec des jonctions T à nervure est le plus utilisé pour leur large bande de fréquence il se compose de deux filtres et un diviseur de puissance (jonction T à nervure)

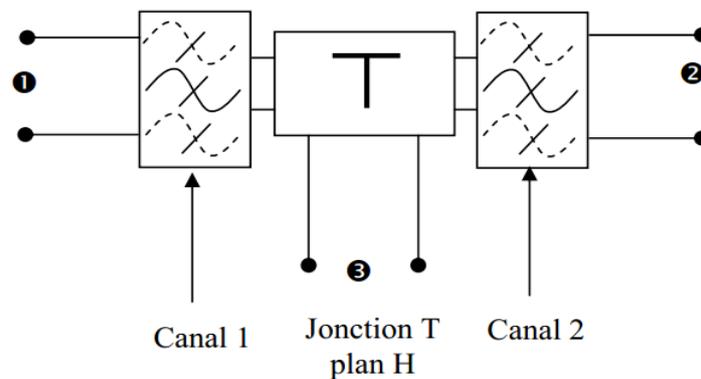


Figure II-21: Configuration du duplexeur dans le plan H.

### II-3-11-L'instrument de mesure radiofréquence le plus approprié pour le réglage d'un Duplexeur

Il existe quelques possibilités :

- un analyseur de spectre avec un générateur suiveur (tracking)
- un analyseur de réseau scalaire
- un analyseur de réseau vectoriel

En ce qui concerne les appareils qui sont prévus pour des mesures scalaires (analyseur de spectre ou analyseur scalaire), il y aura lieu de prévoir un coupleur directionnel ou un pont directionnel pour effectuer des mesures du coefficient de réflexion. En ce qui concerne l'analyseur vectoriel, il y aura lieu de disposer d'un dispositif permettant d'effectuer les mesures des paramètres « S » (S-Parameter Test Set) et évidemment d'un jeu de calibres (Calibration Kit).

L'appareil de mesure qui est particulièrement dédié pour le réglage d'un duplexeur est l'analyseur de réseau vectoriel. Celui-ci permettra d'effectuer le réglage fin et optimal du duplexeur, comme nous le décrirons par la suite. Les réglages des duplexeurs des relais ONORCA et ONOLG ont été effectués à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8753C avec un S-Parameter Test Set HP 85047A et d'un Calibration Kit type N HP 85032B. On peut aussi régler le duplexeur à l'aide d'un TOS –mètre et d'une charge [86].



(a)



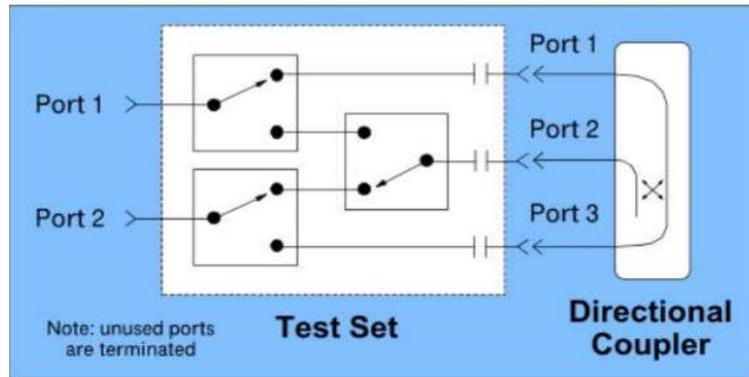
(b)

**Figure. II-22:** (a) Duplexeur UHF à 6 cavités du type éliminateur de bande équipant le répéteur ONORCA, (b) Duplexeur UHF à 6 cavités du répéteur ONORCA. Vue sur les tiges filetées permettant le réglage d'accord en fréquence.

### II-3-12-Le raccordement d'un duplexeur sur un appareil de mesure

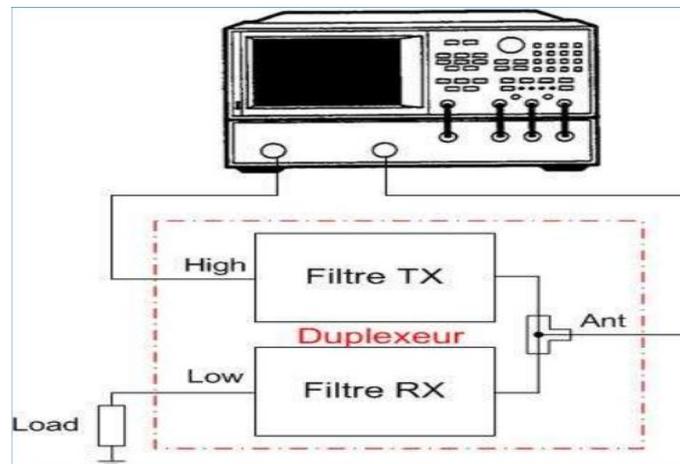
Le duplexeur contient trois connecteur (dispositif à trois ports) et en général un appareil de mesure radiofréquence d'analyse de réseau ne dispose que de deux connecteurs (deux ports de mesure), c'est-à-dire le port de sortie de stimulation par un signal radiofréquence et le port d'entrée de mesure.

Il existe toutefois des dispositifs spécifiques appelés Duplexeur Test Set Adapter (HP 8753D-K36 ou HP 8753D-K39) ou Three-Port Test Set (HP 8753D-K53) qui permettent de raccorder directement les trois ports d'un dispositif sous test comme un coupleur directionnel, un duplexeur ou un circulateur [87].



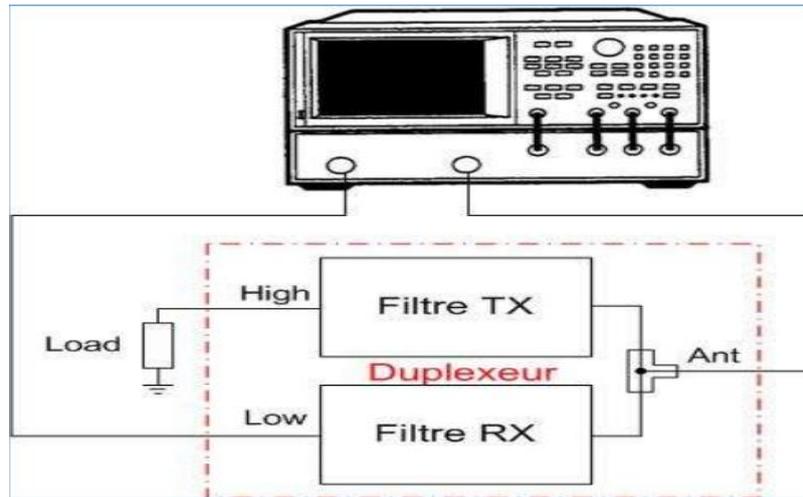
**Figure II-23:** Duplexer Test Set Adapter HP 8753D-K39 constitué essentiellement de relais coaxiaux pour rediriger les deux ports de mesure d'un S-Paramètre Test Set vers les trois ports de mesure d'un dispositif sous test.

Raccorder deux ports du duplexeur sur l'instrument de mesure et placer une charge fictive étalon sur le troisième port du duplexeur.

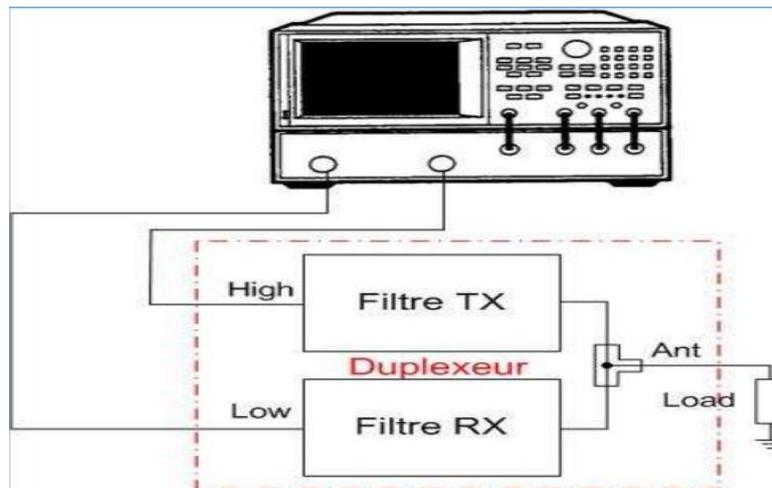


**Figure II-24:** 1ère étape qui consiste à mesurer le coefficient de transmission du filtre TX du duplexeur tout en plaçant une charge à l'entrée du filtre RX.

**Remarque :** peu importe le sens de raccordement des ports de mesure ; en effet, la mesure du coefficient de transmission peut être effectué dans les deux sens, c'est-à-dire le S21 ou le S12 à l'analyseur de réseau vectoriel.



**Figure II-25:** 2ème étape qui consiste à mesurer le coefficient de transmission du filtre RX du duplexeur tout en plaçant une charge à l'entrée du filtre TX.



**Figure II-26:** 3ème étape de mesure qui consiste à mesurer le coefficient de transmission de l'ensemble des deux filtres du duplexeur placés en cascade tout en plaçant une charge à la sortie « Antenne » du duplexeur.

#### II-4-Principes de base de duplexeur radar

La plupart des systèmes radar utilisent une seule antenne pour émettre et recevoir. Comme la plupart des radars utilisent des émetteurs de très haute puissance et des récepteurs très sensibles, un radar à une seule antenne nécessite un frontal capable de gérer les fonctionnalités de connexion et de déconnexion. Ceci est nécessaire pour être exécuté d'impulsion à impulsion. C'est la fonction principale du duplexeur radar.

Le duplexeur agit comme un commutateur SPDT ou un commutateur de transmission / réception à auto-activation rapide [88].

◆ Note d'application du duplexeur radar

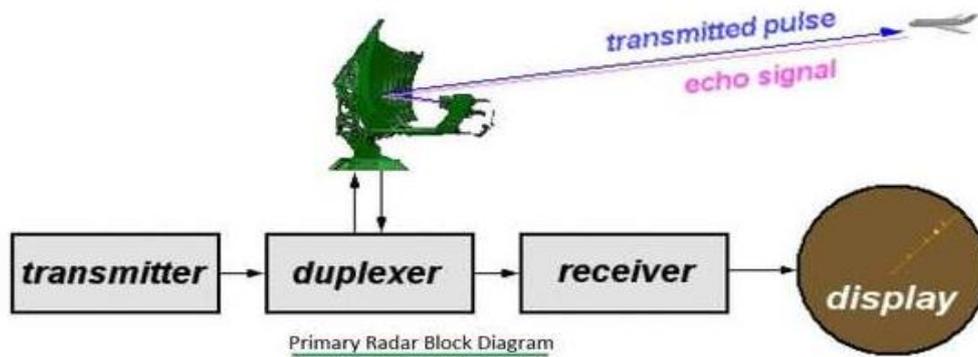


Figure II-27: le duplexeur radar.

Le duplexeur radar remplit les fonctions suivantes :

- ◆ Connectez l'émetteur à l'antenne (déconnectez le récepteur) pendant la période d'envoi.
- ◆ Connectez le récepteur à l'antenne (déconnectez l'émetteur) pendant la période de réception.
- ◆ Assurer une isolation suffisante entre l'émetteur et le récepteur à tout moment [85].

Il existe trois principaux types de duplexeurs radar, à savoir. Duplexeur ramifié, Duplexeur équilibré et Circulateur en ferrite. La section suivante mentionne la différence entre eux.

### 1-Duplexeur ramifié

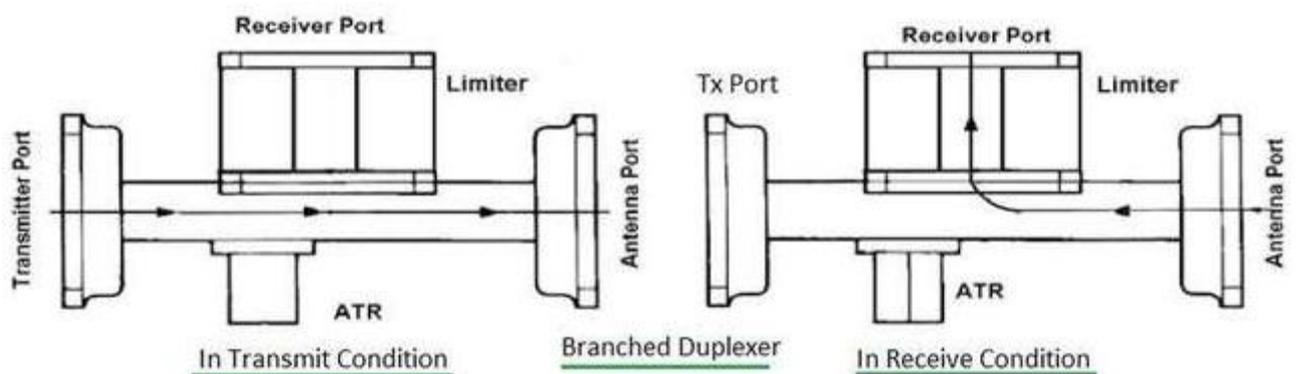
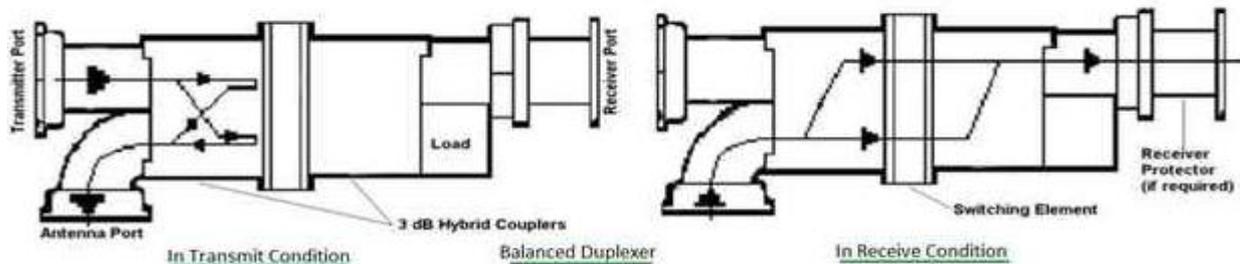


Figure II-28: le duplexeur ramifié.

Il est très ancien mais reste utilisé dans les radars à faible coût utilisés dans les petites embarcations. Il utilise un ou plusieurs ATR et un protecteur de récepteur. ATR est la forme abrégée des tubes de réception anti-émission.

Le principal avantage du duplexeur à branches est de conception simple, de taille compacte et de faible coût. Le principal inconvénient de ce duplexeur est une bande passante opérationnelle limitée.

### 2-Duplexeur équilibré

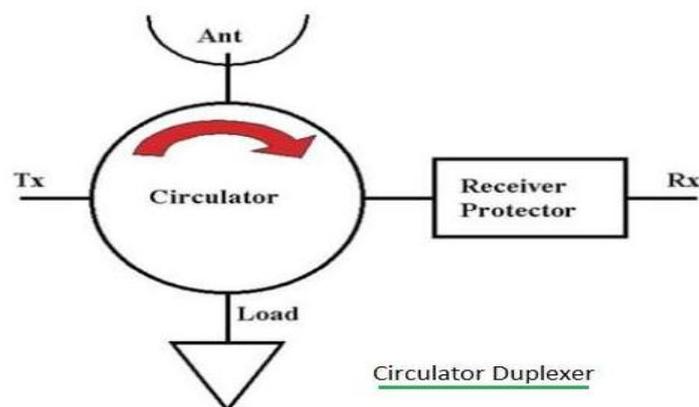


**Figure II-29:** le duplexeur équilibré.

Il utilise les caractéristiques de deux coupleurs hybrides de type à créneaux courts 3dB en plus d'un élément de commutation. Il est utilisé pour contrôler la direction du flux de puissance.

Les avantages du type de duplexeur équilibré sont sa capacité de gestion de l'alimentation et sa bande passante opérationnelle. Les principaux inconvénients sont la taille physique et les emplacements relatifs des ports.

### 3-duplexeur circulateur



**Figure II-30:** un duplexeur à circulation de type ferrite.

Il est le plus couramment utilisé dans les systèmes de radar modernes. Ce duplexeur de type circulateur à 3 ports dirige l'alimentation d'un port à l'autre dans un seul sens.

## II-5-Duplexeur en technologie planaire

Développement constant de la communication sans fil à crée le besoin de systèmes compacts, de haute qualité et de faible encombrement. Performances et rentabilité des micro-ondes et des radiofréquences composants [89].

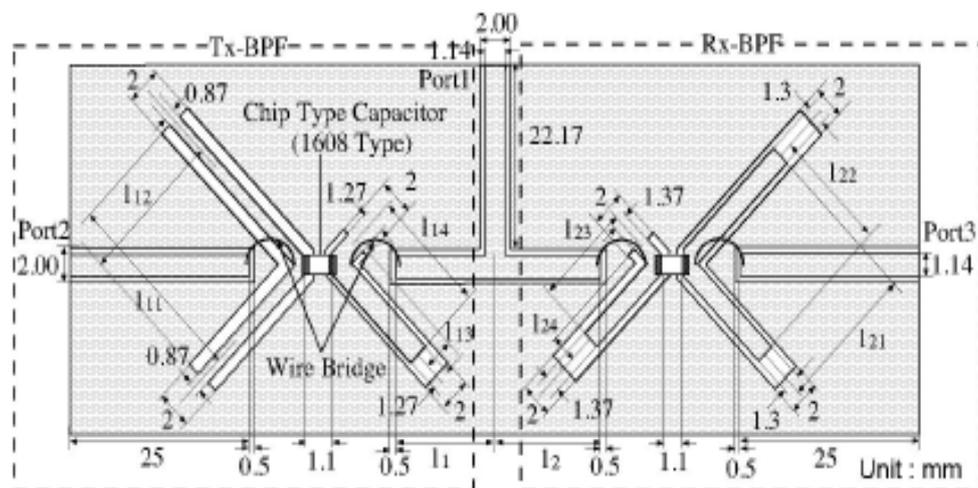
La technologie planaire offre une solution pratique pour moyen de réaliser des appareils miniatures et rentables, depuis leur fabrication est simple et fiable. D'un autre côté, l'avancée de la vitesse de calcul a permis de concevoir des structures planes très complexes grâce à l'utilisation de puissants simulateurs électromagnétiques.

Le duplexeur très compact à router le signal de l'émetteur à l'antenne et l'antenne vers le récepteur, donc cet élément est nécessaire dans les terminaux mobiles de communication cellulaires utilisant les normes pour la transmission simultanée et réception [90].

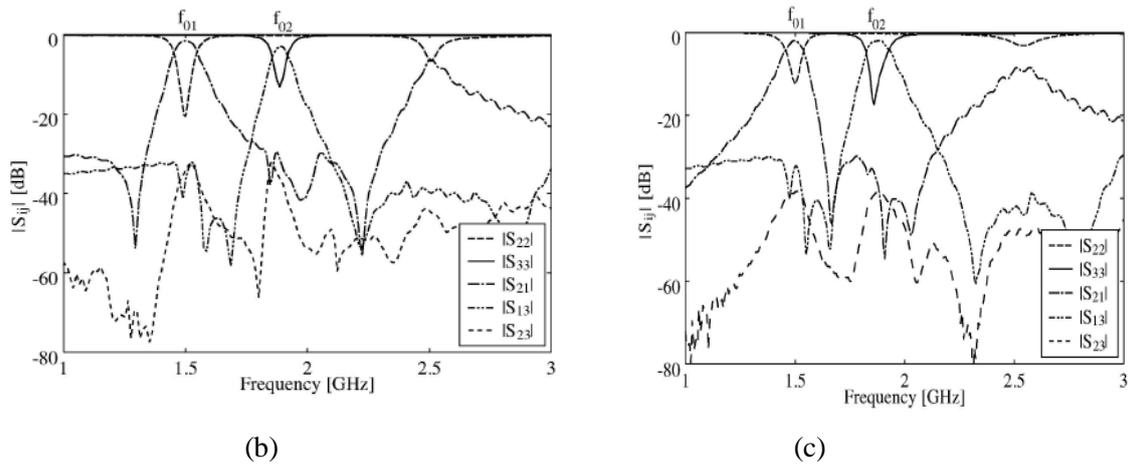
## II-6-Les applications du duplexeur

### ❖ Duplexeur planaire composé d'un filtre passe bande mixte utilisant des résonateurs taraudés différents

Takanobu ohno et al [91], présentent un duplexeur planaire composé des filtres passe bande mixtes(BPF) utilisant différents résonateurs taraudés. Le duplexeur est conçu sur la base de la norme générale de la théorie du filtre et la technique de couplage des prises. Le duplexeur réel est fabriqué par une structure de guide d'ondes coplanaire (CPW). Les résultats de cette étude son amené à la conclusion que la proposition est utile pour la réalisation du duplexeur planaire haute performance fabriqué sans augmenté le nombre d'éléments.



(a)

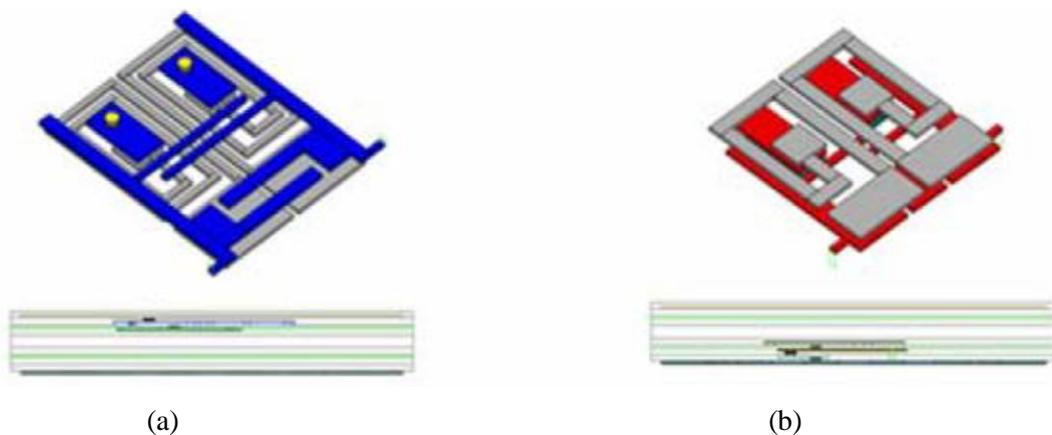


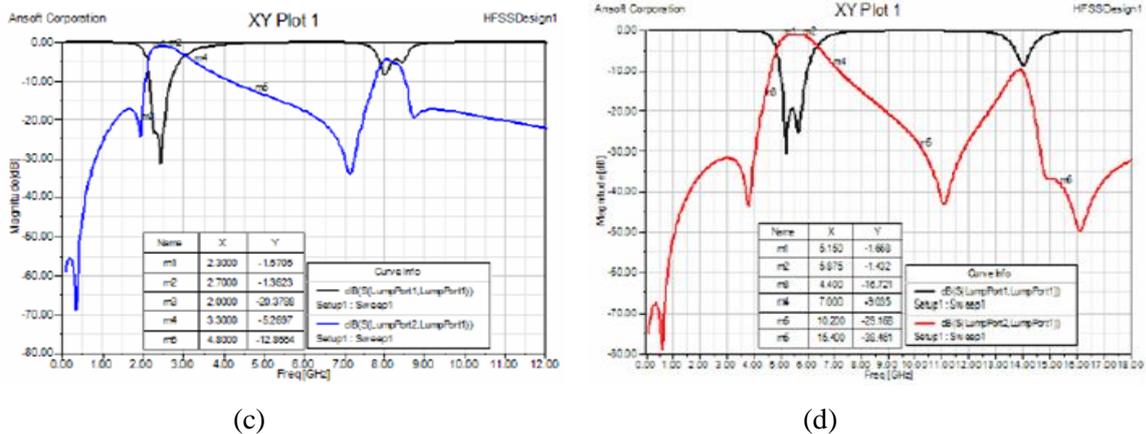
**Figure II-31:** a) Circuit imprimé d'un duplexeur planaire constitué de BPFs de type mixte utilisant différents résonateurs taraudés, b) résultats mesurés avec le duplexeur CPW de base, c) résultats mesurés du duplexeur CPW.

❖ **Implémentation de duplexeur intégré très compacte pour Module frontal bi-bande WiMAX avec boîtier organique Substrat**

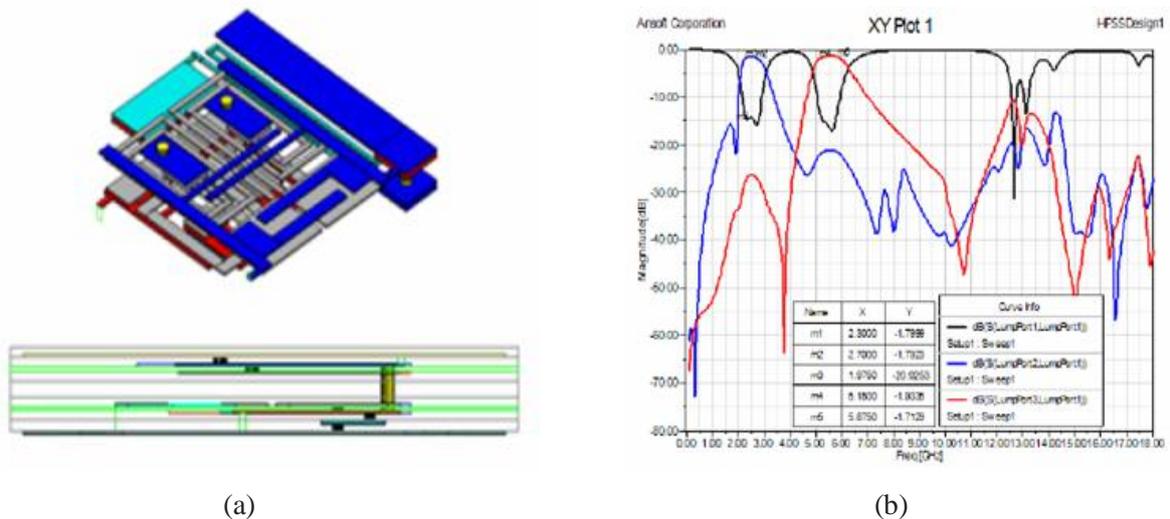
Kyungo Kim et al [92], disent que les duplexeurs à faible cout et à haut rendement sont étudiés pour le WIMAX module frontal avec substrat d'emballage organique multicouche. Ce FEM bibande comprend un amplificateur de puissance de 2.5 GHz est doté d'un facteur de forme PKG minime, en plus de module FEM nécessite un gain plus élevé et des caractéristiques d'atténuation plus strictes.

Les BPF et le duplexeur intégrés ont été conçus sur des substrats organiques à 8 couches à l'aide de ADS et HFSS pour rechercher une structure efficace et vérifier les spécifications de FEM bi bande avec composants passifs incorporés intègre un duplexeurs comprenant 2 GHz et BPF 5 GHz.





**Figure II-32:** a) Conception 3D BPF 2 GHz, b) Conception 3D BPF 5 GHz, c) Résultat de simulation BPF HFSS à 2 GHz, d) Résultat de la simulation BPF HFSS à 5 GHz.

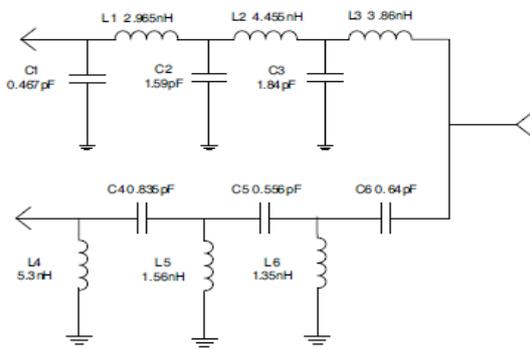


**Figure II-33:** a) Conception du duplexeur dans le substrat, b) Résultat de la simulation du duplexeur.

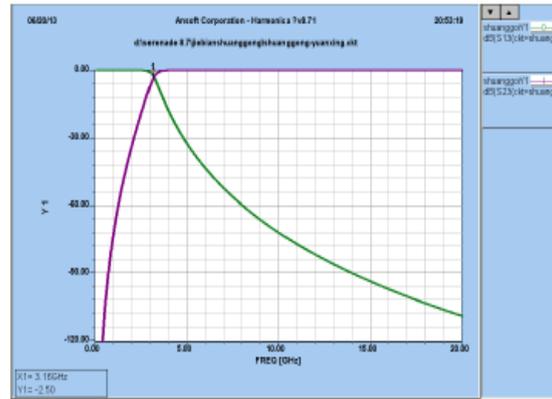
❖ Conception d'un duplexeur planaire passif à large bande

Aiyng Zhao et al [93], présentent Un duplexeur plan passif à large bande. Sa bande de fréquences basse va de 10 MHz à 3 GHz et sa bande de fréquences haute est de 3 GHz à 20 GHz. Ce duplexeur est réalisé par des filtres passe-haut et passe-bas sous forme de structure microstri. Les composants du circuit de filtrage sont réalisés par une inductance en fil d'or et une couche mince condensateur qui ont un paramètre parasite minimal. Ce type de structure peut réaliser une caractéristique de filtre large bande pour un canal haute fréquence et un canal basse fréquence. Afin de réduire les interférences entre la bande de fréquence basse et la bande de fréquence élevée du duplexeur, des circuits de bande basse et haute fréquence sont réalisés par une structure de filtre complémentaire et l'admittance (ou impédance) des ports de sortie est presque un nombre réel constant dans toute la bande de fréquence. Il n'y a pas de points de résonance anormaux dans deux bandes de fréquences. Les résultats des tests montrent que la perte d'insertion de ce duplexeur est inférieure à 3,7 dB à 3 GHz et inférieure à 3,6 dB à 20 GHz. En raison de ses bonnes performances, ce duplexeur plan passif a été appliqué au port

source de signal d'agilité de fréquence à large bande pour réaliser une sortie combinée. Ce duplexeur passif large bande peut résoudre efficacement le problème de fuite de la tension de commande sur le canal RF lors de la commutation du signal.

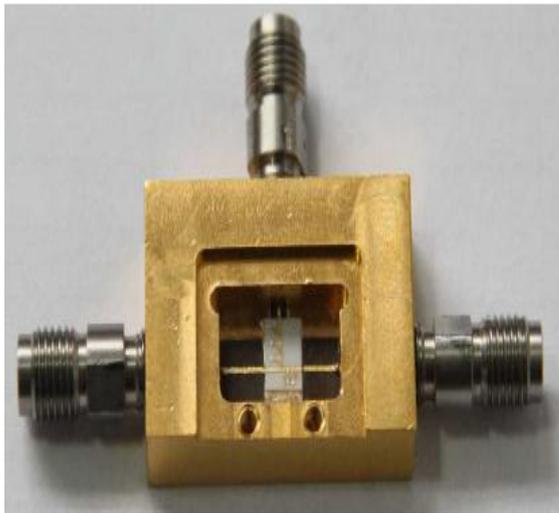


(a)

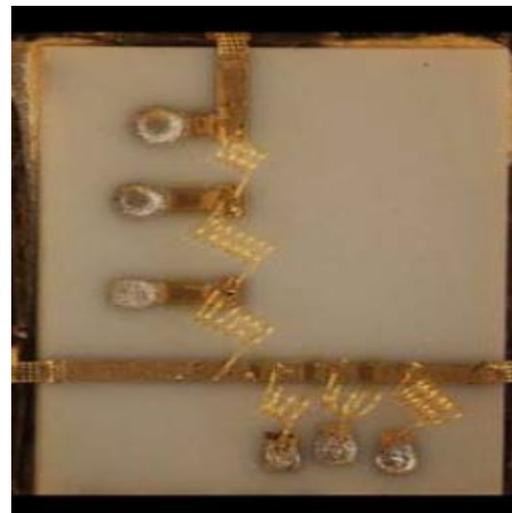


(b)

**Figure II-34:** a) modèle à paramètre localisés du duplexeur complémentaire complet, b) résultat de la simulation de l'ensemble complémentaire du duplexeur.



(a)



(b)

**Figure II-35 :** image du duplexeur large bande, a) cavité d'essai, b) circuit duplexeur.

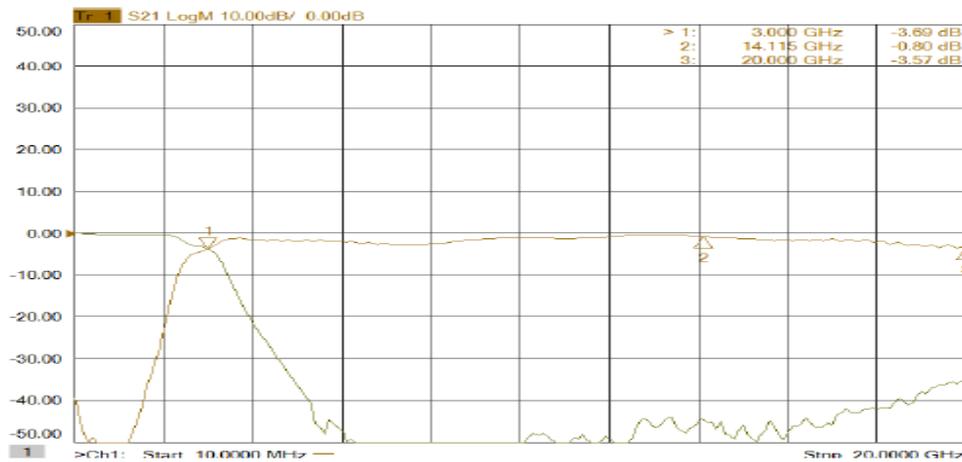


Figure II-36: résultat du test du duplexeur large bande.

#### ❖ Un duplexeur HTS compact pour Application de communication

Qiang Zhang et al [94] disent que Un duplexeur d'entrée microbande supraconducteur à haute température (HTS) compact en bande L pour les applications de communication par satellite a été mis au point. Le duplexeur a deux canaux de sortie avec des fréquences centrales à 1200 et 1250 MHz, respectivement. Il a été fabriqué sur une seule pièce de film mince YBCO double face sur substrat LaAlO<sub>3</sub> de 26 × 42 mm. Le duplexeur consiste en une jonction en T et deux filtres passe-bande, c'est-à-dire un filtre à dix pôles et un filtre à huit pôles pour les deux canaux de transmission, respectivement. Les deux filtres passe-bande HTS ont été spécialement conçus pour supprimer la bande passante parasite de deuxième harmonique. De plus, un filtre coupe-bande HTS est ajouté au duplexeur pour améliorer la réjection hors bande dans une bande de fréquence spéciale. En raison des conceptions spéciales précédentes, en plus d'une très faible perte d'insertion (0,2 dB), En bordure de bande considérablement nette (21 dB / MHz) et avec un bon rapport d'ondes stationnaires (meilleur que 1,4: 1), une réjection hors bande beaucoup plus profonde (plus de 75 dB) peut être réalisée dans une plage de fréquences beaucoup plus large, à savoir , jusqu'à 3 GHz, qui est presque trois fois plus élevé que la fréquence centrale des bandes passantes.

Bien que tous les éléments du duplexeur soient intégrés dans un film YBCO en une seule pièce et que le compact, une excellente isolation (supérieure à 80 dB) entre les deux canaux a toujours été atteinte.

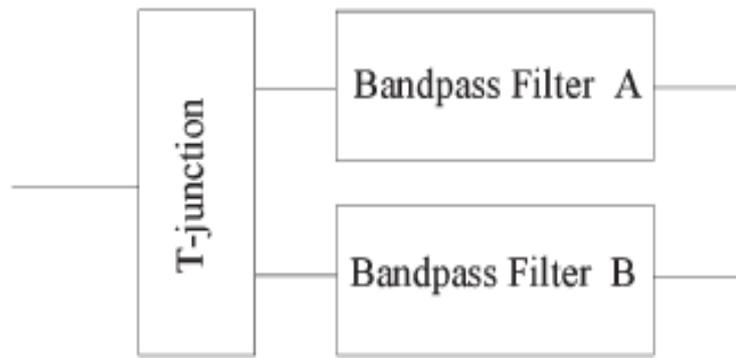
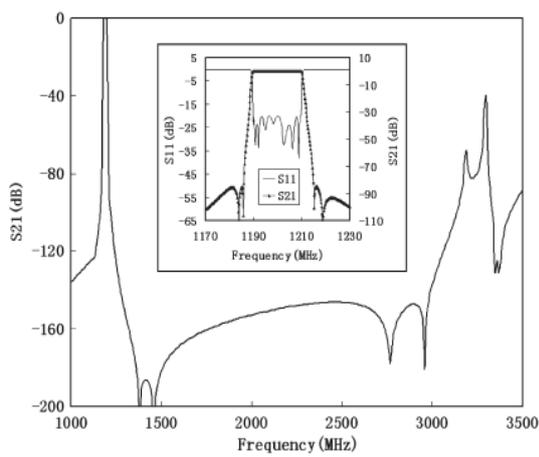
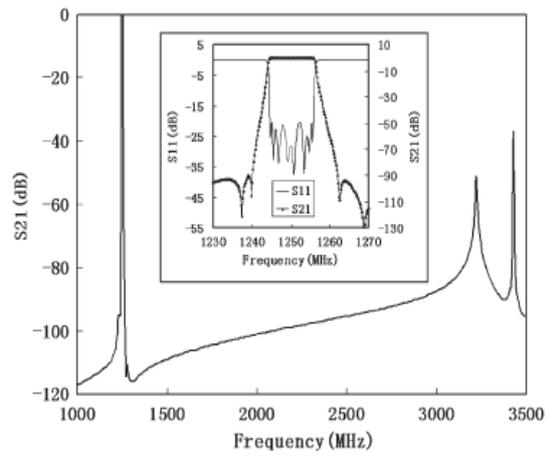


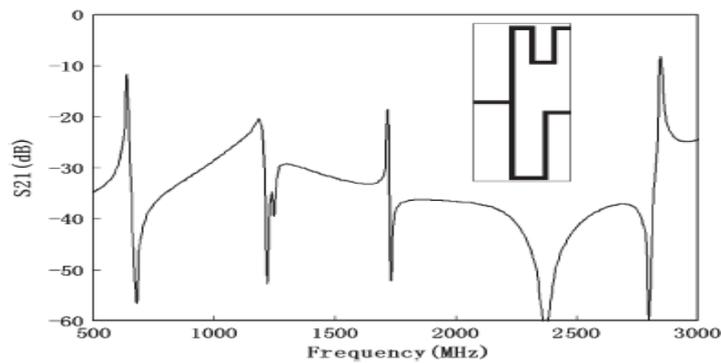
Figure II-37: Schéma fonctionnel du duplexeur proposé.



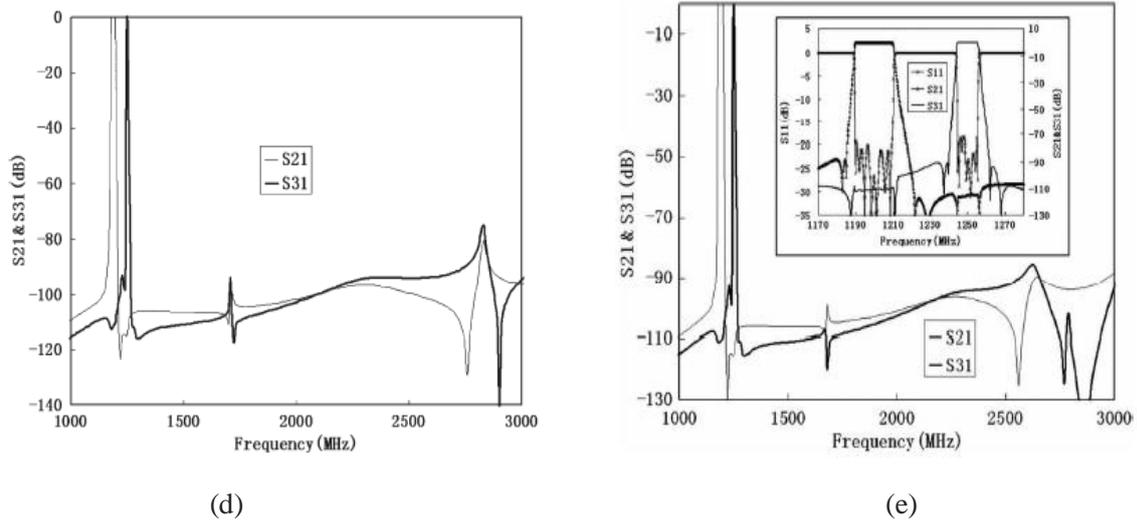
(a)



(b)



(c)



**Figure II-38:** a) Réponse simulée du filtre A, b) Réponse simulée du filtre B, c) Modèle (encadré) et réponse simulée de la jonction en T, d) Réponse simulée du duplexeur, e) Réponse simulée du duplexeur avec des banches coupées.

#### ❖ Duplexeur FBAR (Résonateur Acoustique en Vrac à couche mince) pour applications sans fil

Un duplexeur comprenant un filtre émetteur ( $Tx$ ) et un filtre récepteur ( $Rx$ ) utilisant des résonateurs acoustiques en couche mince ( $FBARs$ ) pour utilisation dans la bande 1900 MHz PCS est présenté. Le rejet minimum typique pour le filtre  $Rx$  est  $> 50$  dB dans la bande 1850-1910 MHz et pour le filtre  $Tx$  sont  $> 40$  dB dans la bande 1930-1990 MHz. Le duplexeur nécessite des filtres pour poser une caractéristique de décroissance très abrupte en raison de la bande de garde très étroite. En attendant, l'impédance d'entrée doit avoir une impédance élevée dans la bande d'arrêt de chaque filtre pour garantir que le signal de réception ira au filtre  $Rx$  et que le signal de transmission ira uniquement à l'antenne. Le présent document propose une méthodologie systématique de conception d'un duplexeur pour répondre à toutes les exigences ci-dessus en utilisant des  $FBARs$  avec un minimum de dispositifs auxiliaires [95].

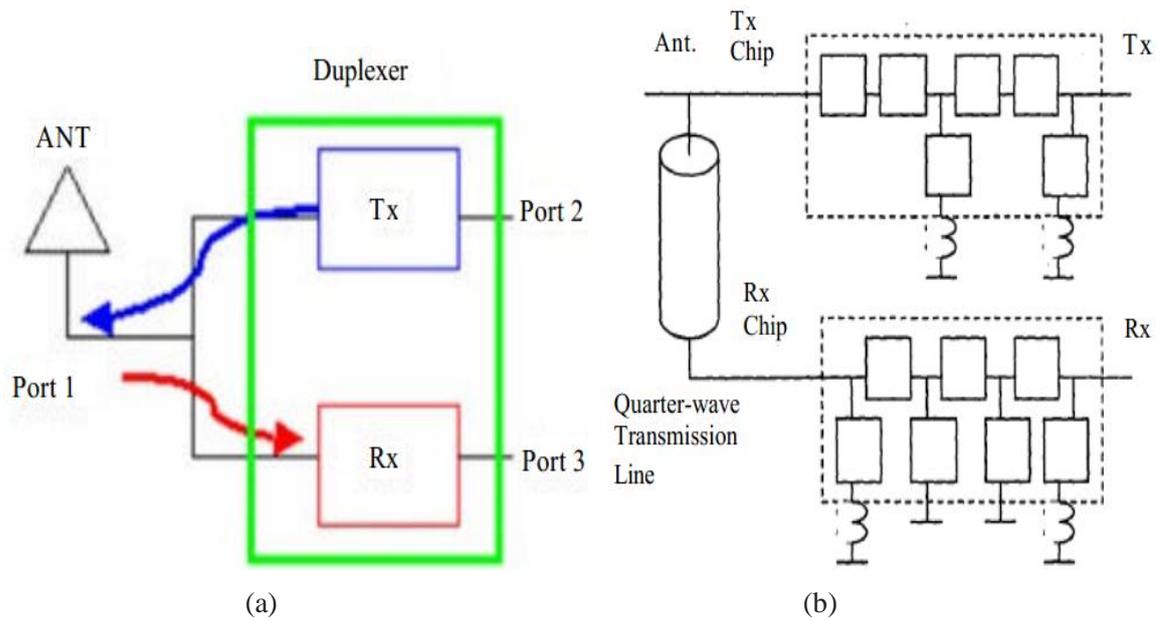


Figure II-39: a) La configuration du duplexeur, b) Configuration du duplexeur FBAR Agiles.

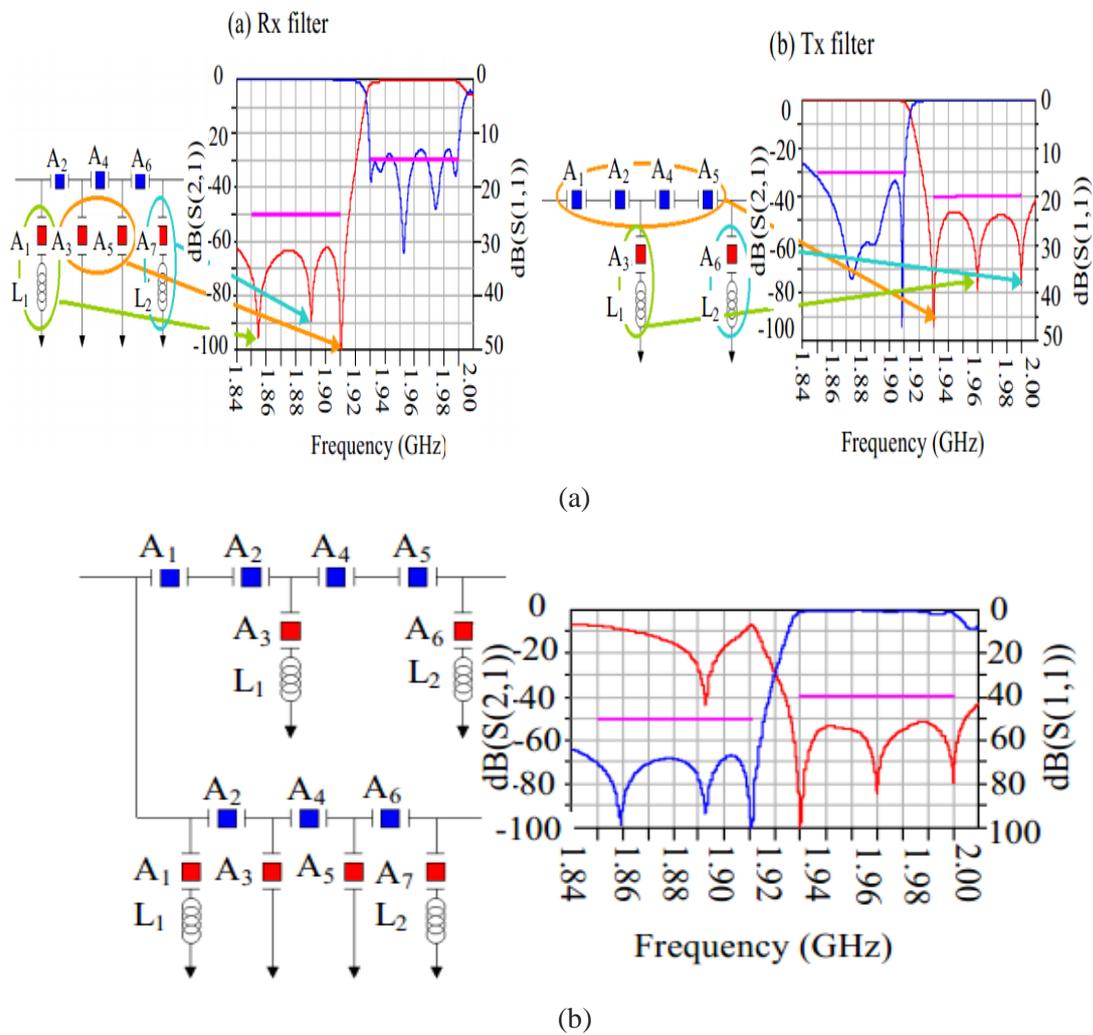
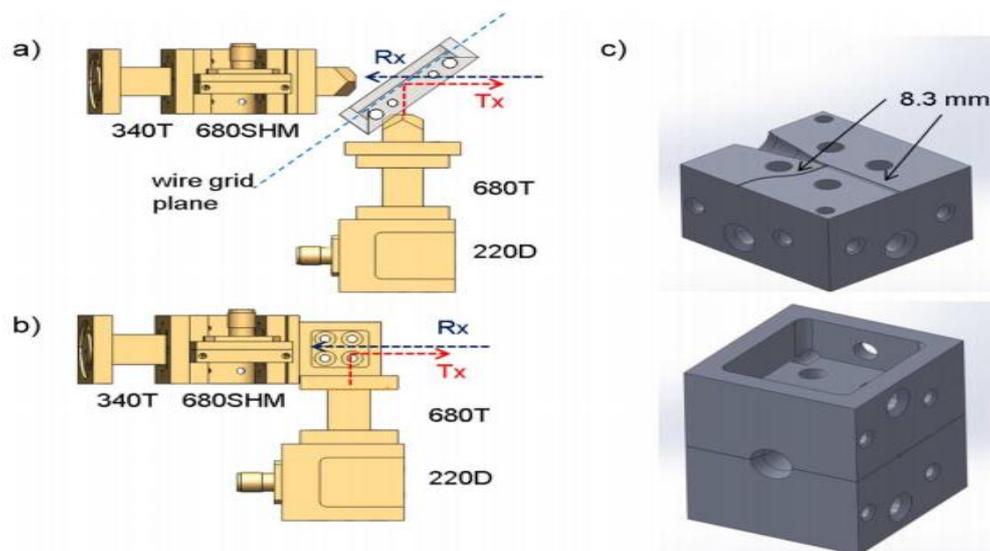


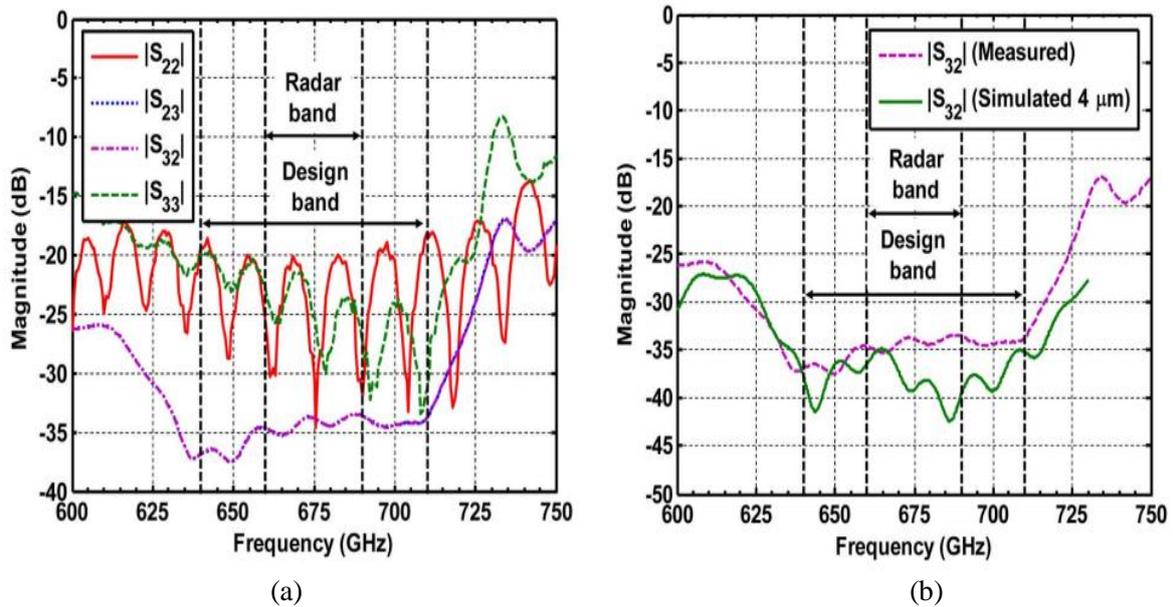
Figure II-40: a) Les S21 et S11 des filtres Rx et Tx, b) Le filtre Rx et le filtre Tx sont connectés directement.

❖ **Duplexage compact pour un radar à 680 GHz utilisant un transducteur d'orthomode à guide d'onde**

Carlos A. Leal-Sevillano et al [96], présentent Une combinaison compacte d'un transmetteur orthomode à guide d'ondes 680 GHz (OMT) et d'un klaxon circulaire a été conçue, testé et caractérisé dans le duplexeur d'un émetteur-récepteur radar. La capacité de duplexage est mise en œuvre par une solution hybride de guide d'ondes quasi optique, combinant une polarisation linéaire OMT et un polariseur à réseau externe. L'isolement entre les flanges des ports orthogonaux de l'OMT a été mesuré avec un réseau vectoriel doit dépasser 33 dB sur une largeur de bande >10% entre 630 et 710 GHz. Les mesures étalonnées du facteur Y à l'aide d'un mélangeur raccordé aux ports OMT révèlent des pertes par les voies d'émission et de réception qui totalisent une moyenne de 4,7 dB de perte dans les deux sens sur 660-690 GHz. Ceci est cohérent avec les mesures de sensibilité radar qui comparent le nouveau OMT/horn avec un séparateur de faisceau à grille de fils quasi optique. De plus, l'évaluation des performances du radar valide l'OMT en tant que substitut compact approprié du réseau filaire pour le radar d'imagerie à courte portée 680 GHz du JPL.



**Figure II-41:** Configurations frontales radar. (a) Duplexeur de grille métallique. (b) OMT/Horn Bloc. (c) Détail du split-bloc OMT/Horn.



**Figure II-42:** a) Paramètres de diffusion mesurés de l'OMT/Horn, b) Comparaison entre l'isolement mesuré et l'isolement simulé. La simulation comprend un désalignement de 4  $\mu\text{m}$  et une perte d'environ 0,3 dB/mm pour les longueurs de guide d'onde de 8,3 mm

❖ **Duplexeur à guide d'ondes à polarisation circulaire 225 GHz basé sur un polariseur à transducteur ortho mode septum**

Carlos A. Leal-Sevillano et al [97], Dans cet article, nous présentons la modélisation et la validation expérimentale d'un duplexeur à guide d'ondes à haute isolation, compact et fiable fonctionnant à 225 GHz. Alors que les duplexeurs basés sur des circulateurs à ferrite sont des composants clés de nombreux systèmes radar mono statiques, la performance des circulateurs à guide d'ondes se détériore rapidement aux fréquences de la bande W et au-delà. La conception présentée ici utilise un concept de duplexage sans ferrite basé sur l'émission et la réception en polarisations circulaires orthogonales. La polarisation circulaire est générée dans un guide d'ondes à l'aide d'un transducteur polariseur ortho mode septum, ce qui permet d'obtenir un dispositif compact avec une seule antenne à cône. Le duplexeur complet est conçu en utilisant d'algorithmes numériques efficaces, ce qui donne lieu à un dispositif fabriqué avec une largeur de bande fractionnelle mesurée de 10 %, une perte de retour meilleure que 20 dB, une isolation de 30 dB et une perte d'insertion en dessous de 1 dB.

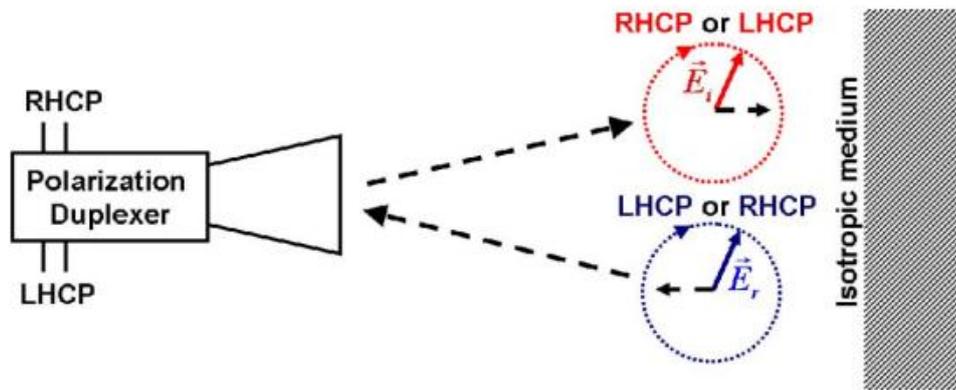


Figure II-43: Principe de fonctionnement du duplexage basé sur la polarisation circulaire.

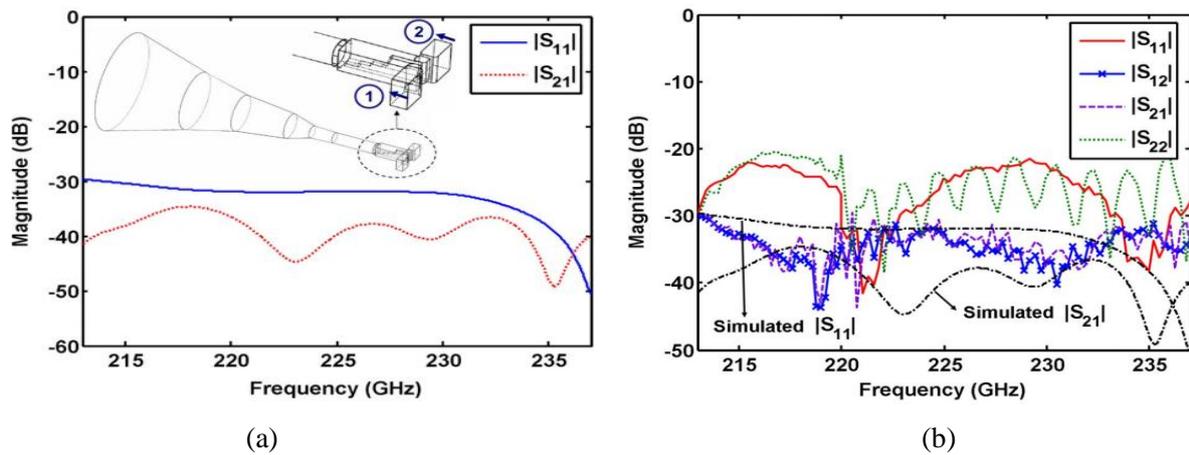
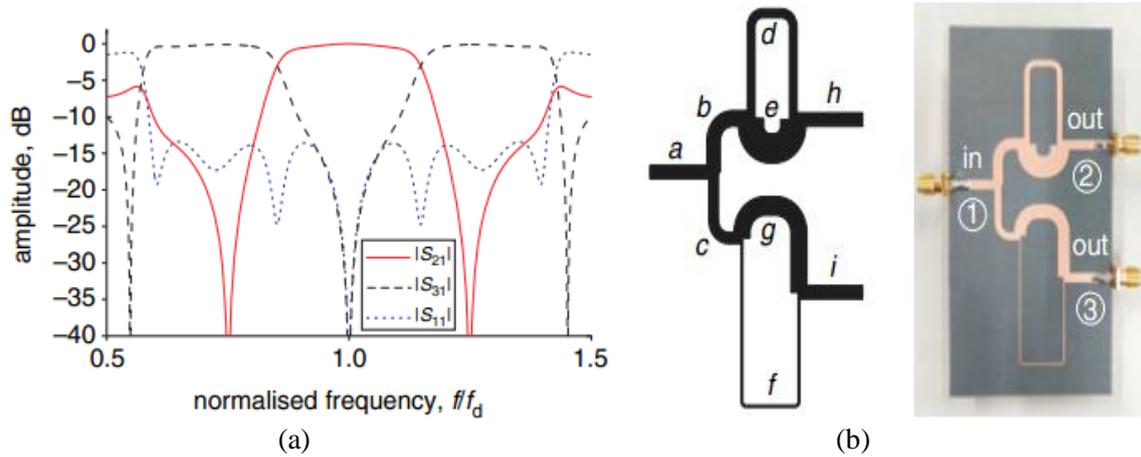


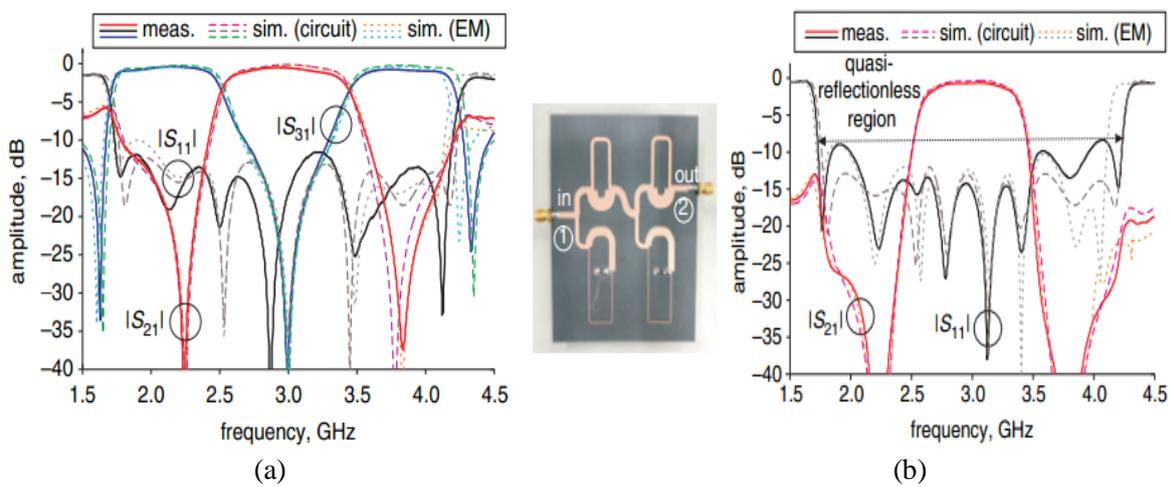
Figure II-44: a) Paramètres de diffusion (perte de retour et isolation) obtenus dans la simulation pleine onde du duplexeur complet, b) Paramètres de diffusion mesurés du duplexeur. Différents élargisseurs de bande de fréquences ont été utilisés, WR-5 jusqu'à 220 GHz et WR-3 pour le reste de la bande.

❖ **Duplexeur de brouillage de signal à large bande avec canaux à bande simple/double contigus et son application aux produits quasi-absorbants filtres passe-bande**

Rober to Gómez-García et al [98], Un type de duplexeur planaire à large bande de brouillage du signal avec canaux à bande unique et à double bande est présenté. Il exploite des canaux à signaux interférentiels transversaux avec des fonctions contiguës de transfert par filtrage à bande passante simple ou double. De plus, en terminant le canal bi bande par une résistance d'impédance de référence, on obtient un filtre passe-bande à large bande (BPF) avec des bandes d'arrêt quasi absorbantes.



**Figure II-45:** (a) Paramètres de transmission de puissance ( $|S_{21}|$  et  $|S_{31}|$ ) et de réflexion ( $|S_{11}|$ ) d'un duplexeur synthétisé théoriquement, par exemple avec des canaux simple/double bande, (b) Mise en page et photographie d'un prototype de duplexeur à microbande avec canaux contigus à bande simple/double.

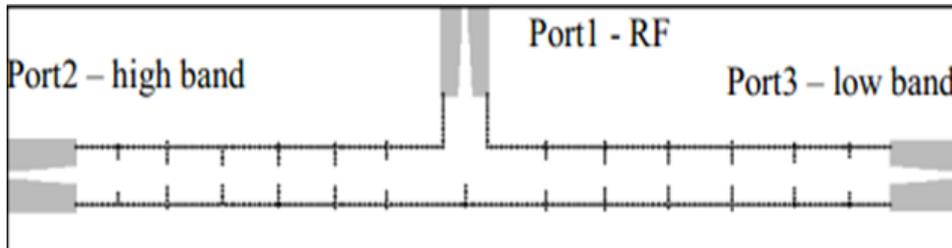


**Figure II-46:** (a) Paramètres simulés (circuit et EM) et mesurés de transmission de puissance ( $|S_{21}|$  et  $|S_{31}|$ ) et de réflexion ( $|S_{11}|$ ) du prototype de duplexeur microbande duplexeur, (b) Paramètres photographiques, simulés (circuit et EM), de transmission de puissance mesurée ( $|S_{21}|$ ) et de réflexion d'entrée ( $|S_{11}|$ ) du prototype BPF à microbande avec bande de freinage quasi absorbante.

## II-7-Quelque duplexeurs en technologie SIW

Un duplexeur de guide d'onde d'intégration de substrat représente une partie de corps principale comme il sert à connecter entre les extrémités communes, une extrémité de sortie de canal du filtre de réception et une extrémité de réception de canal du filtre de transmission. Ce type de duplexeur se caractérise par une structure simple et une petite taille.

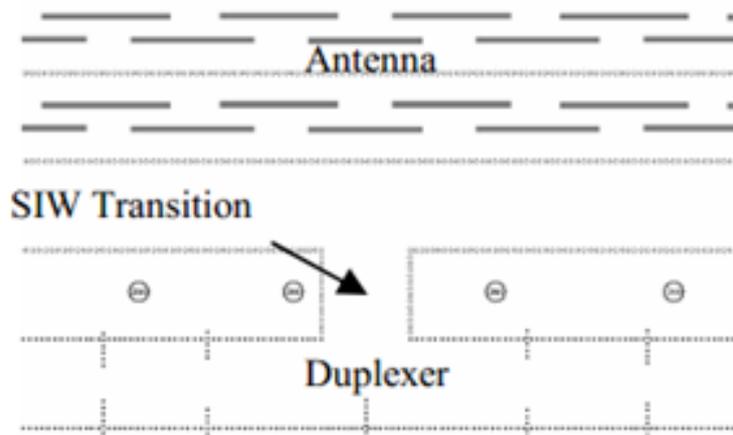
Un duplexeur est conçu entre l'antenne et le Tx/Rx. La figure 3 montre la disposition des orifices. Ce duplexeur est conçu en combinant deux filtres SIW à cinq cavités et est fabriqué pour le test. La  $S_{11}$  mesurée est inférieure à  $-14\text{dB}$  à partir de  $10,7\text{ GHz}$  à  $11,7\text{ GHz}$ ,  $S_{22}$  est inférieur à  $-15\text{dB}$  à partir de  $11,2\text{ GHz}$  à  $11,6\text{ GHz}$ ,  $S_{33}$  est inférieur à  $-15\text{dB}$  de  $10,6\text{ GHz}$  à  $11,1\text{ GHz}$ . La perte d'insertion mesurée de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  est inférieure à  $2,6\text{ dB}$ . L'isolement mesuré entre le port2 et le port3 est plus de  $35\text{dB}$ .



**Figure II-47:** structure de SIW duplexeur.

### Intégration du système

Connexions entre les composants du circuit : L'antenne et le duplexeur sont combinés en utilisant la transition SIW, d'après la Fig. 6. La transition SIW-microstrip est remplacée par une transmission SIW droite, ce qui permet de faire un réseau d'antennes SIW et un duplexeur intégrés.

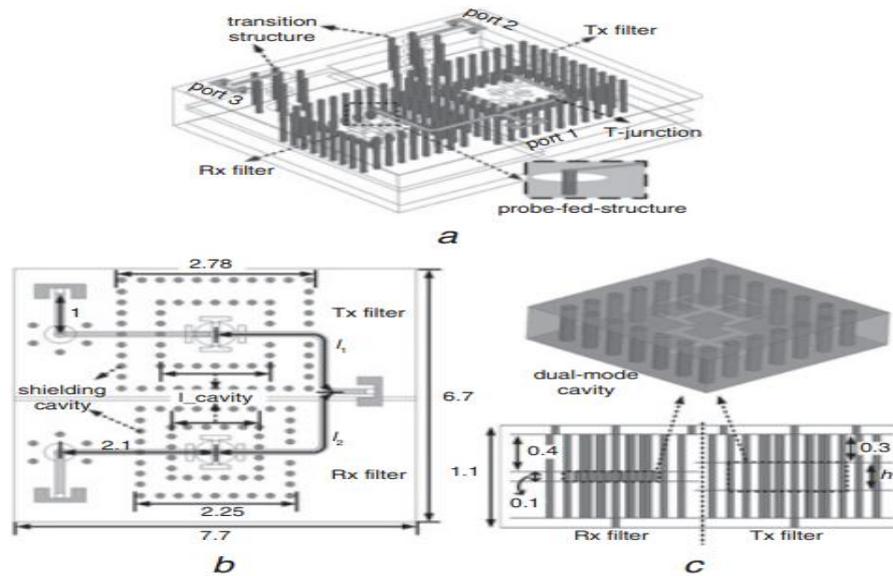


**Figure II-48:** transition entre l'antenne SIW et le duplexeur.

### ❖ Duplexeur 60 GHz à double mode de fonctionnement Filtre SIW avec zéros de transmission unilatérale

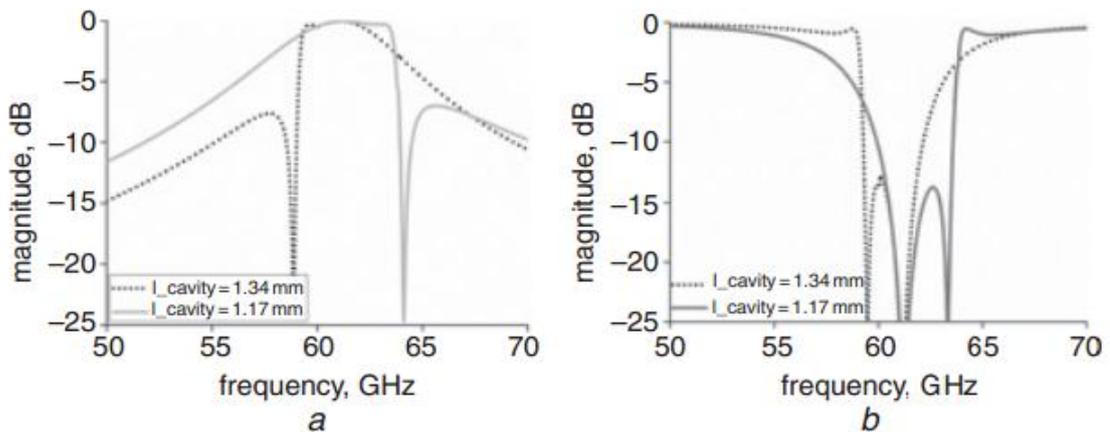
Une nouvelle topologie pour la conception de duplexeurs 60 GHz est présentée. Les filtres du récepteur ( $Rx$ ) et de l'émetteur ( $Tx$ ) du duplexeur, qui ont été construits à l'aide de cavités de guide d'ondes intégré au substrat (SIW) à double mode e, peuvent présenter un zéro de transmission d'un

seul côté. Les zéros de transmission ont été disposés de manière à obtenir une isolation de canal et une sélectivité de fréquence élevées. Les résultats confirment que le duplexeur fabriqué peut atteindre une isolation  $Rx/Tx$  supérieure à 30 dB [99].

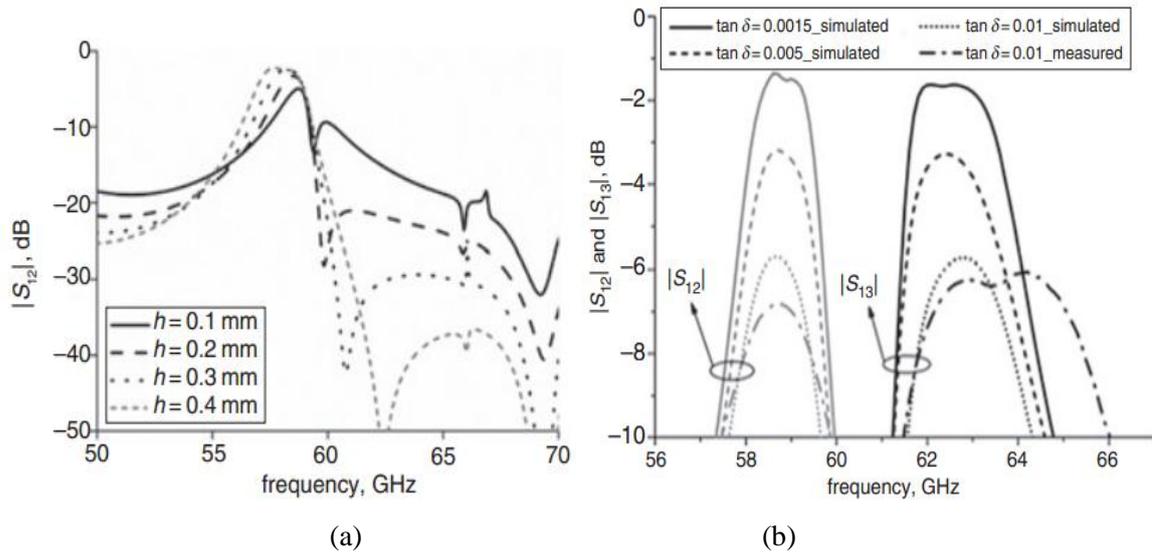


**Figure II-49:** Structure duplexeur proposée (les dimensions sont en millimètres)

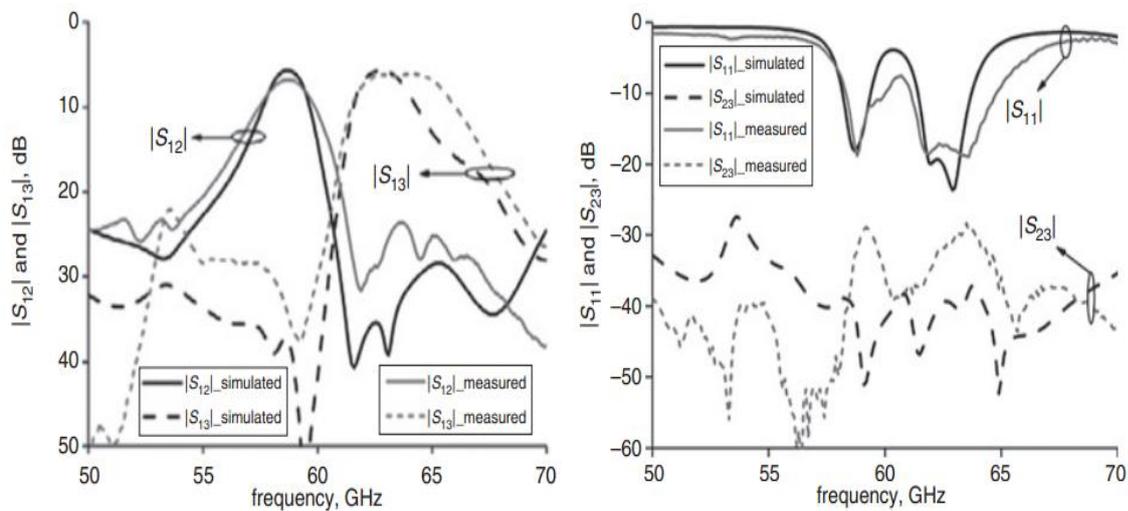
a) Vue en perspective, b) Vue de dessus, c) Vue de côté.



**Figure II-50:** Réponses en fréquence des filtres  $Tx/Rx$  par rapport à la longueur latérale de la cavité bimode SIW, a) Transmission, b) Réflexion.



**Figure II-51:** a) Réponse en fréquence du filtre de canal  $T_x$  en fonction de la hauteur de la cavité  $h$  avec  $\tan \delta = 0.005$ , b) Pertes d'insertion simulées et mesurées du duplexeur proposé par rapport à la tangente de perte,  $\tan \delta$ .

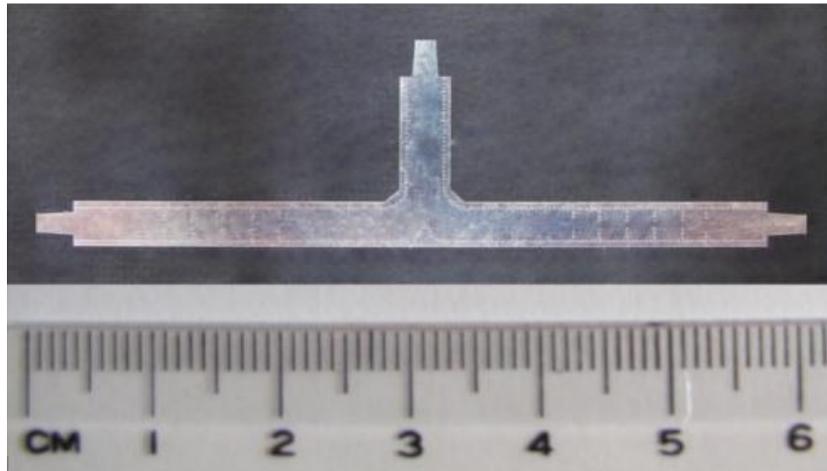


**Figure II-52:** Réponses en fréquence simulées et mesurées du duplexeur proposé ( $\tan \delta = 0,01$ ) a) Réponses  $S_{12}$  et  $S_{13}$  b)  $S_{11}$  et  $S_{23}$ .

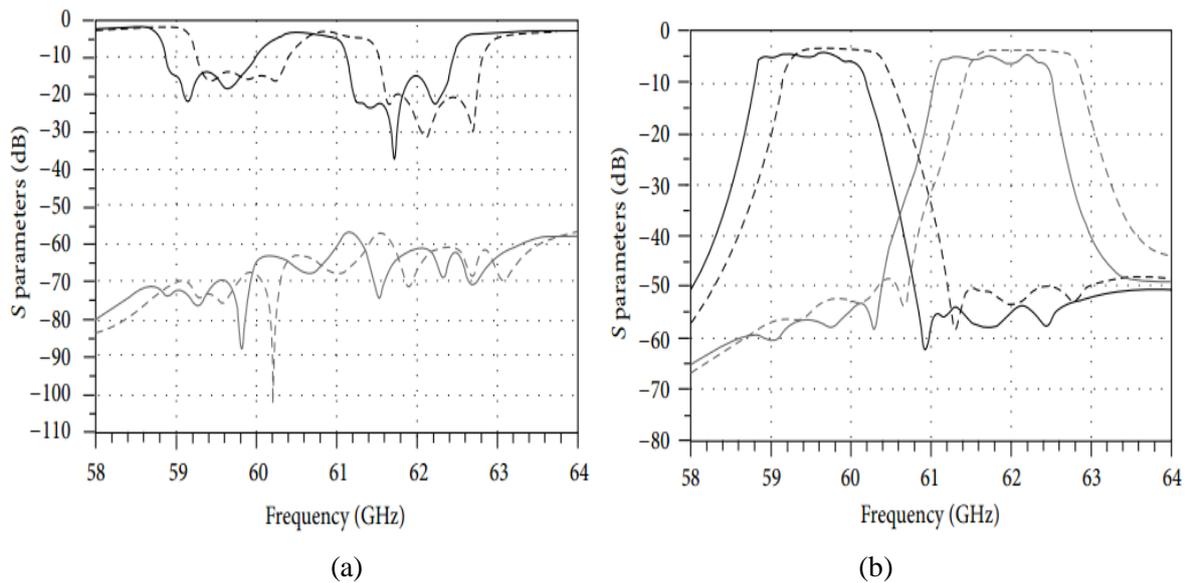
❖ **Un duplexeur planaire à 60 GHz basé sur la technologie des guides d'ondes intégrés aux substrats**

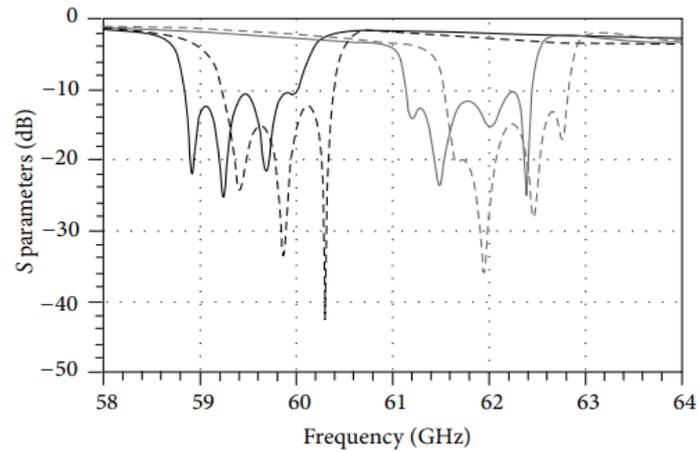
Un duplexeur planaire à bande de fréquences 60GHz à ondes millimétriques, basé sur un guide d'ondes intégré au substrat (SIW) technologie. Duplexeur se compose d'une paire d'filtres de canal passe-bande SIW de 5ème ordre avec des fréquences centrales à 59,8 GHz et 62,2 GHz. fournissant respectivement 1,67 % et 1,6 % de largeurs de bande relatives. Les transitions SIW vers microbande au niveau des ports duplexeurs permettent l'intégration dans les systèmes un émetteur-récepteur à ondes millimétriques à l'avant. Les mesures sont en bon accord avec la simulation électromagnétique,

avec des rapports très détaillés. Bonne isolation des canaux, faibles pertes de rendement et pertes d'insertion modérées dans les bandes passantes. il a proposé le diplexeur planaire SIW. Est intégré à l'extrémité avant d'un émetteur-récepteur à ondes millimétriques pour les applications de liaison sans fil point à point multi gigabit 60 GHz, assurant une isolation élevée entre les canaux d'émission et de réception [100].



**Figure II-53:** Diplexeur planaire SIW 60 GHz.





(c)

**Figure II-54:** a) Performances du duplexeur en termes de perte de retour de port commun et d'isolation de canal à canal, b) Performances du duplexeur en termes de perte d'insertion des ports de réception et d'émission, c) Performances du duplexeur en termes de perte de retour des ports de réception et d'émission.

## II-8-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons concentré nos efforts sur la conception et la réalisation des duplexeurs.

Dans un premier temps, nous avons parlées sur les fonctions et les propriétés du duplexeur, ensuite nous avons données toute l'attention à l'ordre des duplexeurs radar.

Enfin, à partir de ces deux chapitres nous avons parlées sur plusieurs applications qui est raccordées la technologie SIW avec le duplexeur.

## **Chapitre III**

### **Présentation des résultats de simulation**

### III.1. Introduction

Avec le développement des programmes informatiques les logiciels de simulations sont très largement utilisé aujourd'hui dans différentes domaines.

Dans le domaine électromagnétique plusieurs logiciels de simulation sont disponibles utilisant différentes méthodes numériques comme CST, HFSS, ADS. Le choix de logiciel de simulation dépend donc des critères de la conception par exemple la taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie, dans notre cas nous allons utiliser le logiciel CST.

Le logiciel CST microwave studio est un outil spécialisé pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme des hautes fréquences, il simplifie la conception des structures en fournissant des solides 3D pour modéliser chaque élément.

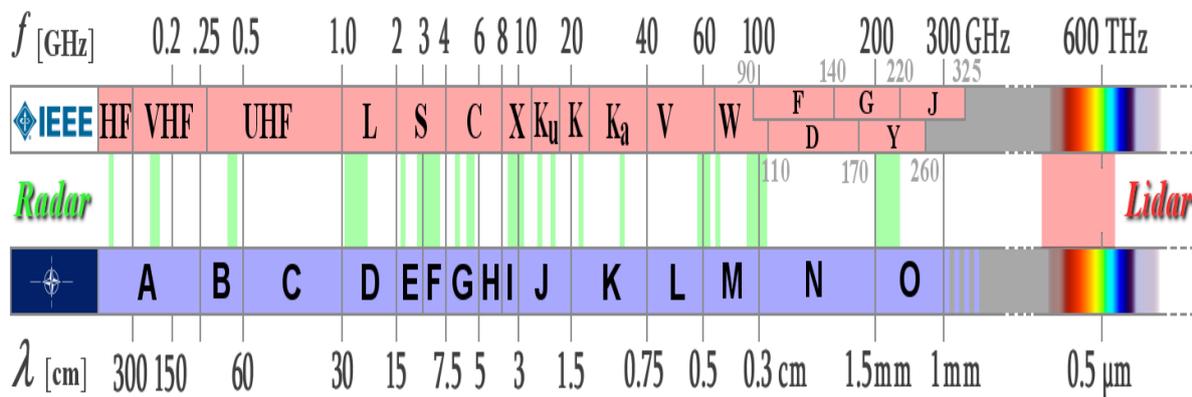


Figure III-1: Bande de fréquences et leurs applications

### III.2. Caractéristiques du logiciel CST Microwave studio

Le logiciel CST Microwave studio a plusieurs caractéristiques parmi lesquelles on site :

- Une bonne base de données des matériaux.
- La structure peut être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma.
- Très bonne performance en raison de rapprochement frontière parfaite.
- La rapidité et la bonne mémoire technique.

### III.3. Simulation des différentes structures GIS

Dans ce chapitre nous allons étudier et analyser les résultats de simulations des guides à base de la technologie SIW fonctionnant en bande S qui s'étale sur [2-4GHz], la bande C qui s'étale sur

[4-8 GHz], et le HMSIW de ces deux bandes, ainsi que le duplexeur. En utilisant le logiciel de simulation disponible au niveau du laboratoire de télécommunication CST Microwave studio (compter simulation technologie). Et a partir de ces équations en trouve les valeurs de chaque bande

$$fc = \frac{f_0}{1,5} \quad (III.1)$$

$$\text{Avec : } f_0 = \frac{f_{min} + f_{max}}{2} \quad \text{et } S = [f_{min}, f_{max}]$$

$$a_{eff} = a_{reel} - \frac{d^2}{0,95P} \quad (III.2)$$

$$\text{Avec : } a_{eff} = \frac{\lambda c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{et : } \lambda c = \frac{c}{fc}$$

$$\frac{1}{5} > \frac{P}{\lambda_{eff}} > \frac{1}{20} \quad (III.3)$$

$$\text{Avec : } \lambda_{eff} = \frac{a_{eff}}{2} \quad \text{donc : } \frac{a_{eff}}{10} > P > \frac{a_{eff}}{40}$$

$$P \leq 2d \quad \text{donc : } d \geq \frac{P}{2} \quad (III.4)$$

$$a_{reel} = a_{eff} + \frac{d^2}{0,95P} \quad (III.5)$$

### III.4. Adaptation et transition

Pour améliorer les performances de nos guides d'ondes dans leurs bandes de fréquences, il est nécessaire de les adapter. Donc on utilise une méthode qui consiste à calculer les impédances de sorties  $Z_p$  sachant celles d'entrées, conformément égales à  $50\Omega$ .

L'impédance de sortie de chaque guide est calculée à partir des formules suivantes :

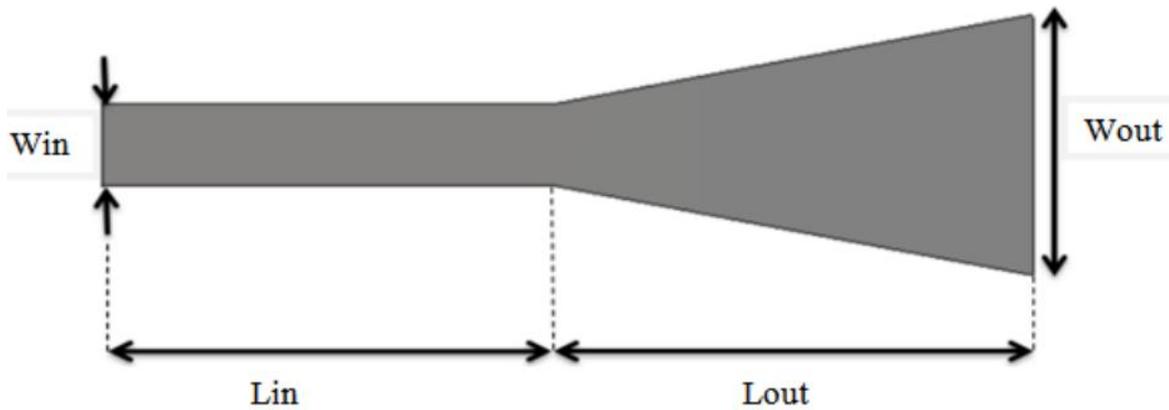
$$Z_p = \left( \frac{\pi^2 \cdot h}{8 \cdot a \cdot s} \right) \quad (III.6)$$

$$\text{Avec : } Z_{TE} = 120 \cdot \pi \left( \frac{\lambda_g}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_r}} \quad (III.7)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda c} \right)^2}} \quad (III.8)$$

Après le calcul de l'impédance de sortie du guide d'onde SIW, nous réaliserons la structure du taper pour chaque guide à l'aide de l'outil de conception ADS, qui sera intégrée au guide d'onde SIW sur notre logiciel CST dans le but d'avoir une adaptation.

La structure générale du taper est illustrée dans la figure III-2



**Figure III-2:** Structure générale du taper des guides SIW avec ces paramètres.

Les paramètres du taper doivent être optimisés dans la bande de fréquence désirée, une fois  $W_{in}$  est fixée en utilisant l'outil de conception ADS il est possible d'estimer les valeurs initiales  $W_{out}$ ,  $L_{in}$ ,  $L_{out}$ .

La même méthode sera utilisée pour calculer les dimensions des taper des guides d'ondes pour chaque bande de fréquence que nous allons étudier, les résultats sont reportés sur le tableau suivant :

	Bande C	Bande S
<b>Impédance d'entrée</b> ( $\Omega$ )	50	50
<b>Impédance de sortie</b> ( $\Omega$ )	24.65	12.56
<b>Dimensions</b> (mm)	$L_{in}=17$	$L_{in} =24$
	$L_{out}=10.8$	$L_{out} =19$
	$W_{in}=3.4$	$W_{in} =3$
	$W_{out}=7.6$	$W_{out} =8$

**Tableau III-1:** Impédances et dimensions des taper pour chaque guide SIW

### III.5. Conception du guide SIW opérant en bande S

Nous allons nous intéresser premièrement à la bande S opérant dans la plage fréquentiel S[2-4] GHz, la conception du guide d'onde intégré au substrat SIW a été basée sur les équations mentionnées dans le chapitre 1. Pour le mode  $TE_{10}$ , Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

Les propriétés	Les valeurs
Permittivité relative	$\epsilon_r=4.3$
Epaisseur du conducteur	$T=0.05$
La fréquence de la coupure	$f_c=2\text{GHz}$
Fréquence min ( $f_{\min}$ )	$f_{\min}=2\text{GHz}$
Fréquence max ( $f_{\max}$ )	$f_{\max}=4\text{GHz}$
Fréquence centrale	$f_0= 3\text{GHz}$
Facteur de dispersion	$t_{gd}=0.018$
Hauteur du substrat	$h =1.54\text{mm}$
La largeur efficace	$W_{siw}=36$
Le diamètre des via	$d=1$
La distance entre les via (centre au centre)	$P=2$
La longueur totale du guide d'onde	$X=30$

Tableau III-2: Les paramètres du SIW dans la bande S.

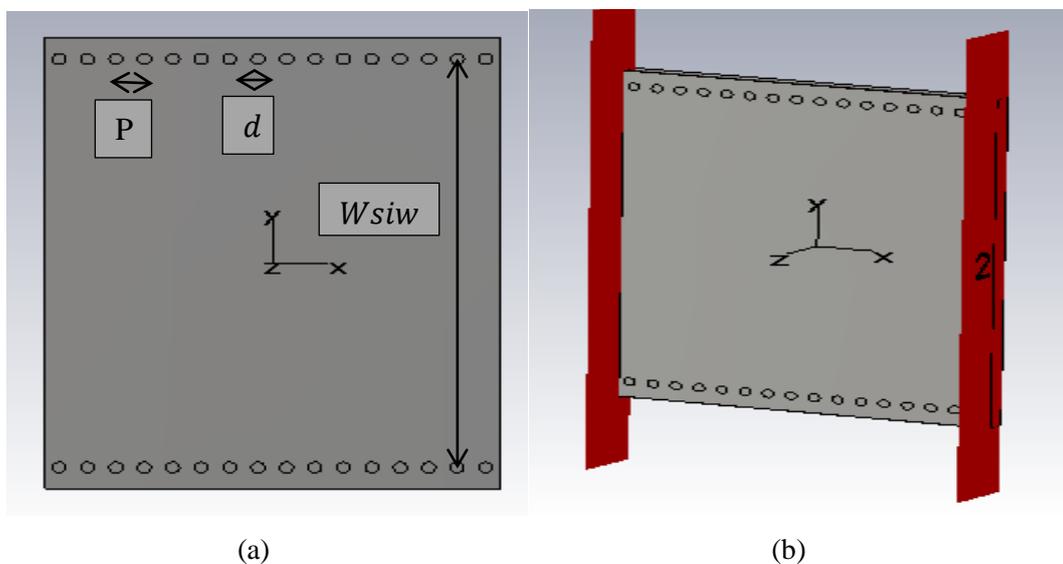
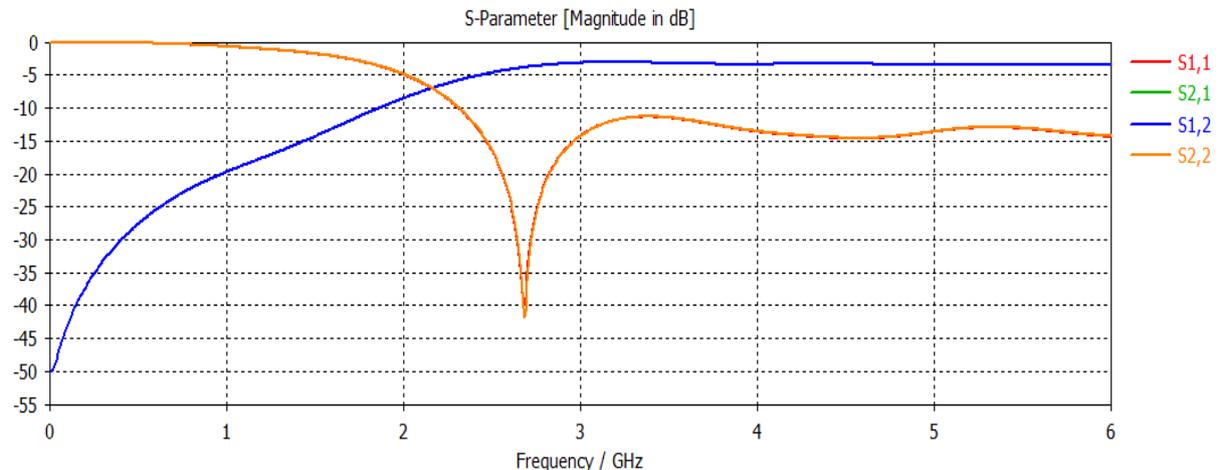


Figure III-3: structure de guide SIW fonctionnant dans la bande S sans taper

(a) Vue de face. (b) vue en perspective

Les résultats obtenus sont schématisés par la figure III-3 qui représente les puissances réfléchies d'entrée et de sortie  $S_{11}$  ainsi que le coefficient de transmission  $S_{21}$ .

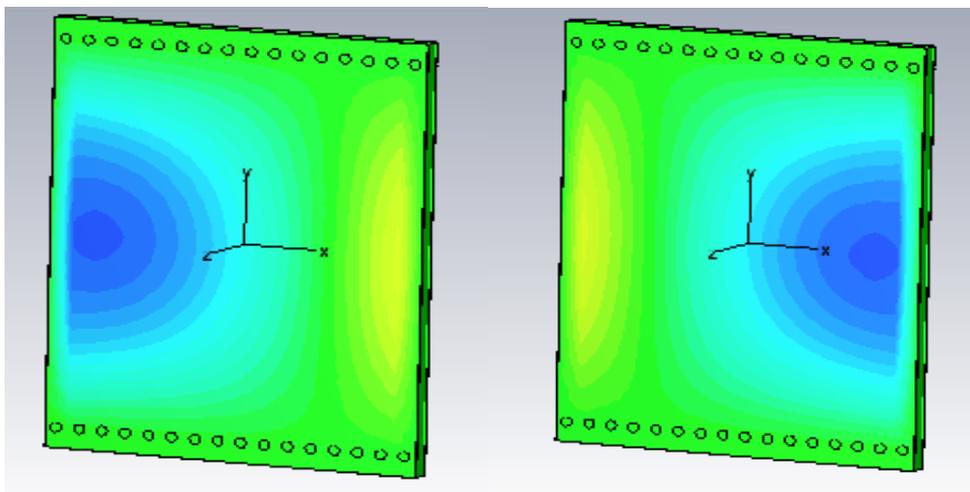


**Figure III-4:** résultat de simulation du guide opérant en bande S.

D'après les résultats de simulation de la figure III-4 on observe que la transmission n'est possible qu'au-delà de la fréquence de coupure qui est de l'ordre de 2GHz. Dans la plage de fréquence [0- 2] GHz, le coefficient de transmission est quasiment nul, il ne dépasse pas -10DB. Dans la bande [2-6] GHz le coefficient de transmission est de l'ordre de -5dB cela signifie que le guide nécessite une adaptation.

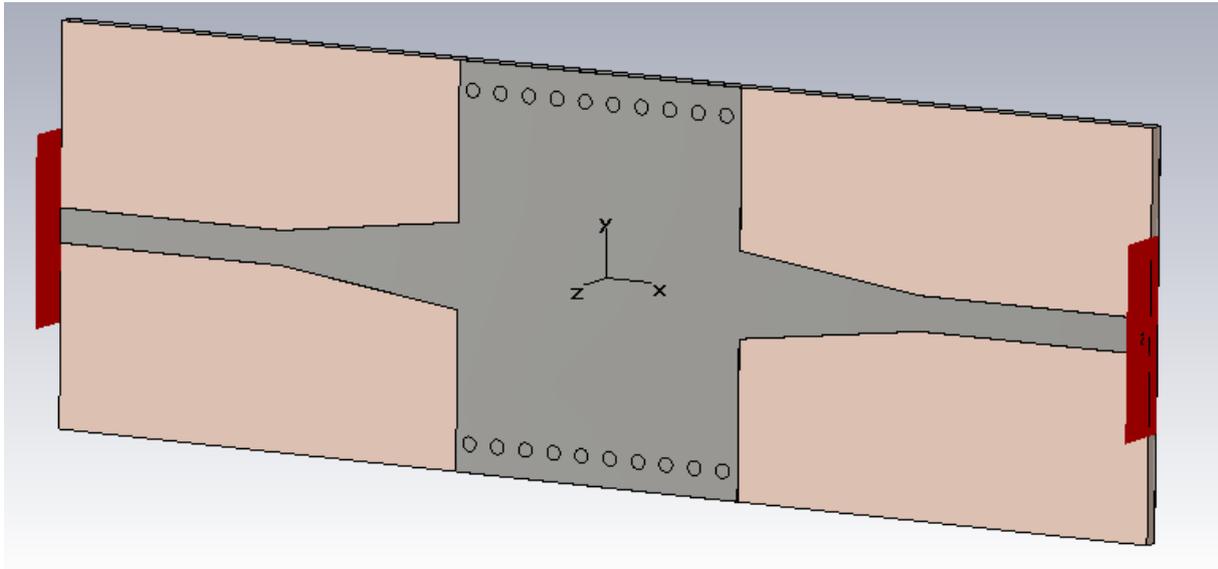
### III.5.1. Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper

Sur la figure ci-dessous, nous schématisons la distribution du champ électrique sur le guide SIW pour  $f=4$ GHz.



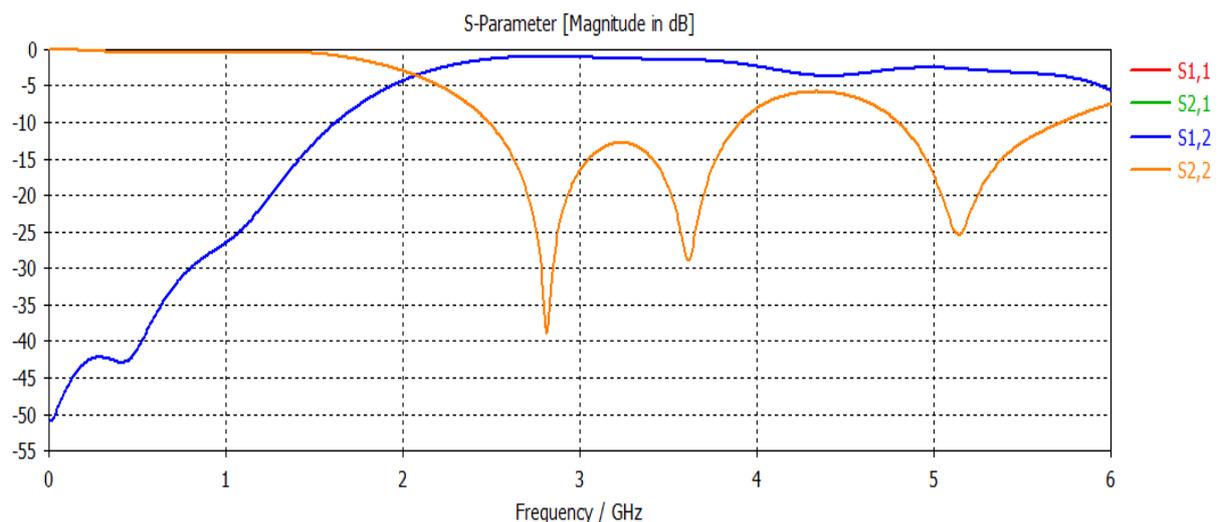
**Figure III-5:** vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper à la fréquence  $f=2.8$  GHz.

Comme nous observons sur la Figure III-5, le champ est bien distribué au niveau du guide d'onde SIW, donc la propagation guidée est en bonne état entre les deux lignes parallèles des via.



**Figure III-6 :** guide SIW en bande S avec taper.

Les coefficients de la transmission et de la réflexion après adaptation sont illustrés dans la figure ci-dessous

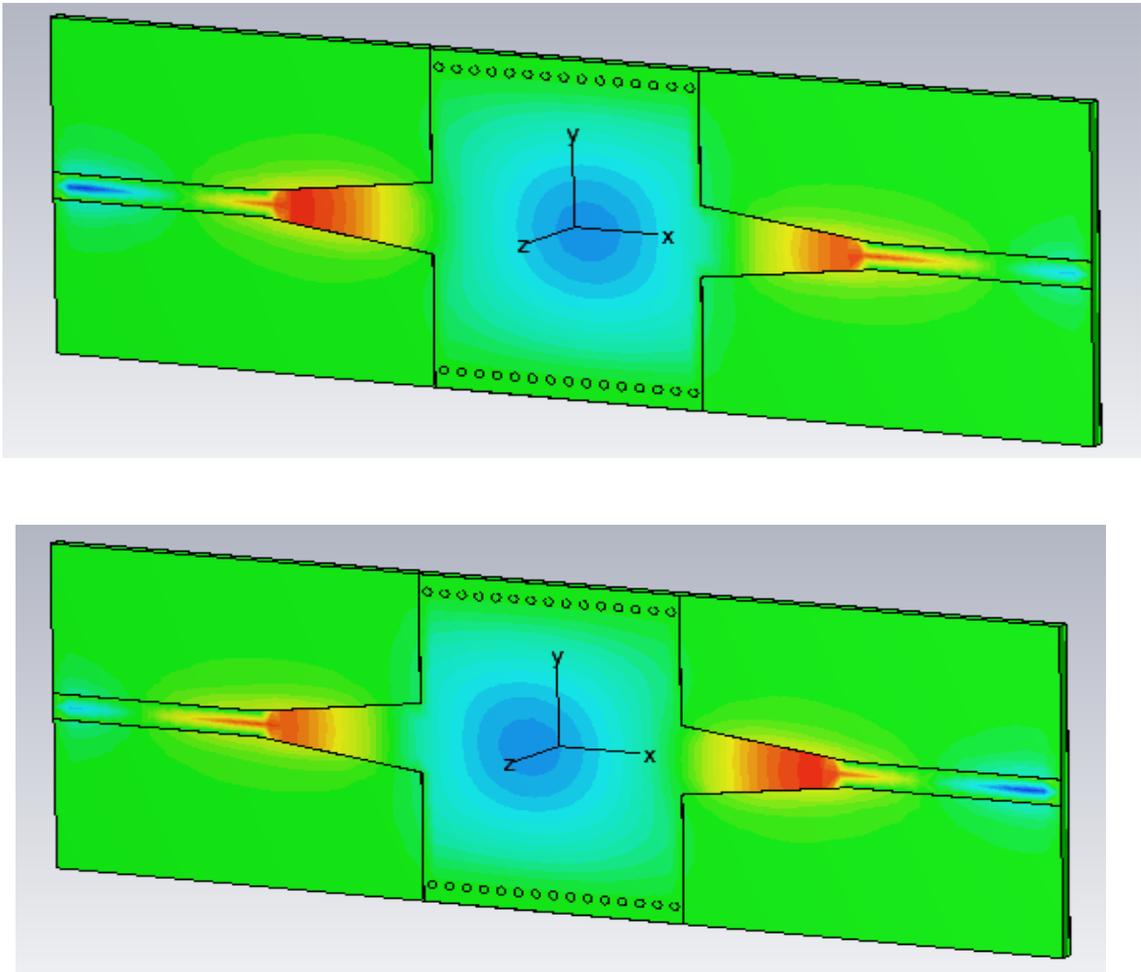


**Figure III-7:** résultat de simulation du guide SIW en bande S avec taper.

Nous remarquons dans la Figure III-7, que dans la bande [0-2] GHz, c'est-à-dire au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c=2\text{GHz}$ , nous avons une transmission presque nulle et une réflexion totale. Au-delà de la fréquence de 2 GHz, nous observons qu'il y a une amélioration du coefficient de transmission qui atteint -2 dB, ainsi que plusieurs pics de résonance se figurent avec des niveaux qui atteignent jusqu'au -39dB autour de 2.8GHz.

### III.5.2. Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper

Dans la figure ci-dessous, nous schématisons la distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper.



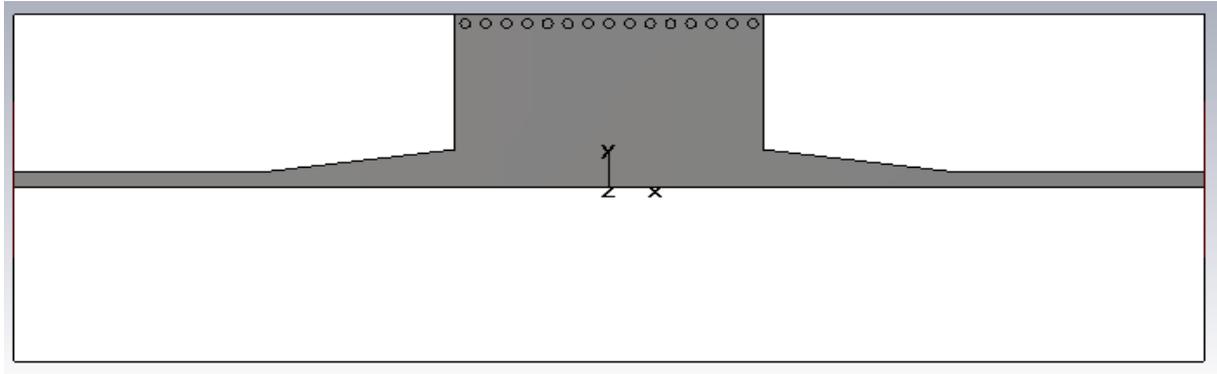
**Figure III-8:** vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence  $f=2.9$  GHz.

Nous remarquons le phénomène de propagation du champ. Le dispositif assure le guidage, le champ est bien localisé et délimité par deux rangés des via-métalliques.

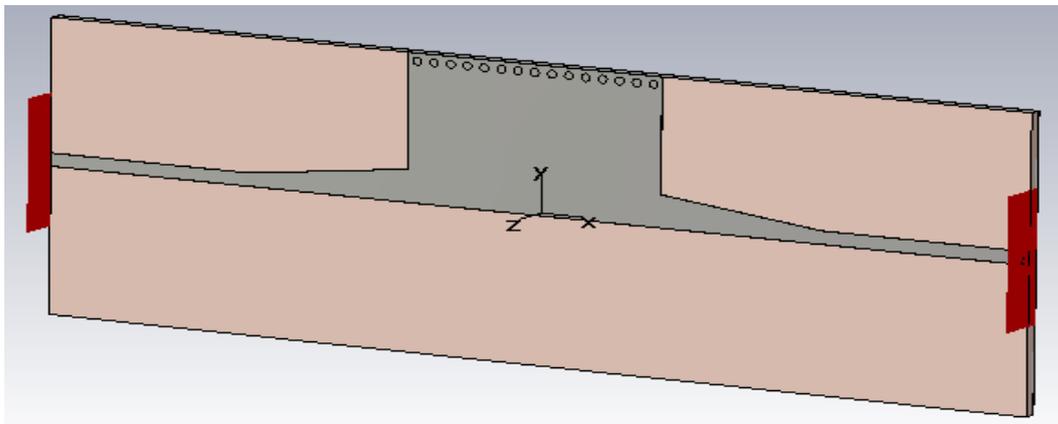
### III.6. Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande S

Maintenant nous allons essayer de concevoir une nouvelle structure d'onde guidée appelée HMSIW «half mode substrate integrated waveguide ». Un HMSIW peut être considéré comme une moitié d'un SIW ce qui peut réduire la taille de près de 50 % sans détériorer la performance. De ce fait

nous avons coupé notre guide précédent en deux guides SIW. La figure ci- dessous représente la nouvelle structure réalisée du guide HMSIW dans la bande S.



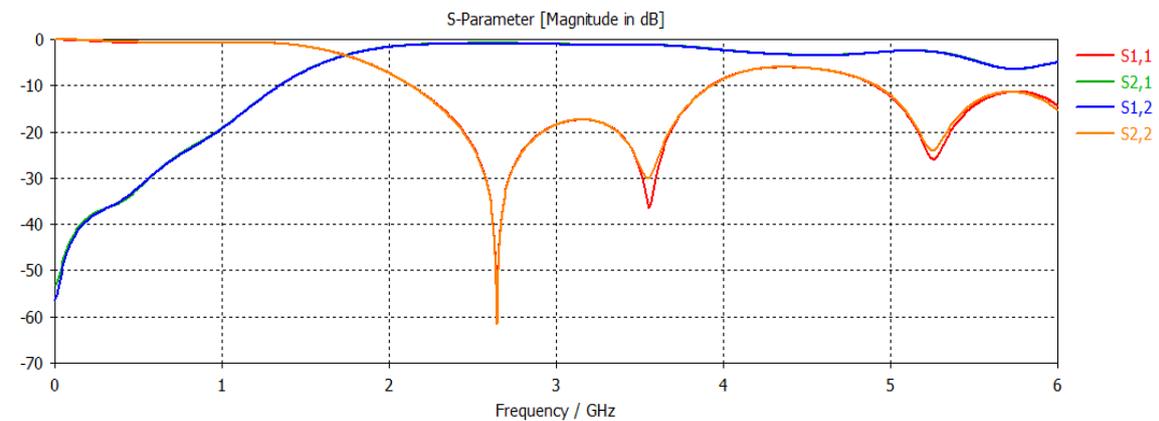
(a)



(b)

**Figure III-9:** Géométrie du HMSIW opérant dans la bande S

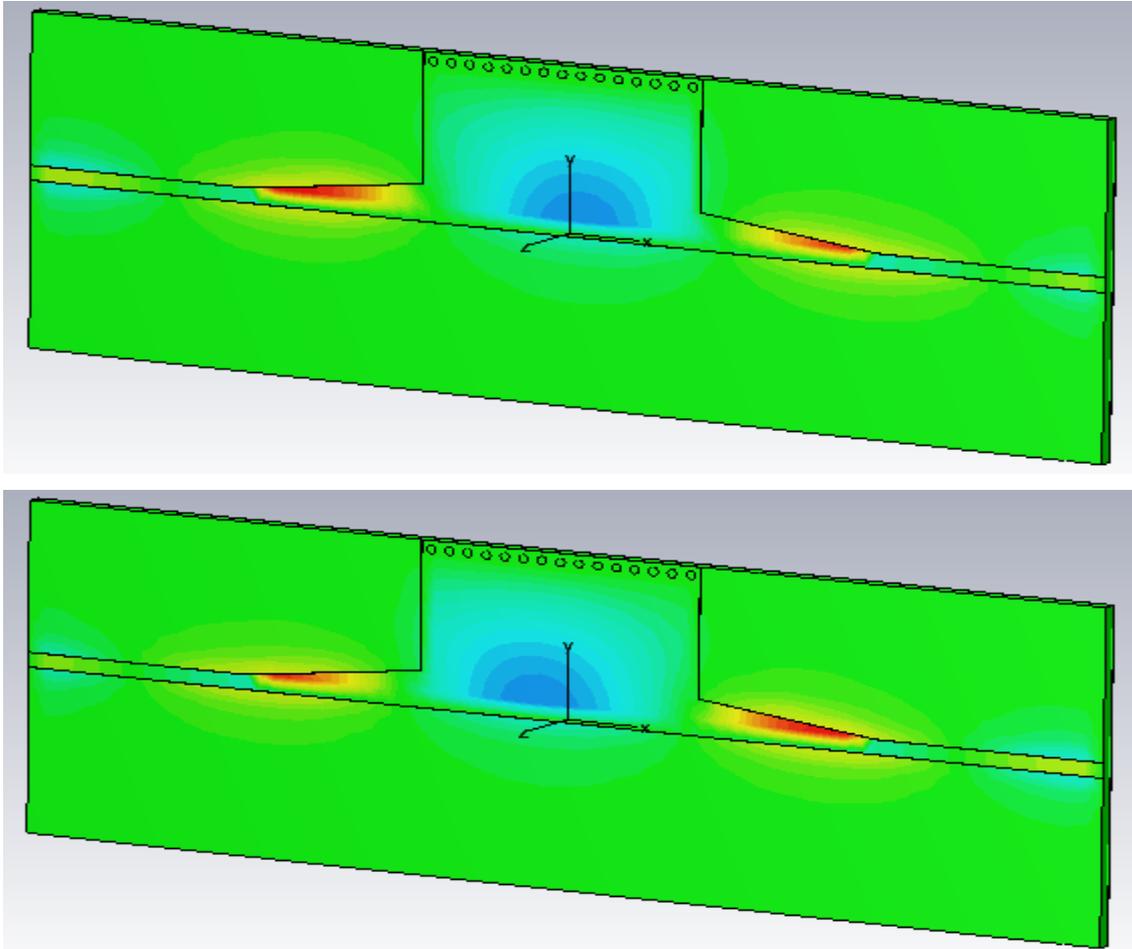
(a) Vue de face. (b) vue en perspective.



**Figure III-10:** Résultats de simulation des paramètres S<sub>11</sub>, S<sub>21</sub>

### III.6.1. Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW

Dans la figure ci-dessous, nous schématisons la distribution du champ électrique dans le guide HMSIW



**Figure III-11:** vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence  $f=2.9$  GHz.

### III.7. Conception du guide SIW opérant en bande C

En deuxième partie nous allons concevoir le guide SIW en bande C. opérant dans la plage fréquentiel [4-8GHz], nous avons aussi utilisé les équations de conception des guides SIW mentionné dans le chapitre1. Pour le mode  $TE_{10}$ , Le diélectrique utilisé est le même que le précédent, nous rappelons qu'il possède les propriétés suivantes

Les propriétés	Les valeurs
Permittivité relative	$\epsilon_r=4.3$
Epaisseur du conducteur	$T=0.005$
La fréquence de la coupure	$f_c=2\text{GHz}$
Fréquence min ( $f_{\min}$ )	$f_{\min}=2\text{GHz}$
Fréquence max ( $f_{\max}$ )	$f_{\max}=4\text{GHz}$
Fréquence centrale	$f_0=3\text{GHz}$
Facteur de dispersion	$tgd=0.018$
Hauteur du substrat	$h=1.54\text{mm}$
La largeur efficace	$W_{\text{siw}}=25.5$
Le diamètre des via	$d=1$
La distance entre les via (centre au centre)	$P=2$
La longueur totale du guide d'onde	$X=35$

Tableau III-3: Les paramètres du SIW dans la bande C.

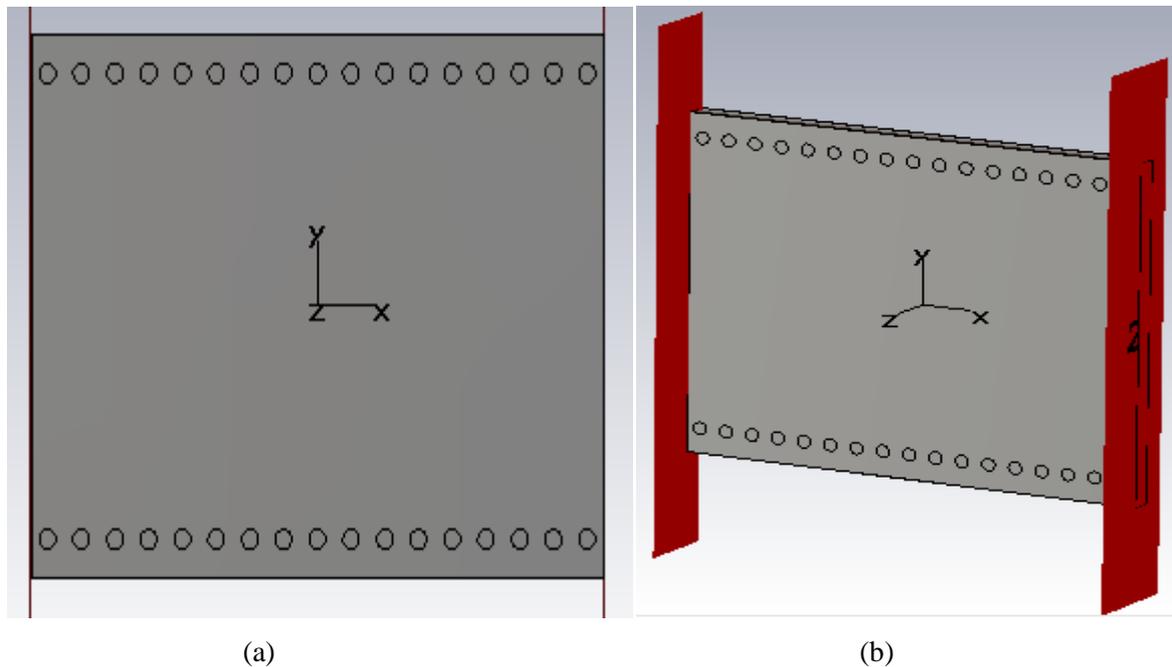
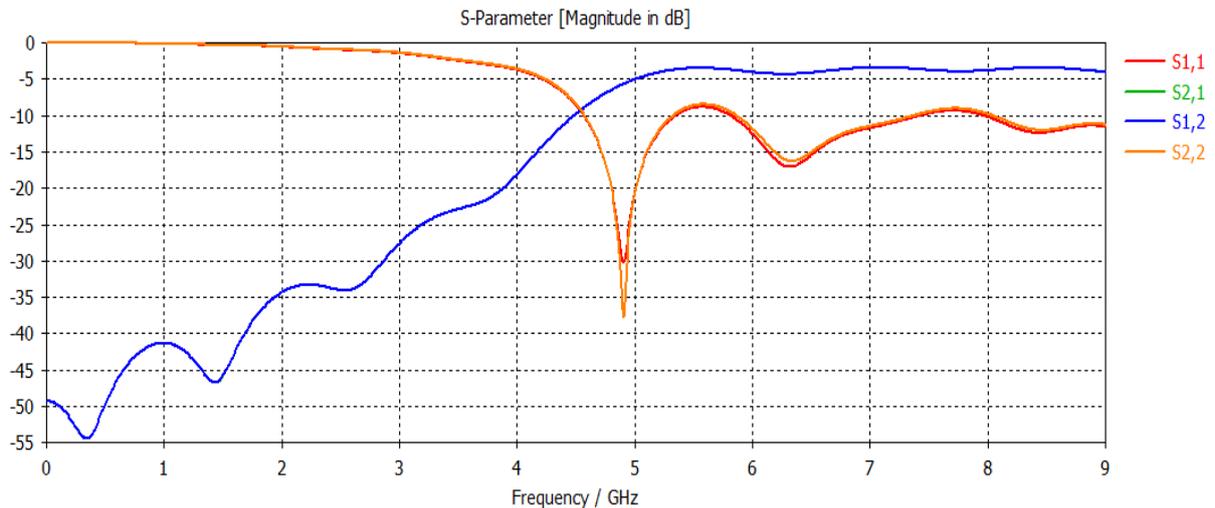


Figure III-12: structure du guide SIW fonctionnant dans la bande C sans taper

(a) Vue de face, (b) vue de perspective.

Les résultats de simulation de ce guide SIW à l'aide du logiciel CST donnent les coefficients de transmission et de réflexion qui sont illustrés dans la Figure III-13.

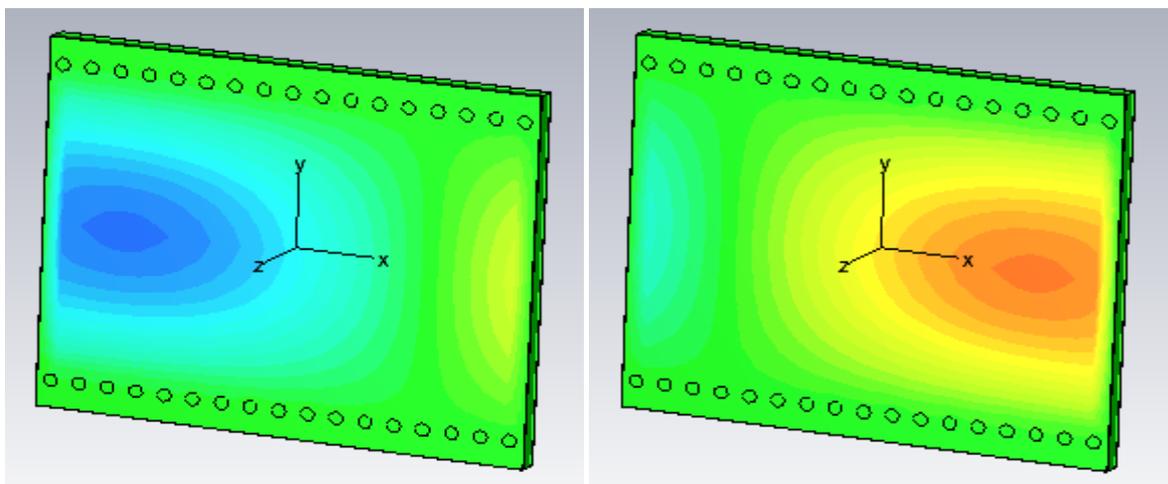


**Figure III-13:** coefficients de transmission et de réflexion du guide SIW fonctionnant en bande C.

La figure illustre qu'on ne peut avoir une transmission qu'à partir de la fréquence de coupure  $f_c=4\text{GHz}$ . Nous remarquons aussi que dans la plage  $[0-4.5]$  GHz, le coefficient de transmission est pratiquement nul. A partir de la fréquence de coupure nous observons une stabilisation du coefficient de transmission, mais comme nous l'avons déjà traité ce résultat nécessite une adaptation.

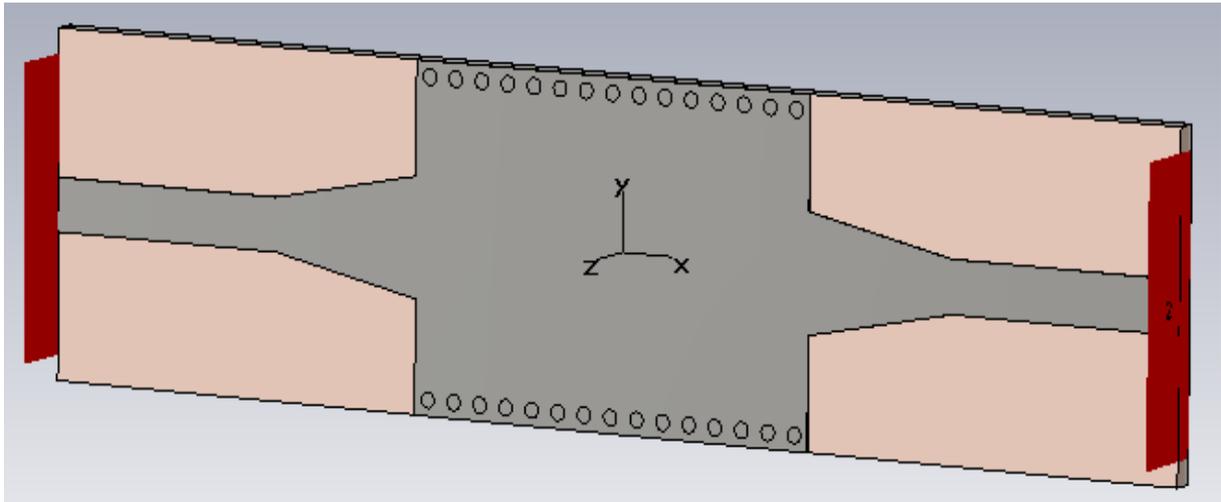
### III.7.1 Distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper

La figure ci-dessous, nous illustre la distribution du champ électrique sur le guide SIW pour  $f=5\text{GHz}$ .



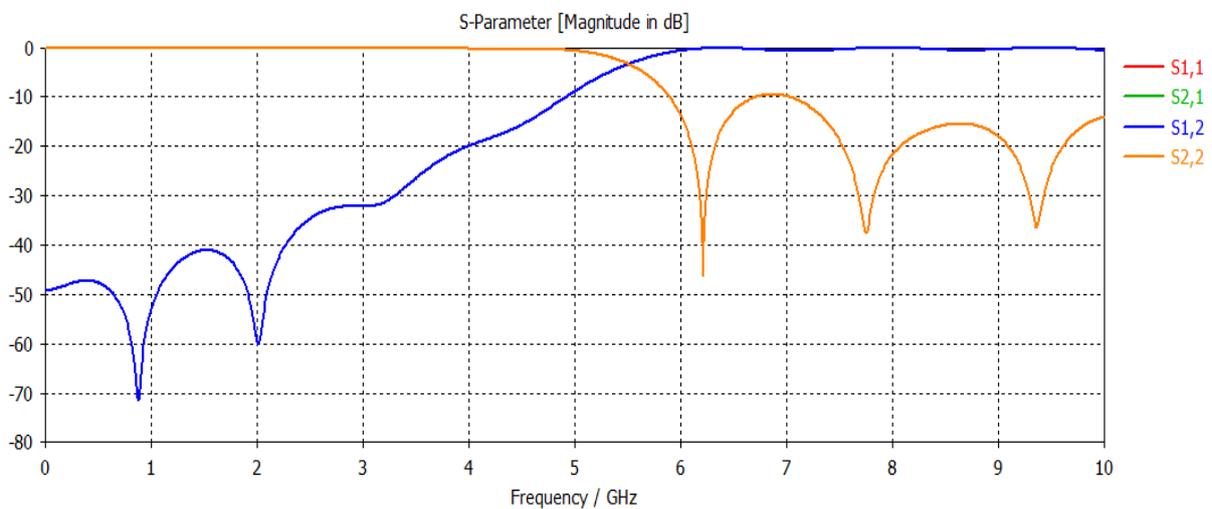
**Figure III-14:** distribution du champ électrique dans le guide SIW sans taper.

Nous remarquons une bonne localisation du champ électrique dans la nouvelle structure qui couvre tout la longueur du guide de porte 1 au porte 2.



**Figure III-15:** guide SIW en bande C avec taper.

Les coefficients de la transmission et de la réflexion après adaptation sont illustrés dans la figure ci-dessous

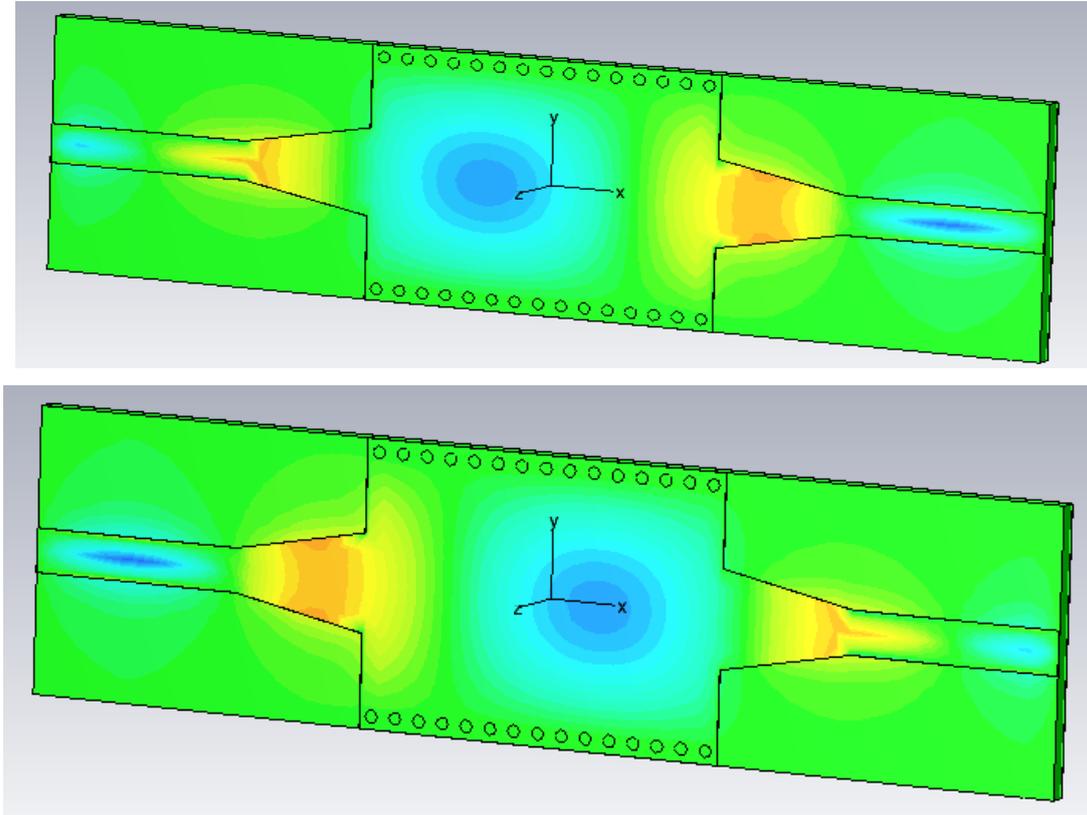


**Figure III-16:** résultat de simulation de guide SIW en bande C avec taper.

A partir de la Figure III-16, nous constatons que dans la bande [0-5] GHz, c'est-à-dire au-dessous de la fréquence de coupure  $f_c=4\text{GHz}$ , nous avons une transmission quasiment nulle et une réflexion totale au-delà de la fréquence de 5.5GHz nous observons qu'il y a une amélioration du coefficient de la transmission qui éteint 0dB, ainsi un pic résonante de -46dB, tout ça montre que le guide est bien adaptée.

### III.7.2. Distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper

La figure III-17, nous montre la distribution du champ électrique sur le guide SIW avec taper opérant la bande C pour  $f=6.5\text{GHz}$ .

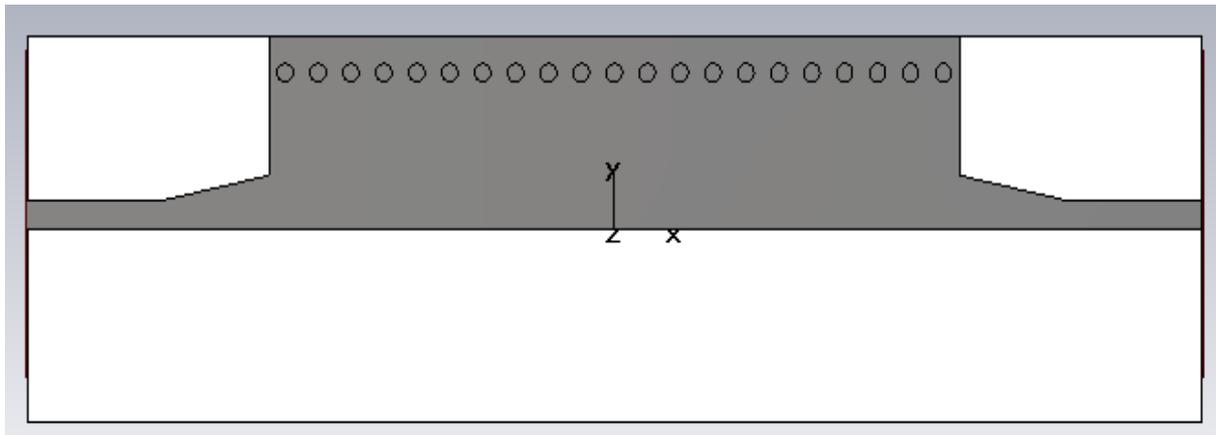


**Figure III-17:** distribution du champ électrique dans le guide SIW avec taper de la bande C.

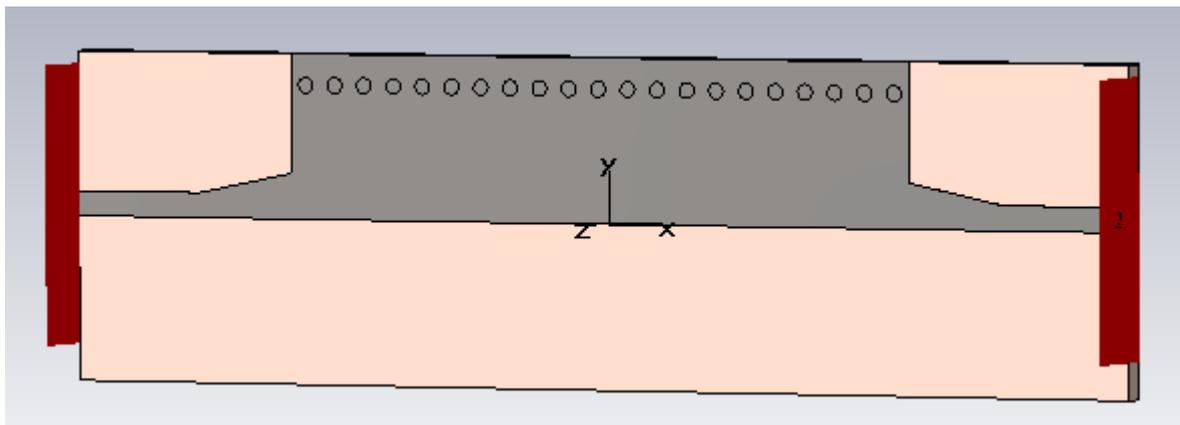
D'après la Figure III-17, un meilleur résultat de guidage à faible perte est obtenu, nous observons que la puissance est bien délimitées par les deux rangées de via, donc ce dispositif assure bien le guidage.

### III.8. Conception du guide HMSIW (demi-mode) opérant en bande C

La figure ci- dessous représente la nouvelle structure réalisée du guide HMSIW dans la bande C.



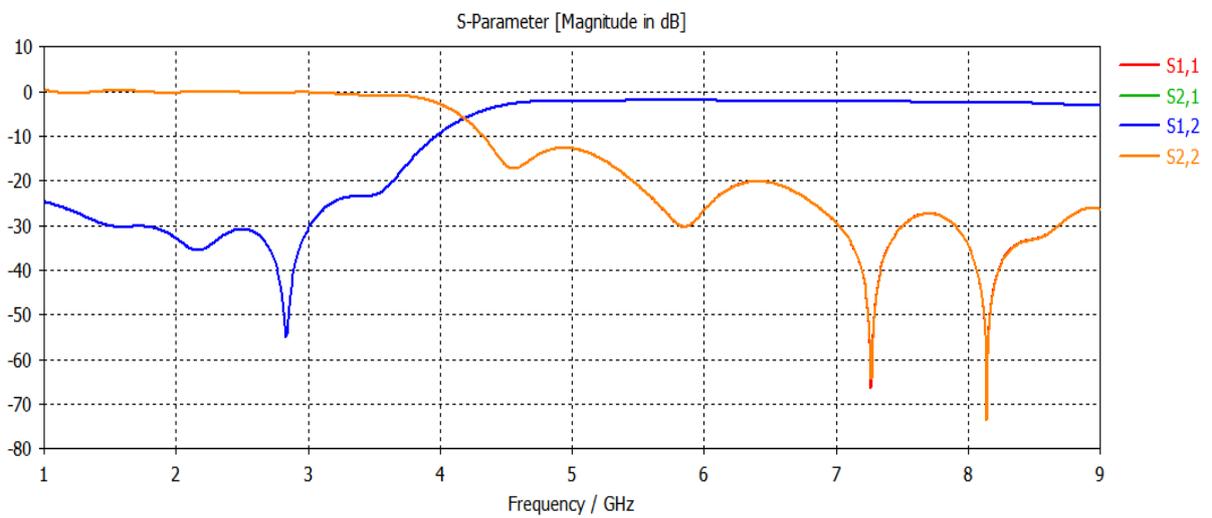
(a)



(b)

**Figure III-18:** Géométrie du HMSIW opérant dans la bande C

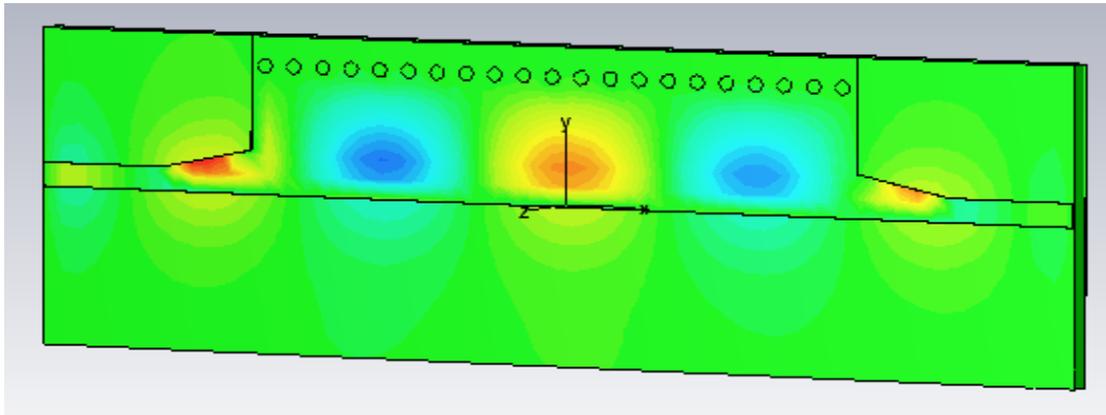
(a) Vue de face. (b) vue en perspective.



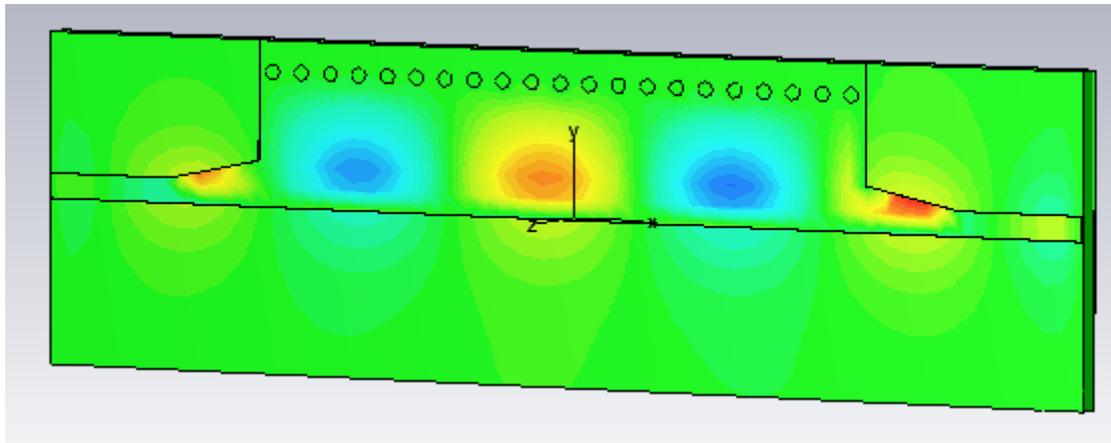
**Figure III-19:** Coefficient de transmission S21 et de réflexion S11 de SIW avec taper.

### III.8.1. Distribution du champ électrique dans le guide HMSIW

Dans la figure ci-dessous, nous schématisons la distribution du champ électrique dans le guide HMSIW



(a)



(b)

**Figure III-20:** vue en perspective de la distribution du champ électrique dans le guide SIW à la fréquence  $f=7.5$  GHz.

### III.9. Conception d'un duplexeur

Dans chaque configuration, le duplexeur est réalisé à l'aide de deux filtres passe-bandes, combinés avec une jonction en T fournissant le port commun. Plutôt que de réaliser directement le duplexeur en une seule étape comme il est possible de le faire sur HFSS, dans ce travail, les filtres en guide d'ondes sont en fait conçus séparément.

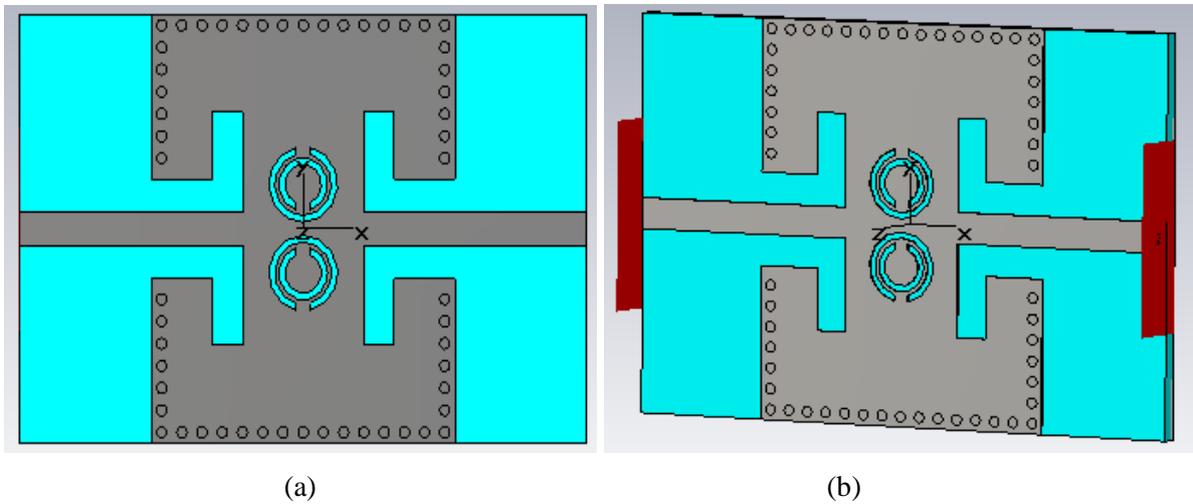
Ensuite, le duplexeur entier nécessite une étape d'optimisation à cause de la contribution des modes d'ordre supérieurs dans le comportement électrique de duplexeur.

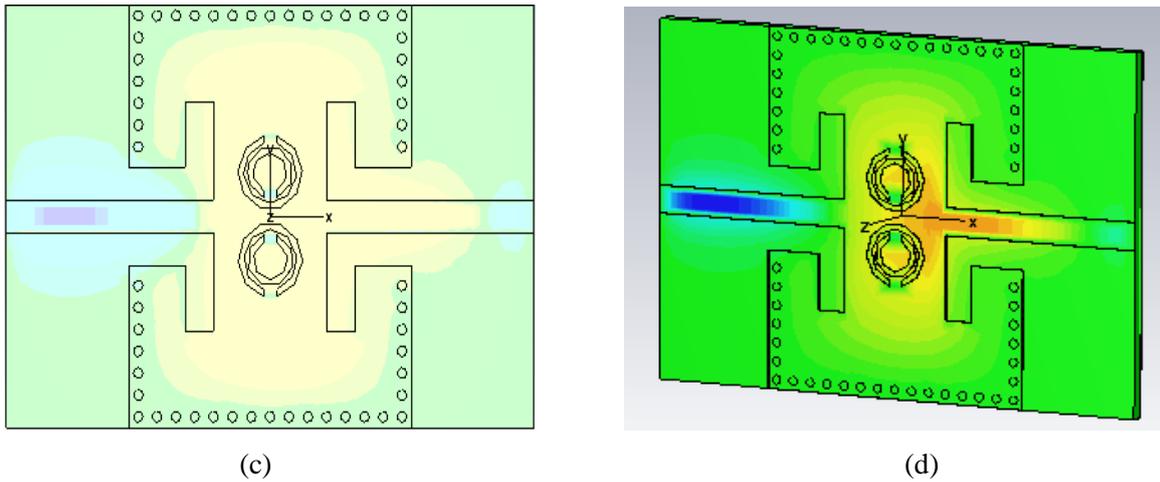
Les deux canaux de filtres sont conçus et optimisés séparément. Les valeurs retenues pour la géométrie des deux filtres sont indiquées dans le tableau III.4.

La bande S	La bande C
$d=1$	$d=1$
$h=1.54$	$h=1.54$
$Lin=13$	$Lin=13$
$n=fix(x/p)$	$n=fix(x/p)$
$Px=x/n$	$Px=x/n$
$P=2$	$P=2$
$r1=3.4$	$r1=3.4$
$r2=2.8$	$r2=2.8$
$t=0.05$	$t=0.05$
$W_{SIW}=36.7$	$W_{SIW}=18.5$
$Win =3$	$Win =3$
$Wout =3$	$Wout =3$
$X=30$	$X=35$

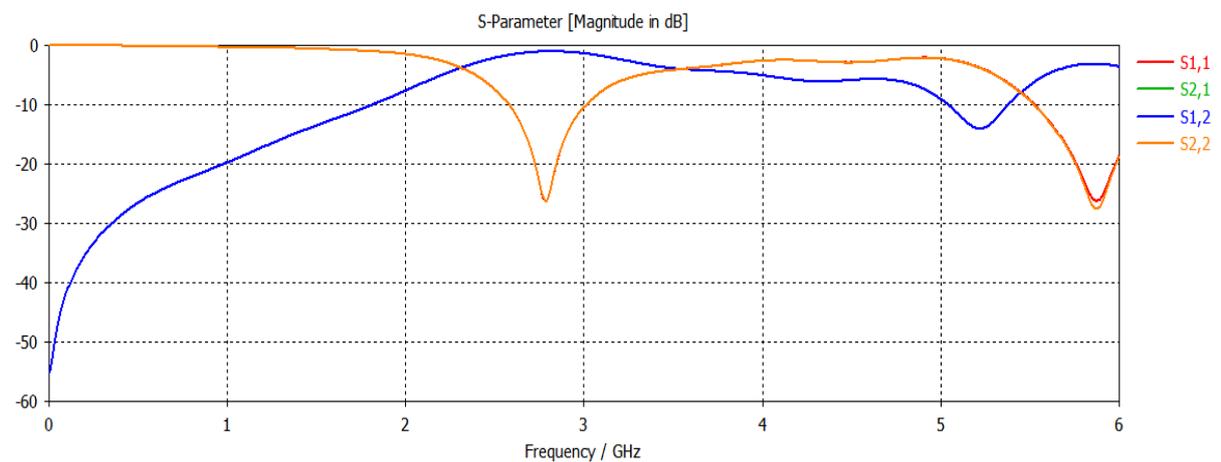
**Tableau III-4 :** Valeurs de conception des deux filtres

La réalisation de premier filtre SIW en bande S avec des DGS gravé sur le plan de masse et peut être changé de forme simple à compliqué pour une meilleure performance, et dans cette structure en utilisant la forme circulaire.



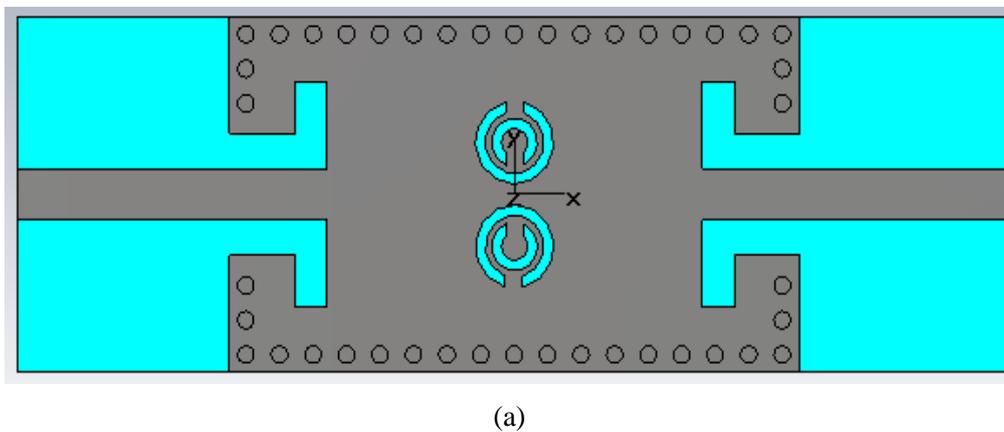


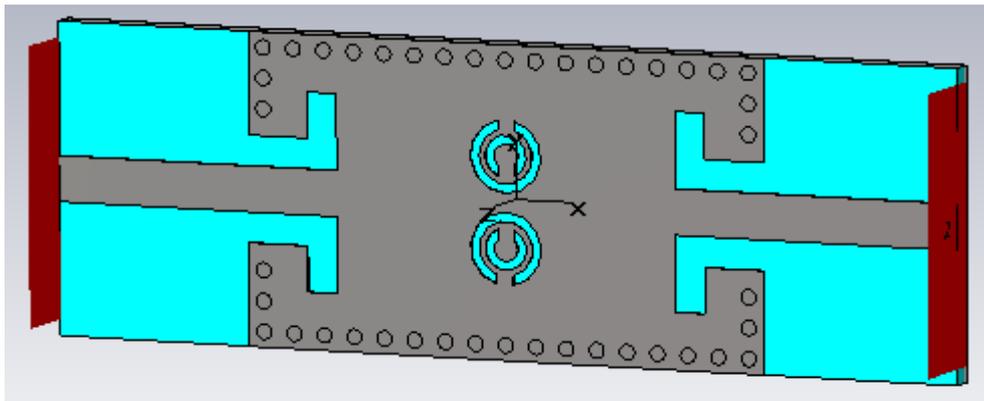
**Figure III-21 :** Filtre SIW en bande S, (a) Vue de face. (b) vue en perspective, (c) Vue de face de distribution du champ à  $f=3$  GHz, vue en perspective de distribution du champ.



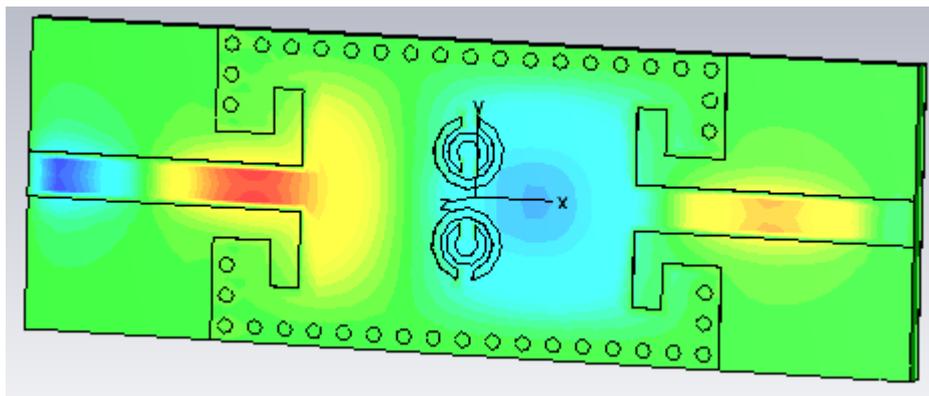
**Figure III-22:** Résultat de simulation de filtre SIW en bande S.

A partir de la Figure III-22, nous pouvons visualiser plusieurs paramètres : le filtre est à une bande de 2.8 GHz pour -28dB, et une transmission presque total autour de -1dB.



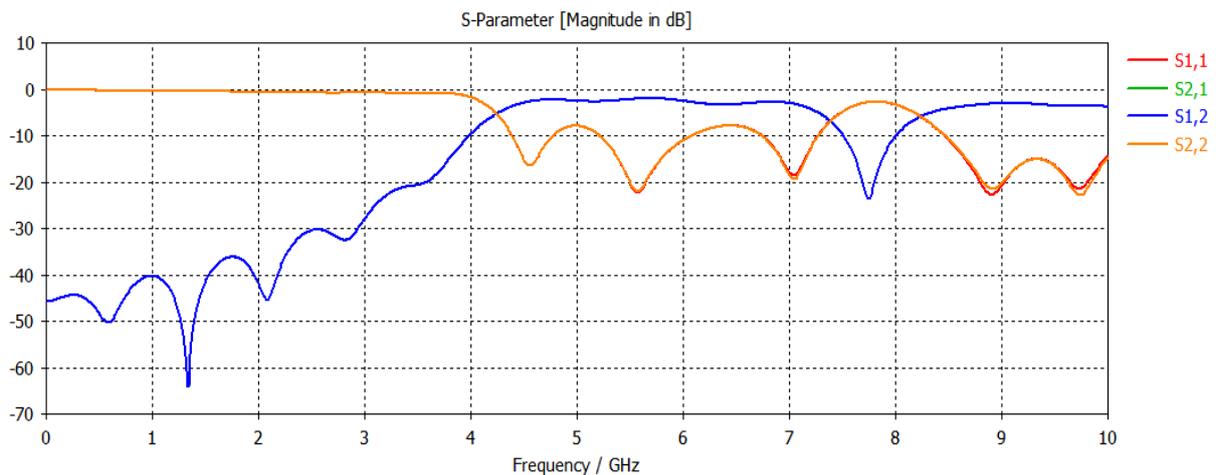


(b)



(c)

**Figure III-23:** Filtre SIW en bande C, (a) Vue de face, (b) vue en perspective, (c) distribution du champ à  $f=5.5$  GHz



**Figure III-24 :** Résultat de simulation de filtre SIW en bande C.

Après la simulation nous observons dans la bande [4-8] GHz une transmission total autour de -1dB, ainsi qu'une bon réflexion avec des pics qui atteint jusqu'au -22dB avec une fréquence de 5.6 GHz.

- Dans cette dernière étape, les filtres sont combinés pour concevoir un duplexeur dans les deux bandes S et C figure III.25.

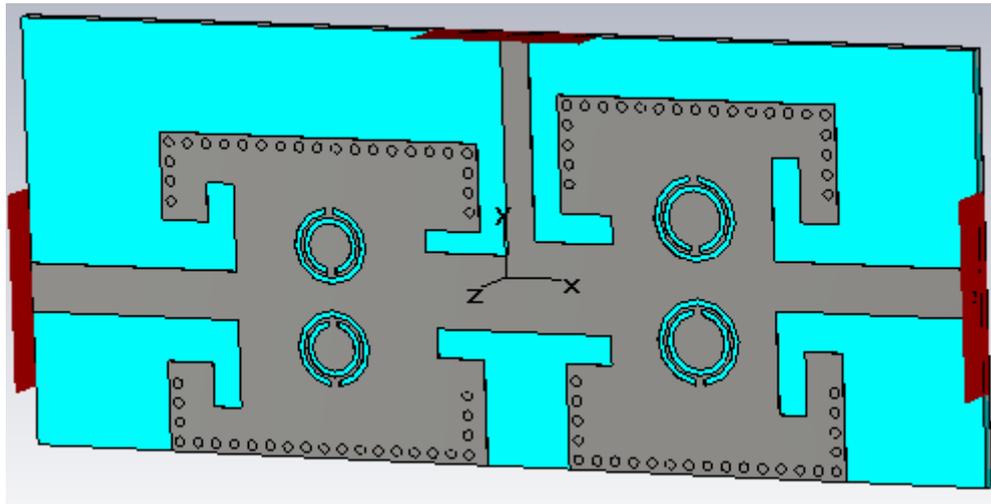


Figure III-25 : Le duplexeur en deux bandes S et C.

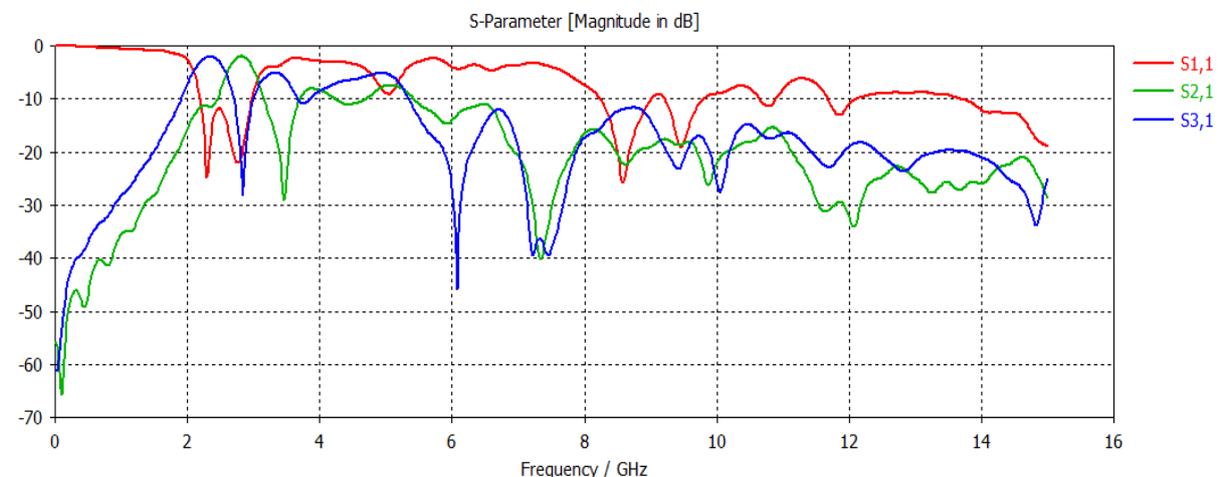
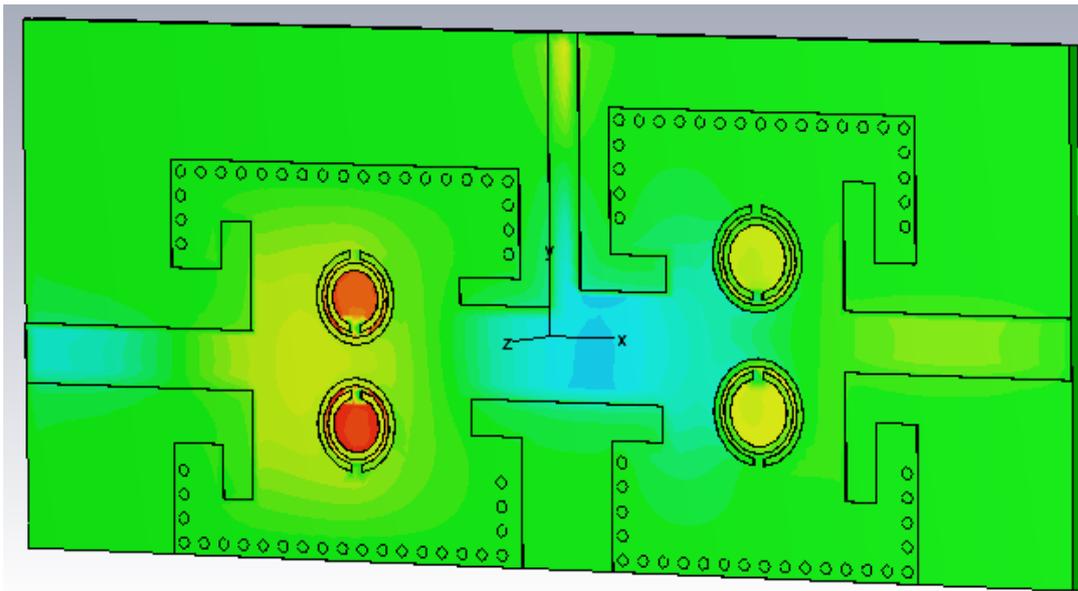


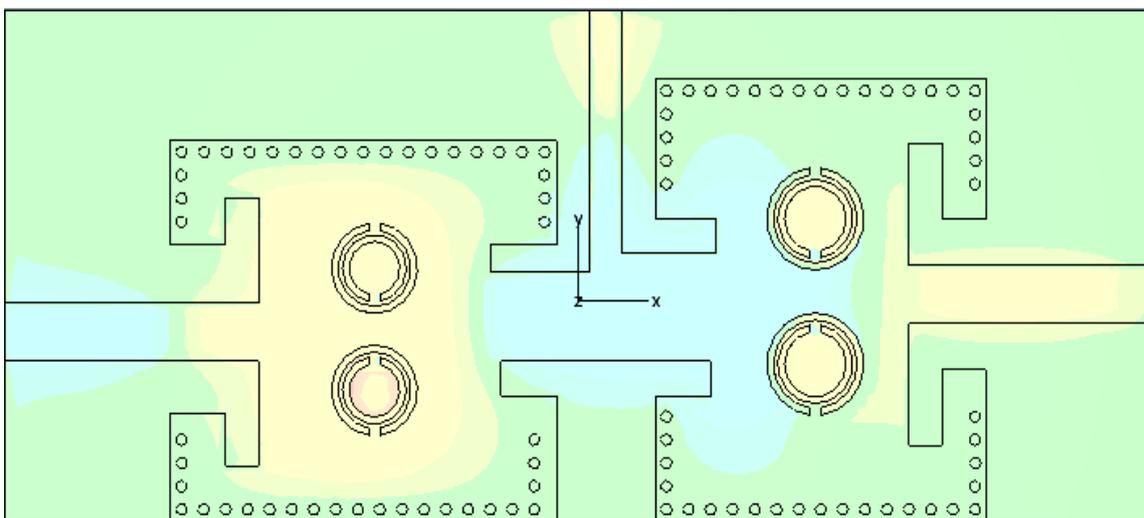
Figure III-26 : Résultat de simulation de duplexeur

A partir de la Figure III-26, nous observons une bonne adaptation du duplexeur pour les deux bandes qui dépassé -20db, dans la bande [2-4] GHz nous avons deux fréquence la première 2.5 GHz et la deuxième 3 GHz qui attient de -1db cela signifie qu'on il y a une bonne transmission, et dans la bande [4-10] GHz nous avons une fréquence de 8.5 GHz autour de -11db.

- Distribution du champ électrique d'un duplexeur :



(a)



(b)

**Figure III-27:** distribution du champ électrique, (a) Vue de face, (b) Vue en perspective.

### III.10. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons réalisés la conception de quelques topologies de filtre passe bande pour chaque bande désirée à savoir C et S à base de la technologie SIW. Ces structures possèdent des résultats convaincants en termes de filtrage pour chaque bande.

Lors de notre étude nous avons présenté nos résultats de simulation des duplexeurs à partir des filtres originaux permettant le contrôle d'une bande passante effectuée à l'aide du logiciel de simulation CST Microwave studio.

## Conclusion générale

Dans le cadre de notre projet de fin d'études les travaux présentés dans ce mémoire ont été consacrés à la conception des filtres volumiques à la base de la technologie SIW avec différents transition. L'objectif de ce travail consistait à concevoir des filtres et des duplexeurs présentant de bonnes performances : faible pertes d'insertion, faible encombrement, bas, coût et facilité d'intégration.

Dans un premier temps, nous allons évoquer de manière générale la technologie de guide d'onde grâce à ses avantages, et leurs topologies, sont réalisées. Puis une nouvelle technologie SIW qui a le même principe des guides d'onde rectangulaires mais elle est plus performante et prometteuse en termes de fiabilité et de coût.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude de la théorie des différents duplexeurs en technologie SIW spécifions le duplexeur radar.

En dernier temps, nous avons présentés des résultats, de simulation en utilisant le logiciel commercial CST MICROWAVE STUDIO qui porte sur la conception des guides SIW opérant dans les bandes C et S ainsi que le demi mode HMSIW à base de ces guides d'ondes nous avons réalisés des duplexeurs radar.

En conclusion nous avons étudié plusieurs structures de deux façons théorique et pratique selon des études paramétriques et d'optimisation pour atteindre des meilleures performances et d'après les résultats que nous avons obtenus, nous pouvons conclure que cette conception est conçue avec succès.

## Références bibliographiques

- [1] Réalisation de guides d'ondes monomodes a  $\lambda = 405$  NM par échange d'ions  $Tl^+/Na^+$  sur verre silicate, laboratoire IMEP-LAHC, 3 parvis louis Néel, 38016 Grenoble cedex 1, France, [elodie.jordan@imep.grenoble-inp.fr](mailto:elodie.jordan@imep.grenoble-inp.fr)
- [2] Ke, Wu, Fellow, IEEE, Dominic Deslandes, and Yves Cassivi, "The substrate integrated circuits – A New concept for High- Frequency Electronics and .optoelectronics", December 2003.
- [3] D. Deslandes, Ke, Ku, "Design consideration and performance Analysis of substrate integrated waveguide components", poly-grams Research Center, Ecole Polytechnique de Montréal, C.P.6079, suce. Centre ville, Montréal, Québec, H3C 3A7, Canada, deslad @ grmes. polymtl.ca
- [4] Réflexion des ondes électromagnétiques sur un métal ondes guidées, transparents de cours, MP, Lycée Montesquieu (le mans), olivier Granier
- [5] [www.radartutorial.eu/03.linetheory/tl10.fr.html](http://www.radartutorial.eu/03.linetheory/tl10.fr.html)
- [6] [www.mongosukulu.com/index.php/contenu/informatique-et\\_reseaux/telecommunications/740-les-guides-d\\_ondes-rectangulaires](http://www.mongosukulu.com/index.php/contenu/informatique-et_reseaux/telecommunications/740-les-guides-d_ondes-rectangulaires)
- [7] [www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-Waveguide.html](http://www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-Waveguide.html)
- [8] The largest Database of RF Microwave products, everythingRF, [www.rfcafe.com/references/electrical/NEETS-modules/NEETS-module-11-1-1-1-10.htm](http://www.rfcafe.com/references/electrical/NEETS-modules/NEETS-module-11-1-1-1-10.htm)
- [9] Électromagnétisme et transmission des ondes, Dominic grenier, Département de génie électrique et de génie informatique université Laval, Québec, 2018.
- [10] [fr.scribd.com/document/236259265/ Guide-d\\_onde-rectangulaire-pdf](http://fr.scribd.com/document/236259265/Guide-d_onde-rectangulaire-pdf).
- [11] [physique.unice.fr/sem6/2012-2013/pages web/PT/Guides/maxwell.html](http://physique.unice.fr/sem6/2012-2013/pages_web/PT/Guides/maxwell.html)
- [12] <http://villemin.gerard.free.fr/ascience/Electron/maxwell.html>
- [13] S. DOUCHA et M. ABRI, 'Simulation d'un Nouveau Guide d'Ondes Intégré au Substrat Opérant dans la Bande [3.4-4.2 GHz]', International conference on electrical engineering, CIGE'2013, 17-19 Novembre 2013, Bechar, Alegria.
- [14] [www.techniques-ingenieur.fr](http://www.techniques-ingenieur.fr).
- [15] WAVEGUIDES, If a man writes a better book, preaches a better sermon, or makes a better mouse-trap than his neighbor, the world will make a beaten path to his door, Ralph waldo Emerson.
- [16] M. BENEDIKT BYRNE, ETUDE ET CONCEPTION DE GUIDES D'ONDE ET D'ANTENNES CORNETS A METAMATERIAUX, DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, le mardi 8 novembre 2016
- [17] [www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/rf-feeders-transmission-lines/waveguide-cutoff-frequency.php](http://www.electronics-notes.com/articles/antennas-propagation/rf-feeders-transmission-lines/waveguide-cutoff-frequency.php)
- [18] [www.rfcafe.com/references/electrical/waveguide.htm](http://www.rfcafe.com/references/electrical/waveguide.htm)

[19] Rectangular Waveguides, NPTEL Course: Wave Propagation in Continuous Media, TM and TE modes

[20] chapitre\_7\_3.pdf, « propagation dans le vide et les milieux diélectriques », licence 3 et magistère de physique fondamentale (2010-2011)

[21] DJEBBARI Amina, BARKAT Djanet, CONCEPTION DES COUPLEURS EN ANNEAU DE TYPE RAT-RACE 0°,180° MINIATURISE DEMI-MODES EN TECHNOLOGIE SIW OPERANT EN BANDE C ET S POUR LES APPLICATIONS SPATIALES, A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCCEN, Mai 2016 devant le Jury.

[22] Souad Doucha, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'Leaky Wave Antenna Design based on SIW Technology for Millimeter Wave Applications', WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, Volume 14, pp. 108- 112, 2015.

[23] Trabajo fin de grado “diseno de filtros microondas basados en estructuras de guia de onda integrada (SIW), periodicamente perforadas, escuela técnica superior de ingenieria de telecommunication, universidad politécnica de cartagena, 15 julio 2018.

[24] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, 'A novel design of bow-tie antennas array for uplink C-band applications based on fast and efficient computational equivalent model', Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT), 1-6, 2017. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7889176/>

[25] C. Quendo, E. Rius, C. Person, “An original topology of dual-band filter with transmission zeros” Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, 2003, 2, 1093-1096 vol.2.

[26] Souaad Doucha and Mehadji Abri, 'New Design of Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Beam Steering', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol.5, No.5, September 2013.

[27] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', 10 th Research World International Conference, Beijing, China, 13th February 2016.

[28] Daniels, R.C., Heath, and R.W.: '60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommendations', IEEE Veh. Technol. Mag., 2007, 2, (3),pp. 41-50.

[29] BOUGHRARA Nesrine, «MODELISATION ET CARACTERISATION DE CIRCULATEURS EN TECHNOLOGIE SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE) POUR APPLICATIONS HAUTES FREQUENCES EN

TELECOMMUNICATIONS (WIRELESS SYSTEMS), Universities Abu-Bakr Belkaid – Tlemcen, 2017.

[30] Benzerga Fellah, Abri Mehadji, Hadjira Abri badaoui, Jun Wu Tao and Tan-Hoa Vuong, '1x2 SIW Power Dividers Modeling Using a Rigorous Finite Element Method for V-Band Applications', 9th Jordanian International Electrical and Electronics Engineering Conference (JIEEEEC).October 12-14, Jordan.

[31] Cassivi, Y. Perregrini, L. Arcioni, P. Bressan, M. Wu, K. Conciauro, G, 'Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide', IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. 2002, 12, (9), pp. 333–335.

- [32] Xu, F., Wu, K.: 'Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2005, 53, (1), pp. 66–73.
- [33] Che, W. Deng, K. Wang, D. Chow, Y.L.: 'Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide', *IET Microw. Antennas Propag.* 2008, 2, (1), pp. 35–41.
- [34] Salim Mohammed Bahloul, Mehadji Abri, 'Bi-band Linearly and Circularly Polarized Antennas Array Design using the Log Periodic Concept', *international journal of microwave and optical technology*, Vol. 9, N°4, pp. 267-273, 2014.
- [35] H. Chaker, M. Abri and H. A. Badaoui, Hybrid Evolutionary Algorithm Genetical Swarm Optimization for 1D and 2D Annular Ring Unequally Spaced Antennas Arrays Synthesis, *Electromagnetics*, Volume 36, Issue 08, pp 485-503, 2016.
- [36] [boowiki.info/art/les-processus-de-production-pour-L.../ligne-micro-ruban.html](http://boowiki.info/art/les-processus-de-production-pour-L.../ligne-micro-ruban.html)
- [37] hathat ahmed, etude des techniques de conception des filtres micro-ondes, magister en electronique, universite ziane achour de djelfa, S-T, 26/04/2011
- [38] J.S.Hong, M.J. Lancaster: *microstrip filters for RF/ microwave applications*, john wiley and sons. New York, 2001.
- [39] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'A New C and Ku-band Logarithmically Periodic Linear Bowtie Antennas Array Design Using Lumped-element Equivalent Schematic Model', *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2015, 69, 12, pp. 1766–1772.
- [40] Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K.: 'Modeling of losses in substrate integrated wave guide by boundary integral-resonant mode expansion method'. *IEEE Int. Microwave Symp. (IMS 2008) Digest*, Atlanta, GA, 2008, pp. 515-518
- [41] Souad Berhab, Mehadji Abri, Ramzi Gharbi, Rigorous iterative full wave method for the analysis of multi-band arbitrary U shaped antennas, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, 10, pp. 2358-2364, 2016.
- [42] Fellah Benzerga and Abri Mehadji, 'Design of Millimeter Substrate Integrated Wave Guide MSIW analysis by the Quick Finite Element Method (QFEM)', *International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015*, 8-9 November Tlemcen, Algeria.
- [43] ISRAËL BOUDREAU, ÉTUDE D'UN DÉPHASEUR LARGE BANDE EN TECHNOLOGIE DE GUIDE D'ONDES INTÉGRÉ AU SUBSTRAT, DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL, DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A) (GÉNIE ÉLECTRIQUE), AVRIL 2012
- [44] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*: J. Wiley, 2005.
- [45] Ke. WU, "Substrate Integrated Circuits (SICs) for GHz and THz Electronics and Photonics: Current Status and Future Outlook," *German Microwave Conference*, pp. 292-295, 2010.
- [46] M. Georgiadis, A. Wu, K. Bozzi, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 2011.

- [47] M. MOULAY, M. ABRI, H. ABRI BADAoui, 'Triple Band Antenna Design for LTE2300/Wimax/WLAN Based on Equivalent Circuit Model', International Conference of ICT and Telecommunication, ICTTELECOM2015, 16-18 May 2015, Oran, Algeria.
- [48] J. Wu, K. Xu, "A subharmonic self-oscillating mixer using substrate integrated waveguide cavity for millimeter-wave application," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp, pp. 1-4, June 2005.
- [49] Mohammed Messaoudene, Mehadji Abri, 'Series and Corporate Inset Fed Antennas Array Design For Wimax Applications Based on Modified Three Port Transmission Line Model', international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 274-281, 2014.
- [50] ABRI. M. Boukli-hacene. N. Bendimerad. F. T. and Cambiaggio. E, 'Design of Ring Printed Antennas Array for Dual Band', Microwave Journal, vol.49, no.5, p.228-232, 2006, May 2006.
- [51] Wei Hong, Bing Liu, Yuanqing Wang, Qinghua Lai, Hongjun Tang, Xiao Xin Yin, Yuan Dan Dong, Yan Zhang, and Ke Wu, Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application.
- [52] M. A. Rabah, M. Abri, and J. W. Tao, ' Half Mode Waveguide Design Based on SIW Technology, International Congress on Telecommunication and Application'14, University of A. MIRA Bejaia, Algeria, 23-24 APRIL 2014.
- [53] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Compact Miniaturized Half-Mode Waveguide/High Pass-Filter Design Based On Siw Technology Screens Transmit-Ieee C-Band Signals', Microwave and optical technology letters, Wiley, Vol. 58, No. 2, February 2016.
- [54] Fella benzerga, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, 'Optimized Bends and Corporate 1x4 and 1x8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method', Arabian Journal for Science and Engineering, pp 1-9, September 2015. DOI: 10.1007/s13369-015-1823-6.
- [55] [www.wikipedia.com](http://www.wikipedia.com).
- [56] Boualem Mansouri, Mehadji Abri, Hadjira Abri, Mohamed Amine Rabah, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'SIW Bandpass Filter Screens S-Band Signals', pp. 62-66, Mars, 2015.
- [57] Souaad Doucha and Mehadji Abri, 'New Design of Leaky Wave Antenna Based on SIW Technology for Beam Steering', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC), Vol.5, No.5, September 2013.
- [58] M. A. Rabah, M. ABRI, J. W. Tao, 'A performance propagation Study's of a SIW Waveguide technology for Ka-Band Applications'.International Conference on Systems and Processing Information May 12-14, 2013, Guelma, Algeria.
- [59] Mohamed Amine Rabah, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, Junwu Tao, and Tan-Hoa Vuong, 'Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (Hmsiw) For X-Band Applications', International Journal Of Electrical, Electronics And Data Communication', Volume-4, Issue-4, April, 2016.
- [60] wikipédia.
- [61] [www.wikiwand.com/fr/duplexeur](http://www.wikiwand.com/fr/duplexeur).
- [62] Blog, tait communications, «où et quand utiliser un duplexeur », 13 mai 2014.
- [63] NOURI Keltouma, «CONCEPTION, REALISATION ET CHARACTERISATION

DE FILTRES ET DE DUPLEXEURS EN TECHNOLOGIES GUIDES D'ONDES ET SIW  
APPLICATION AUX SYSTEMES DE COMMUNICATIONS», UNIVERSITE DE TLEMCCEN,  
Décembre 2008.

[64] kichmi hadjer, Mezbeche Zahia, extraction des paramètres physiques à partir des images radar et satellite MSG, université M'hamed bougara de boumerdés, 2016.

[65] livre/ micro-onde recommandés.

[66] Réalisez un duplexeur UHF/VHF haute performance, org/projet/duplexeur.pdf.

[67] K. Cepero, A. Mediavilla, A. Tribak, F. Marante, «Diseño de un duplexor de gran ancho de banda en tecnología de guía de onda para aplicaciones de satélite», 2012.

[68] Suresha L, Sunil Kn, Umesh Kumar A, Shashi Kumar K, «Design and Fabrication of Duplexer for GSM900 Band Applications», International Journal of Science and Engineering Applications Volume 4 Issue 5, 2015, ISSN-2319-7560 (Online).

[69] Qiang Zhang, Yongbo Bian, Jin Guo, Bin Cui, Jia wang, Tao yu, Lu Gao, Yuchui Wang, Chunguang Li, Xueqiang Zhang, Hong li, Changzheng Gao, and Yusheng He, «A compact HTS duplexer for communication applicatin» [www.download](http://www.download) .

[70] Rinehart, Ronald E. (1991). Radar for meteorologists. University of North Dakota. Radar engineers have added the automatic switch (also called a duplexer) in the ..... As soon as the transmitter stops sending a signal, the duplexer switches so that the receiver is now connected to the antenna.

[71] [www.rfwireless-world.com/advantages-and-disadvantages-of-R](http://www.rfwireless-world.com/advantages-and-disadvantages-of-R) .

[72] <http://www.composelec.com/duplexeur>.

[73] Hui Zhuang, Jitao Li, Weibiao Geng, Xiaoming Dai, «duplexer design for full-duplex based wireless communications », china communication, November 2016.

[74] Paramètres S-Antennes, Laurent chusseau, DEA, université Montpellier 2, France 2005.

[75] Electronique radio fréquence par A. pacaud chez Ellipses.

[76] IUT 1 Grenoble, Dt Génie Electrique et informatique industrielle 2, physique, phénomène de propagation en radio fréquences.

[77] Chapitre 5 : les dispositifs micro-ondes-PDF-doc player.fr.

[78] CHRISTIAN TALBOT, NOUVELLES ARCHITECTURES DE « DUPLEXEUR»POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL, MONTREAL, LE 2 AOÛT 2005

[79] The Jack Daniel company, «duplexers», 11 September 2005.

[80] Perter McNeil, quelle est la différence entre un diplexeur et un duplexeur, 7 décembre 2017.

[81] A.V.Zakharov and S.A.Rozenko, «duplexeur designed on the basis of microstrip filters using high dielectric constant substrates», june 2012.

[82] Aiyong Zhao, Guoqing fan, and shibin zhang, “design of a wide band passive planar duplexer”, 2017.

[83] [www.e-MECA.com](http://www.e-MECA.com).

[84] <http://www.rfwireless-world.com/terminology/diplexeur-versus-duplexeur>.

[85] radar tutorial

- [86] Intégration et réglage de duplexeur pour répéteurs UHF, septembre 2017.
- [87] [www.radiomateurs.news.sciencesfrance.fr](http://www.radiomateurs.news.sciencesfrance.fr).
- [88] Brahim Boudamouz, contribution a l'étude de nouvelles techniques de radar mimo pour la détection de cibles en contexte urbain, université de Toulouse, 2013.
- [89] R. Levy, R.V. Snyder, G. Matthaci, «design of microwave filters», IEEE Trans. microwave theory and techniques, vol.50.no3, pp 783-793, march 2002.
- [90] J.S Hong, M.J. Lancaster. microstrip filters for RF/Microwave applications, John Wiley & Sons, 2001.
- [91] Takanobu Ohno, Kouji Wada, and Osamu Hashimoto, « A planar duplexer consisting of mixed band pass filters using different tapped resonators », 33 rd European microwave conference-Munich 2003.
- [92] Kyungo Kim, Taeui Kim, Donghwan Lee, and Sung Yi, « Highly compact Embedded duplexer implementation for WIMAX Dual-band front – end Module with organic package Substrate », Piers online, vol. 4, No.7, 2008
- [93] Aiying Zahao, Guoqing Fan, and Shinbin Zhang, «Design of a wideband passive planar duplexer », 2017.
- [94] Qiang Zhang, Yongbo Bian, Jin Guo, Bin Cui, Jia Wang, Tao Yu, Lu Gao, Yuehui Wang, Chunguang Li, Xueqiang Zhang, Hong Li, Changzheng Gao, and Yusheng He, « A compact HTS duplexer for communication application », February 2010
- [95] C. H. Tai, T. K. Shing, Y. D. Lee and C. C. Tien, «A Novel Thin Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) Duplexer for Wireless Applications», Tamkang Journal of Science and Engineering, Vol. 7, No. 2, pp. 67-71 (2004).
- [96] Carlos A. Leal-Sevillano, Student Member, IEEE, Ken B. Cooper, Member, IEEE, Emmanuel Decrossas, Member, IEEE, Robert J. Dengler, Member, IEEE, Jorge A. Ruiz-Cruz, Senior Member, IEEE, José R. Montejo-Garai, Goutam Chattopadhyay, Fellow, IEEE, and Jesús M. Rebollar, «Compact Duplexing for a 680-GHz Radar Using a Waveguide Orthomode Transducer», NOVEMBER 2014.
- [97] Carlos A. Leal-Sevillano, Student Member, IEEE, Ken B. Cooper, Member, IEEE, Jorge A. Ruiz-Cruz, Senior Member, IEEE, José R. Montejo-Garai, and Jesús M. Rebollar, «A 225 GHz Circular Polarization Waveguide Duplexer Based on a Septum Orthomode Transducer Polarizer», SEPTEMBER 2013.
- [98] Roberto Gómez-García, José-María Muñoz-Ferreras, Wenjie Feng and Dimitra Psychogiou, Wide-band signal-interference duplexer with contiguous single/dual-band channels and its application to quasi-absorptive bandpass filters, May 2018.
- [99] Desong Wang, Kuo-Sheng Chin, Wenquan Che, Chih-Chun Chang and Yafen Wu, «60 GHz duplexer design using dual-mode SIW filters with single-sided transmission zeros», ELECTRONICS LETTERS 9th October 2014 Vol. 50 No. 21 pp. 1529 – 1531.
- [100] Nikolaos Athanasopoulos, Dimitrios Makris, and Konstantinos Voudouris, «A 60 GHz Planar Duplexer Based on Substrate Integrated Waveguide Technology», 2013.

## Résumé

Dans le domaine de la technologie et des communications, les développements visent à réduire les revenus et les coûts, les volumes et les pertes de ces appareils.

La technologie de base de guide d'ondes intégrée au substrat (GIS) ou (SIW) est une nouvelle technologie qui a attiré une attention considérable sur l'abondance de ses avantages qui sont: un facteur de qualité relativement fort, une intégration facile, une taille réduite et un faible cout. Dans cette note, nous sommes principalement intéressés par l'étude d'un module duplex utilisant la technologie de guide d'ondes à faisceaux multiples à substrat SIW en bande C et S pour une utilisation dans les systèmes de communication sans fil et les systèmes de communication spatiaux.

L'utilisation de Microwave Studio Science et Technologie a donné de bons résultats en termes de duplexage et d'adaptabilité dans la gamme S et C.

**Mots clés :** Bande S et C, duplexeur, technologie SIW, CST microwave studio.

## Abstract

In the field of technology and communications, developments are aimed at reducing the revenues and costs, volumes and losses of these devices.

Integrated Waveguide Basic Technology (GIS) or SIW is a new technology that has drawn considerable attention to the abundance of its advantages: a relatively strong quality factor, easy integration, small size and low cost.

In this note, we are mainly interested in studying a duplex module using SIW multi-beam C- and S-band substrate waveguide technology for use in wireless and space-based communication systems.

The use of Microwave Studio Science and Technology has produced good results in terms of duplexing and adaptability in the S and C range

**Keyword:** technology integrated waveguide substrate (SIW), S-band, C-band, CST microwave studio, duplexer.

## ملخص

في مجال التكنولوجيا والاتصالات، تهدف التطورات إلى تقليل الإيرادات والتكاليف والأحجام والخسائر لهذه الأجهزة. تقنية الدليل الموجي المتكاملة للتكنولوجيا الأساسية (GIS) أو (SIW) هي تقنية جديدة لفتت الانتباه الكبير إلى وفرة فوائدها وهي: عامل جودة قوي نسبيًا، وتكامل سهل، حجم صغير وتكلفة منخفضة. في هذه المذكرة، نحن مهتمون في المقام الأول بدراسة وحدة الطباعة على الوجهين باستخدام تقنية الدليل الموجي متعدد الحزم متعددة الطبقات المكونة من C و S لاستخدامها في أنظمة الاتصالات اللاسلكية وأنظمة الاتصالات الفضائية. أعطى استخدام Microwave Studio Science and Technology نتائج جيدة من حيث الطباعة على الوجهين والقدرة على التكيف في مجموعة S و C.

**كلمات البحث :** وحدة الطباعة على الوجهين أنظمة الميكروويف التكنولوجيا المتكاملة الدليل الموجي الركيزة النطاق S , النطاق C .