



## Université de Limoges

ED 653 - Sciences et Ingénierie (SI) ED 653 - Sciences et Ingénierie  
(SI)

XLIM

Thèse pour obtenir le grade de  
Docteur de l'Université de Limoges  
Electronique hyper fréquence et optique

Présentée et soutenue par  
**Mohamed Ali BELAIDI**

Le 29/06/2023

## Dispositifs hyperfréquences accordables en technologie Groove Gap

Thèse dirigée par Serge VERDEYME, Oliver TANTOT

JURY :

Président du jury

M. **Cyrille Menudier**, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Rapporteurs

M. **Christian Person**, Professeur, Labsticc, IMT Atlantique

M. **Mohamed Himdi**, Professeur, IETR, Université de Rennes

Examineurs

M. **Damien Pacaud**, Ingénieur expert, Thales Alenia Space

M. **Olivier Tantot**, Maître de conférences, XLIM, Université de Limoges

M. **Serge Verdeyme**, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Invités

M. **Nicolas Delhote**, Maître de conférences, XLIM, Université de Limoges

M. **Oilid Bouzekri**, Ingénieur, Agence Spatiale Européenne





Aux futurs chercheurs,

*Soyez le changement que vous désirez voir dans ce monde.*

- **Ghandi**

## Remerciements

---

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement mes directeurs de thèse, le docteur Olivier Tantot et le professeur Serge Verdeyme, ainsi que les docteurs Nicolas Delhote, Aurélien Périgaud et Damien pour l'éclairage, les conseils et le support qu'ils m'ont apporté dans le cadre de cette thèse mais également, plus largement, dans le cadre de mes études supérieures et de mes débuts en tant que jeune chercheur. Je gage que les compétences et les savoirs acquis à leur contact me seront des plus utiles dans l'ensemble de ma vie professionnelle.

Il me paraît également essentiel de remercier Thales Alenia Space, le Centre National d'Etudes Spatiales, le Centre National de la Recherche Scientifique, l'Université de Limoges et le laboratoire Xlim sans lesquels ces travaux n'auraient pas pu avoir lieu.

Je tiens également à remercier l'ensemble de ma famille et mon entourage personnes pour le soutien qu'ils ont su m'apporter dans le cadre de mes travaux de recherche et de mes études de manière plus générale.

Enfin, je tiens à remercier mes collègues doctorants, de notre équipe et d'ailleurs, qui ont su créer une ambiance de groupe propice à la créativité.

## Droits d'auteurs

---

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



## Table des matières

Introduction .....	18
Chapitre I. GROOVE GAP, Théorie de la structure à bande interdite et état de l'art.....	21
I.1. Introduction .....	21
I.2. Présentation de la structure guide d'ondes à gap et de ses intérêts.....	22
I.2.1. Technologies conventionnelles des supports de propagation micro-ondes.....	22
I.2.2. Principe de fonctionnement des guides d'ondes Gap et analyse des pertes.....	24
I.2.2.1. Bande interdite et diagramme de dispersion d'un guide d'onde à gap.....	27
I.2.2.2. Atténuation de champ dans la structure périodique.....	28
I.2.2.3. Pertes dans différentes géométries de guides d'ondes à Gap.....	30
I.3. Conception et optimisation de la bande interdite des guides d'ondes à gap.....	31
I.3.1. Bande interdite réalisée par un lit de poteaux métalliques .....	32
I.3.2. Bande interdite réalisé par un lit de clous en champignon .....	33
I.4. Approches théoriques pour la conception des guides d'ondes à gap .....	35
I.4.1. Quelques approches analytiques utilisées pour analyser le guide d'ondes Gap ...	35
I.4.1.1. Approche dans le domaine spectral .....	36
I.4.1.2. Méthode d'homogénéisation appliquée à la structure lit de clous (bed of nails) .....	36
I.4.1.3. Représentation du champ modal et équation de dispersion pour le guide d'ondes Ridge Gap .....	37
I.4.1.4. Analyse numérique pour les structures de guides d'ondes à Gap basées sur CST et HFSS .....	37
I.4.1.5. Comparaison des résultats obtenus par les différentes approches de modélisation .....	38
I.4.2. Configuration de port pour la simulation de composants de guide d'ondes Gap ...	38
I.5. Différentes applications des guides d'ondes à gap.....	40
I.5.1. Antennes à faibles pertes basées sur la technologie de guide d'onde à gap .....	40
I.5.2. Antenne réseau à fente large bande à une seule couche de guide d'ondes Ridge à Gap .....	41
I.5.3. Réseau d'antenne à fentes en guide d'onde GGW .....	44
I.5.3.1. Réseau à fentes .....	44
I.5.3.2. Antenne à Demi-mode .....	45
I.5.4. Transitions entre le guide d'ondes à gap et la ligne de transmission standard .....	47
I.5.4.1. Transition guide d'onde rectangulaire vers des guides d'onde à gap .....	48
I.5.4.2. Transition micro-ruban vers des guides d'onde à gap .....	50
I.5.4.3. Transition câble coaxial vers des guides d'onde à gap.....	53
I.5.5. Filtres à fort facteur de qualité .....	55
I.5.5.1. Cavités résonantes en GGW.....	55
I.5.5.2. Couplages et filtres .....	56
I.5.6. Composants en guide d'onde GGW accordables innovants .....	61
I.6. Conclusion .....	64
Chapitre II. GROOVE GAP, Etudes des outils innovants pour des composants hyperfréquences.....	66
II.1. Introduction .....	66
II.2. Comparaison des technologies GGW et HGS.....	66
II.2.1. Comparaison des bandes interdites .....	68

II.2.2. Comparaison des performances des guides.....	69
II.2.3. Comparaison des capacités d'isolation des 2 technologies. ....	71
II.2.4. Caractérisation par la réalisation d'une cavité résonante.....	73
II.2.5. Conclusion.....	73
II.3. Développement de briques de base innovantes pour renforcer les potentialités des dispositifs intégrant des GGW.....	74
II.3.1. Optimisation de transitions entre support de propagation conventionnel et GGW.....	74
II.3.1.1. Transition coaxiale.....	76
II.3.1.2. Transition guide.....	79
II.3.1.3. Conclusion.....	81
II.3.2. Forme innovante de cellule élémentaire développée dans un objectif de flexibilité des dispositifs.....	82
II.3.3. Cavité accordable.....	85
II.3.4. Iris accordable.....	88
II.3.4.1. Transition et couplage aux accès.....	88
II.3.5. Conception d'une structure de test.....	90
II.3.6. Fabrication et mesure.....	91
II.3.7. D'autres cellules unitaire GGW.....	93
II.4. Conclusion.....	94
Chapitre III. GROOVE GAP composant innovant : d'un guide d'onde à un filtre accordable multifonctions.....	96
III.1. Introduction.....	96
III.2. GROOVE GAP, accordabilité au-delà du filtrage.....	97
III.2.1. Topologie du prototype.....	97
III.2.2. Prototype et fabrication.....	99
III.2.3. Différentes configurations et mesures.....	103
III.2.3.1. Configuration guide d'onde.....	103
III.2.3.2. Configuration résonateur accordable à haut facteur de qualité.....	105
III.2.3.3. Configuration filtre accordable multi pôles.....	107
III.2.3.3.1. Filtre passe bande d'ordre 2.....	107
III.2.3.3.2. Filtres passe bande accordable d'ordres 3 et 4.....	110
III.2.3.3.3. Filtre Stop bande accordable.....	116
III.2.3.4. Configuration déphaseur accordable adapté à faible pertes.....	117
III.2.4. Conclusion.....	120
III.3. GROOVE GAP, méta-composant, multifonction, multitâche, multi-accès.....	121
III.3.1. Conception du prototype.....	122
III.3.2. Prototypage et fabrication.....	124
III.3.3. Configuration et mesure.....	125
III.3.3.1. Configuration routeur.....	125
III.3.3.2. Multi-fonctionnement accordable.....	127
III.3.3.2.1. Splitter 3 dB.....	128
III.3.3.2.2. Autres configurations.....	129
III.3.4. Conclusion.....	131
III.4. Au-delà de l'accordabilité.....	131
III.4.1. Cavité cylindrique accordable.....	131
III.4.2. Filtre à plot capacitif accordable.....	135
III.5. Conclusion du chapitre.....	139



Conclusion .....	141
References bibliographies .....	144
Annexes .....	153

## Table des illustrations

Figure 1 : Coupe transversale du guide d'ondes à gap idéal, court-circuit magnétique artificiel (AMC).....	25
Figure 2 : Différentes géométries de guide d'ondes à gap : (a) guide d'onde à gap de crête, (b) guide d'onde à gap de rainure, (c) guide d'onde à gap micro-ruban inversé, (d) guide d'onde à gap micro-ruban-arête [35] & [36] .....	26
Figure 3 : Modes de propagation souhaités dans différentes géométries de guides d'ondes à gap [3], a) RGW (Ridge Gap Waveguide), b) GGW (Groove Gap Waveguide), c) IMGW (Inverted-Microstrip Gap Waveguide), d) MRGW (Microstrip Ridge Gap Waveguide) .....	27
Figure 4 : Dimensions détaillées d'un lit de clous métallique périodique .....	27
Figure 5 : Diagrammes de dispersion : (a) cellule unitaire d'une broche périodique, (b) structure de broche périodique avec rangées de broches, (c) guide d'onde RGW, (d) guide d'onde GGW [35].....	28
Figure 6 : Répartition du champ dans le plan transversal à l'intérieur de la structure du guide d'ondes à gap [3].....	29
Figure 7 : Isolement mesuré entre deux lignes dans la structure du guide d'ondes d'écart [36] .....	29
Figure 8 : Géométrie de la structure métallique périodique à clous [36].....	32
Figure 9 : Les prototypes de guides d'ondes à écart plus long en bande V, [37].....	32
Figure 10 : Eude paramétriques sur la bande interdite obtenue par lit de clous, (a) relation entre h et p, (b) relation entre r/p et h, [3] .....	33
Figure 11 : Géométrie de la structure périodique (EBG) de type champignon [39] .....	34
Figure 12 : Effets paramétriques sur la bande interdite de la structure périodique type champignon, a) effet de g, b) effet de r, c) effet de d, et d) l'effet de la position de la mise à la masse via [36] & [39].....	35
Figure 13 : Illustration de la structure de type périodique monodimensionnel (1D) et bidimensionnel .....	36
Figure 14 : a) Détails des géométries étudiées pour l'analyse de dispersion pour RGW, b) Diagramme de dispersion du guide d'ondes RGW et du guide d'ondes à Ridge creux (rouge et bleu respectivement) <i>les ligne en pointillées délimite la bande interdite</i> [43].....	37
Figure 15 : a) Détails des géométries étudiées pour l'analyse de dispersion pour GGW, b) Diagramme de dispersion du guide d'ondes GGW et du guide d'ondes rectangulaire (rouge et bleu respectivement) <i>les ligne en pointillées délimite la bande interdite</i> [43].....	37
Figure 16 : a) Diagramme de dispersion obtenu par les deux méthodes et CST pour le guide d'ondes RGW, b) impédance caractéristique calculée par les deux méthodes et CST pour la même géométrie d'essai.....	38
Figure 17 : Configuration de port pour simuler des structures de guides d'ondes à gap, (a) RGW, (b) GGW [3] .....	39

Figure 18 : Paramètres S des ports de guide d'ondes rectangulaire équivalents au guide GGW dans CST et HFSS [3] .....	39
Figure 19 : Paramètres S des ports de guide d'ondes à Ridge équivalents au guide d'ondes RGW dans CST et HFSS [3] .....	40
Figure 20 : Fente à bande étroite de dimension $SL = 11,5$ mm et $SW = 5,85$ mm et son coefficient de réflexion simulé. (b) Fente large bande avec section en T et son coefficient de réflexion simulé ; $SL = 11,75$ mm, $SW = 5,85$ mm, $TL = 8,25$ mm. (c) Paramètres S simulés [60] .....	42
Figure 21 : a) Modèle CST du réseau linéaire et du réseau fabriqué. b) $S_{11}$ mesuré et simulé pour le réseau linéaire. c) Modèles de plans E et H mesurés pour le réseau linéaire [60] ....	43
Figure 22 : La distribution de champ à l'intérieur du guide d'ondes GGW, a) polarisation verticale (suivant X), b) polarisation horizontale (suivant Y) [3].....	44
Figure 23 : Guide d'ondes GGW fabriqué avec des fentes dans la paroi large et un motif de plan H pour ce réseau de fentes [3].....	44
Figure 24 : a) Schéma du guide d'ondes Groove Gap avec une fente sans titre excitée par un dipôle parasite (b) Réseau de fentes dans un guide d'onde GGW fabriqué ayant une fente dans une paroi étroite. (c) Diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans E et H pour le réseau de fentes ayant une fente dans une paroi étroite [3] & [63] .....	45
Figure 25 : Figure 27 a) vu de côté du champ E en propagation dans un guide d'onde GGW à demi-mode, b) Comparaison schématique du guide d'ondes rectangulaire conventionnel polarisé horizontalement (à gauche) avec le guide d'ondes à intervalle de rainure (au milieu) et le guide d'ondes à intervalle de rainure en demi-mode (à droite) [64] .....	46
Figure 26 : (a) antenne 1 vu de dessus, (b) vu de dessous de la plaque supérieure, (c) antenne 2 vu de dessus, (d) vu de dessous de la plaque supérieure [64].....	46
Figure 27 : Champ électrique simulé à 30 GHz dans le réseau de distribution d'antenne, (a) à guide d'onde HM-GGW, (b) à guide d'onde métallique conventionnel creux avec le même gap d'air [64] .....	47
Figure 28 / transition WR15-GGW (a) vue de dessus, (b) vue latérale [65].....	48
Figure 29 : réponse fréquentielle de la transition WR-15 GGW (simulation) [65] .....	49
Figure 30 : a) conception 3D de la transition WR-15 à GGW, c) Paramètres S simulés de la transition RW à GGW. [66].....	49
Figure 31 : Configuration de la transition GGW vers RW proposée. (a) Vue 3D, (b) Vue de dessus, (c) Vue de côté, et (d) Paramètres S simulés et mesurés de la transition dos à dos [67].....	50
Figure 32 : a) Vue en perspective 3D du modèle de transition dos à dos utilisé pour Simulation HFSS, b) Comparaison entre les performances prédites (ligne pointillée), la simulation prenant en compte les erreurs de fabrication (ligne pleine) et les résultats de mesure (ligne pointillée) de la transition, c) transformateur Tchebychev [68].....	51
Figure 33 : (a) Transition dos à dos GGW-micro-ruban (plaque métallique supérieure masquée). (b) Trois sections pour la transition GGW-micro-ruban proposée et ses	

dimensions optimisées, (c) Paramètres S mesurés et simulés pour le montage de la Transition GGW- micro-ruban [70].....	52
Figure 34 : a) configuration de la transition proposée du guide d'ondes micro-ruban à rainure et, b) vue latérale du champ guidé à travers la structure et (c) résultat de simulation de la transition proposée [71].....	52
Figure 35 : a) transition micro-ruban vers GGW, b) résultats de simulation[72] .....	53
Figure 36 : a) filtre 4 pôles en Groove Gap, (b) facteur de qualité externe en fonction de la position de la sonde coaxial [73].....	54
Figure 37 : cavité résonnante dans la bande Ku, a) vue 3D, b) vue de dessus [75].....	55
Figure 38 : Tracés de l'amplitude totale du champ E pour le résonateur @ 14GHz avec trois rangées de broches autour, (a) le champ à la surface qui coupe les broches au milieu, (b) le champ à la surface le long gap d'air. [75] .....	56
Figure 39 : (a) deux résonateurs GGW couplés sans des parois métalliques pleines, (b) coefficient de couplage K en fonction de la séparation S, (c) vue de dessus d'un filtre passe-bande bande étroite d'ordre 3 en GGW avec une excitation coaxiale [75].....	57
Figure 40 : résultat de mesure du filtre passe-bande en GGW d'ordre 3 [75] .....	58
Figure 41 : design de filtre à plots capacitif d'ordre 4, (a), vue 3D, (b) vue de dessus [76]....	58
Figure 42 : a) valeur du facteur de qualité externe en fonction du df, (b) valeur de couplage et les valeurs des fréquences du modes pair et impaire en fonction de la distance physique S <sub>gap</sub> [76].....	59
Figure 43 : a) topologie du filtre utilisée et type de couplage, (b) vue 3D du filtre d'ordre 4 [77] .....	59
Figure 44 : a) couplage m <sub>14</sub> entre les cavités 1 et 4 via les Ridges capacitifs, (b) couplage m <sub>12</sub> et m <sub>34</sub> entre les cavités 1 et 2 et les cavités 3 et 4 via les trous capacitifs circulaires (c) couplage m <sub>23</sub> entre les cavités 2 et 3 via la structure périodique coupé, (d) même technique que (c) pour les iris d'entrée et sortie [77].....	60
Figure 45 : comparaison entre les résultats de la simulation et de la mesure du filtre d'ordre 4 à couplage croisé [77] .....	61
Figure 46 Une illustration du résonateur à cavité GGW accordable proposé, (a1) vue de côté, (a2) vue 3D, des distributions de champ électrique du résonateur accordable pour deux longueurs différentes correspondant à différentes fréquences de résonance à (b) f =14,3 GHz, (c) f =12,6 GHz [79].....	62
Figure 47 (a) les valeurs absolues des déphasages mesurés et simulés à f = 15 GHz par rapport au déplacement longitudinal, (b) Déphasage mesuré du déphaseur proposé pour différentes valeurs de longueur de guide d'onde l de 2 mm à 40 mm par pas de 2 mm, (c) Coefficients de réflexion et (d) coefficients de transmission du déphaseur proposé pour différentes longueurs de guide d'onde de 2 mm à 40 mm. Les résultats de mesure sont représentés par des lignes pleines, tandis que les résultats de simulation sont représentés par des lignes pointillées. ....	63
Figure 48 antenne à balayage mécanique GGW, a) vue 3D, b) vue de dessus, c) vue de coupe du guide GGW/RGW, d) comparaison des simulations et mesures [80].....	64

Figure 49 Bande d'arrêt d'une cellule unitaire à symétrie glissante trouée avec des dimensions $a = 3,5 \text{ mm}$ , $h = 2 \text{ mm}$ et $r = 1,4 \text{ mm}$ .....	67
Figure 50 (a) Guide d'ondes rectangulaire relié à des brides avec des trous à symétrie de glissement des deux côtés. (b) Topologie en miroir des trous entourant une ouverture de guide d'ondes. Lorsque les brides sont jointes, la géométrie est construite en glissement par rotation. ....	67
Figure 51 Configuration de la cellule unitaire, composée de cinq couches métalliques [82] .	68
Figure 52 (a) cellule élémentaire GW en bande D, (b) cellule élémentaire HGS en bande D .....	68
Figure 53 diagramme de dispersion et bande interdite des structure périodiques.....	69
Figure 54 plaque numéro 3 du guide d'onde HGS avec des encoche (slots) pour limiter les parasites [82].....	70
Figure 55 (a) guide d'onde GGW avec excitation WR6, (b) guide d'onde HGS avec excitation WR6, (c) paramètres S.....	70
Figure 56 (a) guide d'onde WR6 avec une portion de lit de clous, (b) guide d'onde WR6 avec une portion de la structure HGS, (c) paramètres S .....	71
Figure 57 (a) coupleur quatre voies GGW, (b) coupleur quatre voie HGS, (c) résultats d'étude .....	72
Figure 58 (a) résonateur en GGW, b) résonateur en HGS.....	73
Figure 59 (a) cellule élémentaire d'une structure périodique en groove gap, (b) diagramme de dispersion et bande interdite correspondant .....	75
Figure 60 (a1) connecteur SMA, (a2) section de guide d'onde rectangulaire WR90, (a3) section de guide d'onde GGW, (b) diagramme de dispersion modale .....	76
Figure 61 (a) vue de dessus en 3D de la transition coaxial GGW back-to-back, (b) vue 3D proche de la transition coaxial GGW, vue frontale de la transition (insertion du connecteur SMA dans le guide GGW), (d) vue proche de l'armature centrale avec pastilles d'adaptation .....	77
Figure 62 (a) cartographie du mode TE10, (b) paramètres S (simulation) .....	78
Figure 63 : a) modèle 3D de la transition, prototype de la transition câble coaxial GGW, b) vue du connecteur SMA, c) vue de dessous, d) vue rapprochée du connecteur SMA (avec pastilles).....	79
Figure 64 : paramètres S (simulation, mesure et rétro-simulation).....	79
Figure 65 (a) vue de dessus de la transition WR90 GGW back-to-back, (b) vue 3D proche de la rampe inférieure, (c) schéma simplifié de la transition (flèche indiquant le sens de propagation).....	80
Figure 66 a) cartographie du mode TE10, (b) paramètres S (simulation).....	81
Figure 67 a) prototype de la transition WR90-GGW, (b) prototype à mesurer, (c) paramètres S (simulation et mesure).....	81
Figure 68 (a) structure GGW à double gap d'air, une duplication d'une groove gap standard, (b) diagramme de dispersion (la courbe bleu et la courbe rouge sont superposées) .....	83

Figure 69 : géométrie du SW-GGW à double gap d'air [83].....	83
Figure 70 (a) vue 3D de la cellule élémentaire à 10 GHz, (b) diagramme de dispersions correspondant .....	84
Figure 71 vue 3D d'un guide d'onde DGGW, (a) avec un plan de masse plein, (b) avec une réduction de matière, (c) avec une réduction de matière avancée, d) différence de pertes d'insertion par rapport type de cellule GGW utilisée. ....	85
Figure 72 : résultats de simulation des guides GGW, b) cartographie de champ E @ 10 GHz .....	85
Figure 73 (a) vue 3D de la cavité accordable en DGGW, (b) une tige DGGW .....	86
Figure 74 Fréquence de résonance et facteur de qualité en fonction de W, comparaison avec une cavité métallique .....	87
Figure 75 (a) vue de dessus de deux cavités DGGW couplées par un iris inductif en DGWW, (b) fonction de couplage en fonction de la valeur de pénétration .....	88
Figure 76 (a) transition WR90 vers un guide d'onde à gap hybride, (b) paramètres S en simulation .....	89
Figure 77 Variation de fréquence de résonance au sein d'une cavité accordable en oscillations forcées .....	89
Figure 78 (a) vue 3D du prototype cavité accordable DGGW avec une transition WR90, (b) butée latérale, (c) tiges DGGW prolongée .....	90
Figure 79 (a) vue 3D du prototype cavité accordable, (b) zoom sur le système d'accordabilité, c) tige DGGW courbée (exagéré).....	91
Figure 80 Résultats de mesure de la configuration guide d'onde, paramètres S.....	92
Figure 81 (a) configuration d'une cavité accordable DGGW, (b) résultats de mesure paramètres S, c) variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence de résonance..	92
Figure 82 Autre cellule DGGW .....	94
Figure 83 - vue 3D du filtre accordable .....	97
Figure 84 : configurations envisagées du filtre accordable en DGGW, a) cavité résonante accordable, b) filtre accordable d'ordre trois, filtre accordable d'ordre quatre, filtre stop bande d'ordre trois .....	98
Figure 85 : résultat de simulation, en configuration guide d'onde GGW (en pointillé) et en configuration filtre d'ordre deux .....	99
Figure 86 : schéma éclaté du filtre GGW accordable.....	100
Figure 87 : a) prototype filtre accordable PF. V1.0, b) tiges DGGW.....	101
Figure 88 : modifications sur le prototype .....	102
Figure 89 : prototype du filtre accordable PF. V1.3, a) vue intérieure du corps principal, b) vue de dessus de la plaque inférieure, c) vue latérale du corps principal (tiges DGGW suspendue), d) vue de dessus du corps principal, e) corps principal sans la butée latérale et sans la plaque de guidage.....	103
Figure 90 : a) configuration guide d'onde, mesure paramètres S (avec P. V1.0) .....	104

Figure 91 : a) configuration cavité résonante, b) mesures (avec P. V1).....	106
Figure 92 : a) configuration filtre accordable d'ordre 2, b) mesure (P. V1.1) .....	108
Figure 93 : a) robot régleur, b) plaque métallique de guidage après usage .....	109
Figure 94 : Effet de la rotation de tige filetée sur le glissement des tiges DGGW.....	110
Figure 95 : a) configuration filtre accordable d'ordre 3, mesure des paramètres S (P. V1.3), b) S21 à faible fréquence (8.8GHz), c) S11 à faible fréquence (8.8GHz), d) S21 à fréquence médiane (10 GHz), e) S11 à fréquence (10 GHz), f) S21 à haute fréquence (11.6GHz), g) S11 à haute fréquence (11.6GHz).....	111
Figure 96 mesure des paramètres S de l'accordabilité de l'ordre du filtre (2 et 3) à 10 GHz, a) S21, b) S11 .....	112
Figure 97 : abaque synthétique des potentialités du filtre accordable .....	113
Figure 98 : a) filtre stop-bande, b) mesure paramètres S.....	117
Figure 99 : a) déphaseur à phase positive, b) déphaseur à phase négative, c) mesure paramètres S.....	118
Figure 100 : a) déphaseur IN, b) déphaseur OUT, c) déphasage par rapport au guide d'onde GGW .....	119
Figure 101 : a) idée derrière la conception du GGWM, b) forme générale du dispositif .....	122
Figure 102 : a) GGWM sans symétrie aux accès, b) paramètres S correspondantes (simulation), c) GGWM avec symétrie aux accès, d) paramètres S correspondantes (simulation).....	123
Figure 103 : schématique de la non symétrie au niveau de la transition .....	123
Figure 104 : Prototype du méta-composant (fabrication) .....	125
Figure 105 : Fonction de routage, a) de 1 vers 2, b) mesure paramètres S, c) de 1 vers 3, d) mesure paramètres S, e) de 1 vers 4, f) mesures paramètre S .....	127
Figure 106 : a) filtre accordable désaxée entre les voies 1 et 3, b) mesure paramètre S ....	128
Figure 107 : a) Splitter (diviseur de puissance), mesure paramètres S b) première cas (faible bande et haute adaptation), c) deuxième cas (large bande et faible adaptation) .....	129
Figure 108 : a) configuration duplexage d'ordre 2 entre les voies 2 et 3, b) configuration coupleur hybride, c) configuration oscillateur, d) nouvelle idée de la littérature [106].....	130
Figure 109 : a) vue schématique de la cavité, b) diaphragme optique, vue 3D de la c) moitié de cavité, d) les accès, e) de l'ensemble .....	132
Figure 110 : a) vues de la cavité en simulation, b) cartographie du champ E du mode TE <sub>111</sub> , c) variation de fréquence en fonction du rayon du trou de la plaque centrale .....	133
Figure 111 : a) prototype de la cavité cylindrique accordable en mesure, b) mesure paramètre S .....	134
Figure 112 : a) modèle de cavité cylindrique avec une rotation d'un accès suivant Z, b) simulation des paramètres S .....	134

Figure 113 : schéma explicatif du filtre accordable à plot capacitif, a) vue de dessus de la plaque contenant les plots capacitifs, b) vue en coupe de la plaque contenant les rampes pour l'accordabilité .....	136
Figure 114 : cavité résonnante en GW à plot capacitif, a1) vue 3D de la cavité, a2) vue 3D de la rampe, a3) du de côté. b) variation de la fréquence en fonction de la position de la rampe suivant X, c) variation de la fréquence de résonance en fonction de la position de rampe suivant X et suivant Y .....	137
Figure 115 : cavité résonnante en GW à plot capacitif, a1) vue 3D de la cavité, a2) vue 3D de la rampe, a3) vue de côté. b) variation du couplage K en fonction de la position de la rampe suivant Y .....	138
Figure 116 : a) vue 3D du filtre à plot capacitif d'ordre 2, b) résultats de simulation des paramètres S.....	138
Figure 117 : a) routage de la voie 1 vers la voie 2, b) paramètres S, c) cartographie du champ E (Phénomène de back splash) .....	154
Figure 118 : a) diaphragme non métalliser avec le JET METAL, b) diaphragme métalliser avec le JET METAL.....	155
Figure 119 : a) banc de mesure modifié pour la cavité cylindrique accordable, b) mesure paramètre S .....	155
Figure 120 : a) vue rapprochée du diaphragme métallisé après mesure, rétro-simulation des éclats de peinture [b1 et b2) model de simulation, c) résultats de la simulation] .....	156



## Table des tableaux

---

Tableau 1 : Tableau 1 Comparaisons des résultats simulés et mesurés pour les résonateurs de guides d'ondes à gap en bande Ku [38].....	31
Tableau 2 : Comparaisons des résultats de perte d'insertion pour des structures de guides d'ondes à gap de $30\lambda$ dans la bande V [38] & [3].....	31
Tableau 3 : comparatif des antennes en GGW .....	47
Tableau 4 : tableau comparatif entre techniques de transition .....	54
Tableau 5 : tableau comparatif entre type de filtre GGW .....	61
Tableau 6 dimensions géométriques et bande de fonctionnement des deux structures périodiques.....	69
Tableau 7 : dimension et performances des cavité GGW et HGS .....	73
Tableau 8 : comparaison des performances entre GGW et HGS .....	74
Tableau 9 : tableau récapitulatif des performances des transitions.....	82
Tableau 10 comparaison entre deux cellules élémentaires à forme géométrique différente .	94
Tableau 11 : comparaison entre simulation et mesure des paramètres S en configuration guide d'onde.....	104
Tableau 12 : comparaison des résonateurs GGW .....	106
Tableau 13 : récapitulatif des mesures filtre d'ordre 2.....	108
Tableau 14 : récapitulatif des mesure filtre trois pôles .....	111
Tableau 15 : comparaison des résultats avec l'état de l'art sur les filtres accordable .....	114
Tableau 16 : comparaison des résultats avec l'état de l'art sur les déphaseurs accordable	119
Tableau 17 : variation de fréquence et son facteur de qualité en fonction du rayon centrale .....	135

## Introduction

---

Les télécommunications consistent comme chacun sait en l'échange de données entre des personnes, des capteurs, des robots ou d'autres systèmes, données porteuses d'informations codées électriquement ou optiquement. Ces systèmes communicants sont de plus en plus présents dans notre quotidien, le monde est plus connecté que jamais avec l'avènement de la 5G et la perspective de la 6G.

Pour assurer le bon fonctionnement de cette connectivité, des logiciels et des équipements matériels sont nécessaires pour gérer le flux de données et assurer l'émission, le transport et la réception des données. Les systèmes de communication doivent de plus en plus répondre à des contraintes de flexibilité, pour reconfigurer leur fonctionnement en fonction des besoins des usagers, de manière dynamique. Ces systèmes se numérisent ainsi de plus en plus, et les équipements matériels doivent également être en capacité de répondre à ce besoin de flexibilité.

Ces équipements matériels sont constitués de systèmes antennaires pour les communications sans fil, permettant d'émettre, de relayer ou de capter les signaux, mais ceux-ci ne sont qu'une partie visible d'un système analogique global appelé "front-end". Ce dernier est composé de plusieurs sous-systèmes, chacun ayant un rôle spécifique. A la réception par exemple, les signaux captés passent par un filtre, notamment pour éliminer les bruits indésirables avant d'être amplifiés pour compenser l'atténuation subie lors de leur propagation dans l'air, tout en limitant le bruit additionnel entraîné par ce traitement. Ensuite, le signal est ou non transposé en fréquence avant une conversion numérique et sa démodulation. Certains sous-systèmes sont actifs et nécessitent une source externe d'énergie, tels que l'amplification ou la modulation/démodulation, tandis que d'autres sont passifs et n'ont pas besoin d'une source supplémentaire pour fonctionner, comme les filtres, les routeurs, les diviseurs de puissance et les coupleurs. Ces sous-systèmes sont reliés par des canaux de transmission souvent standards tels que des guides d'ondes rectangulaires métalliques, des lignes micro-ruban ou des câbles coaxiaux.

Il est important de prévoir des techniques de fabrication qui permettent des tolérances acceptables pour permettre le bon fonctionnement des composants passifs, et notamment des filtres. Plus leur bande passante relative est faible, plus leur réponse est sensible aux variations de dimensions géométriques et physiques. Dans le cas de spécifications qui ne peuvent être tenues sur la base des potentialités des techniques de fabrication, des perturbateurs électromagnétiques tels que des vis, inserts diélectriques ou des matériaux et composants accordables électriquement sont intégrés pour corriger la réponse obtenue en sortie de fabrication. Le spectre d'utilisation de ces perturbateurs peut cependant s'élargir, jusqu'à l'accordabilité, par exemple la modification à demande de la fréquence centrale et de la bande passante d'un filtre, et répondre alors aux besoins de flexibilité décrits ci-dessus. Nous nous concentrons dans ces travaux sur des accords mécaniques, qui sont nettement plus lents que les accords à commandes électriques ou optiques, mais qui sont mieux adaptés à l'accord des composants volumiques très faibles pertes. En effet, la fonction d'accordabilité s'accompagne généralement d'une chute de performance, surtout si la plage d'accordabilité est importante. Cette chute est principalement due à une augmentation des pertes dans le composant, qui peut être très importante pour des filtres à bande relative faible intégrant des commandes électriques (transistors ou diodes). Cependant, même pour des accords mécaniques, l'augmentation des pertes ou l'augmentation des fuites par rayonnement causées par les mouvements des parois de la cavité peuvent être sensibles et doivent être contrôlées.

Malgré ces problèmes, l'accordabilité peut apporter des avantages dans les systèmes de télécommunications et spécialement les satellites, car elle permet d'adapter le fonctionnement initial pour répondre à un nouveau cahier des charges, de réduire les coûts de fabrication ou de recycler des anciens composants. Dans le cas des satellites de communication, l'accordabilité peut prolonger leur durée de vie en leur permettant d'évoluer dans leurs missions en fonction de la demande, sur le long terme. Sur le court terme, une journée par exemple, cette flexibilité peut permettre d'adapter les potentialités du système de transmission à l'évolution des besoins des usagers. De plus, les composants accordables peuvent ajuster leurs réponses en temps réel pour compenser la dilatation/compression thermique causée par la variation de la température liée à la position du satellite par rapport au soleil. Il est donc crucial de fiabiliser les techniques d'accordabilité et d'explorer de nouvelles possibilités pour améliorer leur performances et potentialités.

Au cours de la dernière décennie, de nouvelles technologies à gap, appartenant à la famille des métamatériaux, ont été développées pour résoudre les problèmes d'assemblage couramment rencontrés avec les guides d'ondes rectangulaires à très haute fréquence. Ces technologies utilisent des formes géométriques périodiques pour confiner le champ électromagnétique. Les formes ainsi créées sont séparées du reste du composant par un gap d'air, éliminant le besoin de contact entre les différentes parties du composant, et supprimant ainsi les problèmes d'assemblage que l'on rencontre avec les technologies traditionnelles.

Cette technologie Groove Gap a été utilisée ces 20 dernières années pour réaliser des filtres, des déphaseurs, des antennes. Peu de publications ont cependant porté sur l'utilisation de cette technique pour réaliser des fonctions accordables, alors que l'absence de contact électrique peu permettre une mise en mouvement d'une pièce par rapport à l'autre composant le dispositif.

Dans le cadre de cette étude, nous allons ainsi évaluer différentes technologies à gap et en choisir une pour répondre au mieux aux exigences d'accordabilité, tout en limitant au plus les pertes de performances.

Le premier chapitre propose une description de la technologie que nous allons utiliser. Nous allons revenir sur les origines de la technique groove gap, discuter de ses évolutions et des innovations apportées progressivement. Dans le même chapitre, nous décrivons les approches théoriques développées pour permettre le dimensionnement des matériaux périodiques et dispositifs intégrant ces matériaux. Nous ne rentrerons pas dans le détail à ce niveau, les travaux de thèses s'appuyant sur des techniques de calcul existantes et ne portant pas sur leur développement. Nous décrivons alors les avantages et inconvénients de cette technologie groove gap en la comparant aux technologies existantes. Cette présentation d'un état de l'art permettra enfin d'identifier les différentes fonctions hyperfréquences qui emploient aujourd'hui ces matériaux groove gap.

Dans le second chapitre, nous allons tout d'abord mener des études comparatives pour identifier la nature du matériau que nous retiendrons à la suite pour nos applications. Au démarrage de nos travaux, une nouvelle technique, à ce stade identifiée par son acronyme HGS, a été publiée, et semblait produire des résultats très intéressants. Nous allons donc comparer la technologie groove gap 'conventionnelle' à cette technologie HGS, que nous ne retiendrons pas finalement. A la suite, nous allons discuter des différentes adaptations apportées et méthodologies déployées pour optimiser le matériau périodique dans le cadre de nos applications. Cela consistera d'une part à analyser différentes techniques d'excitation des dispositifs groove gap, en optimisant la transition entre la fonction réalisée et des supports de transmission classiques, guides d'ondes métallique rectangulaires et coaxiaux. D'autres parts, des évolutions de formes géométriques du matériau périodique seront proposées afin

d'accéder à des techniques d'accordabilité stables et performantes. Cela sera mis en évidence grâce aux mesures de plusieurs prototypes.

Le dernier chapitre s'inscrira dans la continuité du précédent. Nous allons rassembler les outils et expériences acquises pour réaliser un composant hyperfréquence accordable. Dans un premier temps, un dispositif à deux accès sera conçu, fabriqué et mesuré : il permettra la réalisation d'un filtre dont la fréquence centrale, la bande passante mais aussi le nombre de pôles seront flexibles, dans des gammes de variations importantes. Cette même structure sera testée pour réaliser un déphaseur, puis un filtre stop bande. Dans un second temps, un deuxième prototype à quatre accès sera conçu, fabriqué et mesuré. Ce dernier permettra d'envisager de multiples combinaisons de fonction électromagnétiques accordables et flexibles. À la fin du troisième chapitre, nous proposerons d'autres dispositifs à groove gap accordables, plus prospectifs, pour évaluer de nouvelles voies innovantes d'utilisation de cette technologie.

Ce travail a été mené en collaboration scientifique et soutenu financièrement par la société Thales Alenia Space (Toulouse). Il a également été accompagné financièrement par la région Nouvelle Aquitaine.

# Chapitre I. GROOVE GAP, Théorie de la structure à bande interdite et état de l'art

---

## I.1. Introduction

La forte congestion du spectre radiofréquences (RF) alloué aux communications sans fil d'aujourd'hui motive et accélère les travaux de recherche sur les bandes millimétriques et Téra hertz. Les largeurs de bande de transmission, et donc les débits accessibles, sont en effet d'autant plus élevés que la fréquence augmente. Cependant, il existe de nombreux facteurs technologiques et défis mécaniques à relever pour permettre la réalisation des composants passifs micro-ondes à hautes fréquences. La longueur d'onde diminuant avec l'augmentation de la fréquence, les dimensions des composants passifs distribués deviennent plus faibles, et les circuits plus compacts. La réponse de ces composants et circuits est alors plus sensible aux tolérances de fabrication. Les imperfections de réalisation, d'assemblage, les défauts d'état de surface, les alignements imparfaits de dispositifs impactent donc fortement le comportement des circuits. Les lois de l'électromagnétisme sont systématiquement à considérer, pour prendre en compte des modes de résonance volumique, le rayonnement provenant de courbures ou de discontinuités mineures ou le couplage indirect entre composants. Les pertes diélectriques des matériaux, les pertes métalliques augmentent également fortement avec la fréquence, elles impactent les bilans de puissance des systèmes réalisés, les niveaux de bruit générés, alors même que la génération de puissance reste un problème ouvert en particulier aux THz. La maîtrise du fonctionnement des circuits est donc plus complexe, les coûts de réalisation des fonctions plus importants.

Le développement de la technologie dite des guides d'ondes à gap permet d'apporter une réponse à quelques-uns de ces défis, ce que nous décrivons dans ce chapitre.

La première partie propose une description de cette technique, et décrit son mode de fonctionnement.

Dans la section « *Technologies conventionnelles des micro-ondes* », certains facteurs clés sont reconsidérés concernant l'utilisation des technologies micro-ondes conventionnelles telles que la ligne micro-ruban plane ou le guide d'onde métallique pour la fabrication de modules ou de systèmes hyperfréquences à hautes fréquences. Cette section met en avant l'écart de performances existant entre les lignes de transmission planes, telles que micro-ruban ou coplanaires (CPW), et les guides d'ondes métalliques non planes, en termes de coût, de performances, de flexibilité de fabrication, etc. Ce bilan va motiver la recherche sur la technologie des guides d'ondes à gap.

Après cela, dans la section "*Principe de fonctionnement des guides d'ondes à Gap et analyse des pertes*", la technologie de guide d'ondes à gap nouvellement proposée et développée est présentée comme une solution prometteuse pour les problèmes de micro-ondes à hautes fréquences. Le fonctionnement de base de cette technologie est expliqué. Cette section montre ainsi comment des structures périodiques peuvent être utilisées pour former un guide d'ondes entre deux plaques parallèles et comment la propagation des ondes électromagnétiques peut être contrôlée dans de tels guides d'ondes. Une vue d'ensemble des différentes variantes de la technologie de guide d'ondes à gap qui ont fait l'objet de publications est également présentée dans cette section.

La seconde partie de ce chapitre présente les méthodes analytiques et numériques développées pour contrôler le fonctionnement des guides d'ondes à gap.

La première partie "Conception et optimisation de la bande interdite à plaques parallèles" traite des approches théoriques développées pour dimensionner les guides à plaques parallèles. Typiquement, le guide étant périodique, une cellule unitaire est analysée avec un solveur de mode propre pour déterminer la bande interdite, au moyen d'un logiciel commercial. Une étude paramétrique est proposée pour identifier l'impact des différentes dimensions de la structure sur sa réponse.

La partie suivante, « Approches analytiques utilisées pour analyser le guide d'ondes Gap », synthétise deux approches analytiques utilisées jusqu'à présent dans la prédiction de performances de propagation du guide d'ondes GROOVE GAP (GGW) et du guide d'onde RIDGE GAP (RGW). Cette section montre également l'analogie des comportements électromagnétiques des guides d'ondes GROOVE GAP/RIDGE GAP et du guide d'ondes métallique rectangulaire conventionnel. Ainsi, la plupart des dimensionnements initiaux des composants intégrant des guides d'ondes à gap peuvent être réalisés en utilisant les architectures et topologies de guide d'ondes classiques.

La dernière section de ce chapitre présente alors différentes applications des guides d'ondes à gap.

La partie "Antennes à faibles pertes basées sur la technologie de guide d'onde à gap" présente différents types d'antennes conçues à l'aide de cette technologie. En raison des propriétés de faibles pertes du guide d'ondes à gap, des antennes planaires et réseaux d'antennes à haut rendement et à gain élevé peuvent être conçues avec cette technologie.

La partie "Transitions entre le guide d'ondes à gap et la ligne de transmission standard" couvre plusieurs transitions entre le guide d'ondes Gap et d'autres lignes de transmission standard, telles que les lignes micro-ruban, les guides d'ondes rectangulaires et le câble coaxial, et ces transitions sont très importantes à maîtriser : il ne faut en effet pas dégrader les performances du composant en guide à gap lors de sa connexion aux autres composants du sous-système.

La partie "Filtres à fort facteur de qualité" présente des filtres et duplexeurs qui ont été réalisés dans la technologie en guide à gap. Ces réalisations sont intéressantes pour leur fort facteur de qualité (faibles pertes), car elles sont plus robustes en termes d'assemblage mécanique que les technologies classiques, et du fait qu'elles peuvent être intégrées naturellement à d'autres modules tels que des antennes.

La dernière section "Composants en guide d'onde GGW divers" présente des solutions hyperfréquences pour des composants qui ne rentrent pas dans aucun des cas mentionnés auparavant.

## **I.2. Présentation de la structure guide d'ondes à gap et de ses intérêts**

### **I.2.1. Technologies conventionnelles des supports de propagation micro-ondes**

Les guides d'ondes rectangulaires conventionnels, les lignes de transmission planaires, telles que lignes coplanaires (CPW) ou les lignes micro-ruban, sont des supports de transmission bien caractérisés qui sont utilisés dans une grande variété de composants et circuits RF complexes aujourd'hui. Cependant, des facteurs limitant leurs performances apparaissent lors de l'utilisation de ces technologies conventionnelles à des longueurs d'onde millimétriques et au-delà, en particulier pour les applications antennaires. Les guides d'ondes métalliques, rectangulaires ou cylindriques, sont privilégiés de manière générale, sur tout le spectre microondes, lorsque les niveaux de pertes acceptables sont très faibles et/ou de fortes puissances sont à traiter. Ces solutions volumiques sont cependant très encombrantes aux

basses fréquences microondes, leurs dimensions étant liées à la longueur d'onde. Elles sont ainsi plus systématiquement utilisées lorsque le niveau de fréquence devient important.

En règle générale, s'il n'est pas fait appel aux technologies de fabrication additives, qui posent encore aujourd'hui d'autres problèmes (liés aux états de surface en particulier), les dispositifs sont usinés en plusieurs blocs, qui sont alors assemblés. La connexion entre les différents blocs peut être effectuée par des techniques de vissage, par soudage par liaison par diffusion ou par brasage profond. Au fur et à mesure que la fréquence de fonctionnement du guide d'onde approche des fréquences millimétriques, les dimensions physiques des composants diminuant, un niveau de précision élevé est requis pour la fabrication mais également l'assemblage des blocs. Cette phase d'assemblage est particulièrement critique : un très bon contact électrique ainsi qu'un bon alignement des différents blocs doivent être obtenus. De plus, une finition de surface de haute qualité sur toute la surface de contact métallique est nécessaire pour un bon assemblage mécanique et électrique, et les surfaces en contact doivent être protégées de la corrosion et de l'oxydation pendant tout le cycle de vie du produit. Ces exigences mécaniques strictes conduisent à une technique d'usinage des métaux de très haute précision, qui augmente le coût de fabrication et augmente les temps de production. Ces contraintes freinent la production de masse de composants à des buts commerciaux.

Pour exemple, ces technologies en guides d'onde permettent potentiellement la réalisation d'antennes réseau à fentes à haut rendement aux fréquences millimétriques et THz. Ce problème de contact électrique est alors un facteur très limitant pour les performances électriques finalement mesurées. Dans ces applications, plusieurs guides d'ondes sont nécessaires et sont placés en parallèle. Le respect des mailles du réseau amène à réaliser des parois verticales étroites pour séparer les différents guides d'ondes. Il est alors très difficile d'obtenir un contact électrique entre les guides d'ondes 'verticaux' et la couche 'horizontale' de fentes rayonnantes à laquelle ces guides sont connectés [1]&[2]. Les réseaux de fentes de guides d'ondes n'ont ainsi pas trouvé de nombreuses applications commerciales jusqu'à aujourd'hui. Ils sont principalement utilisés dans quelques applications militaires [3].

Par ailleurs, les technologies planaires sont-elles des solutions robustes, peu coûteuses et bien adaptées à l'intégration de composants hyperfréquences actives sur des circuits imprimés. En particulier, le CPW est largement utilisé dans les circuits intégrés micro-ondes monolithiques (MMIC) avec des très hautes résolutions pour la réalisation des motifs métalliques. Mais les propriétés de transmission des lignes micro-ruban et CPW dépendent fortement des paramètres du substrat. Les deux technologies souffrent de pertes d'insertion élevées aux fréquences millimétriques en raison des pertes alors élevées du matériau diélectrique, qui deviennent plus critiques que les pertes métalliques sur les conducteurs. Des études publiées dans [4],[5] & [6] montrent qu'il existe de plus des problèmes de fuites de puissance importantes sur diverses lignes de transmission de circuits imprimés, souvent liées à des ondes de surface dans le substrat diélectrique, ce qui provoque de graves problèmes de diaphonie et d'interférence. En particulier dans le cas de structures multicouches, le rajout d'un plan métallique au-dessus (pour la ligne micro-ruban) et également en dessous pour le CPW entraîne un abaissement de la fréquence de coupure des modes supérieurs, non TEM, ce qui génère une fuite de puissance sous la forme d'un couplage du/des modes TEM à des modes de plaques parallèles parasites [3]. Pour reprendre l'exemple des réseaux d'antennes, les réseaux d'alimentation micro-ruban souffrent ainsi de fortes pertes ohmiques et diélectriques à haute fréquence [7] & [8], Et les rayonnements parasites et les fuites sous forme

d'ondes de surface peuvent devenir des préoccupations majeures [9]. Tous ces éléments conduisent à une réduction substantielle de l'efficacité du réseau d'antenne.

Il existe donc un grand écart de performances entre les lignes de transmission planaires telles que les micro-ruban ou CPW et les guides d'ondes métalliques non planaires en termes de pertes, de flexibilité de fabrication et de coût de production. L'un des principaux défis de la recherche sur les micro-ondes à hautes fréquences vise à trouver une solution aussi peu coûteuse et flexible que la technologie planaire, tout en associant le faible niveau de pertes des guides d'onde métalliques. On s'attend à ce que des performances électriques élevées et des techniques d'intégration à haute densité, combinées à un processus de fabrication à faible coût, soient en mesure d'offrir des solutions généralisées pour les futures applications commerciales à hautes fréquences, post 5G et 6G en particulier. Par conséquent, de nombreuses recherches ont été effectuées dans la communauté des micro-ondes pour répondre à ces exigences.

Les chercheurs ont mis au point des technologies telles que le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) [10], [11] & [12], les lignes micro-ruban à couche mince à faibles pertes [13] & [14] et LTCC [15] & [16]. Chacune de ces techniques proposées à ses propres avantages et inconvénients. Une nouvelle technologie de ligne de transmission connue sous le nom de guide d'onde à gap a été proposée en 2009. Cette technologie n'a quasiment pas de pertes diélectriques et est mécaniquement plus souple à utiliser qu'un guide d'onde métallique en termes d'assemblage mécanique. L'idée dominante tout au long de ce chapitre est de décrire le principe de fonctionnement de cette nouvelle technologie de ligne de transmission à faibles pertes et d'illustrer comment les composants passifs RF critiques peuvent être conçus à l'aide de cette technologie. Une toute nouvelle méthode de packaging pour les modules hyperfréquences hautes fréquences basée sur la technologie des guides d'ondes à gap sera également présentée dans ce chapitre.

## **1.2.2. Principe de fonctionnement des guides d'ondes Gap et analyse des pertes**

La technologie des guides d'ondes à Gap est apparue comme une extension des recherches sur les surfaces dures et molles (hard surface and soft surfaces) [17]. Le concept de surface molle et dure est une représentation générique de la surface corruguée utilisée dans les antennes à cornet corrugué. La surface molle a la capacité d'arrêter les ondes de toute polarisation se propageant le long de sa surface et présente des caractéristiques similaires à celles de la surface à bande interdite électromagnétique (EBG) [18]. La surface dure peut en revanche favoriser la propagation de modes le long de sa surface (le long des corrugations). Cela a déjà été utilisé par exemple pour réduire la diffusion vers l'avant (Scattering) par des objets cylindriques dans [19], près de dix ans avant que technique ne devienne un sujet de recherche populaire connu sous le nom de cloaking [20].

Des antennes cornet corrugué à surface dure à grande ouverture ont été proposées très tôt pour une application dans des réflecteurs alimentés en grappes (cluster-fed) pour des faisceaux multiples ([21]&[22]). L'article [23] décrit des travaux sur des cornets intégrant des méta-surfaces à large bande, générant des conditions aux limites anisotropes



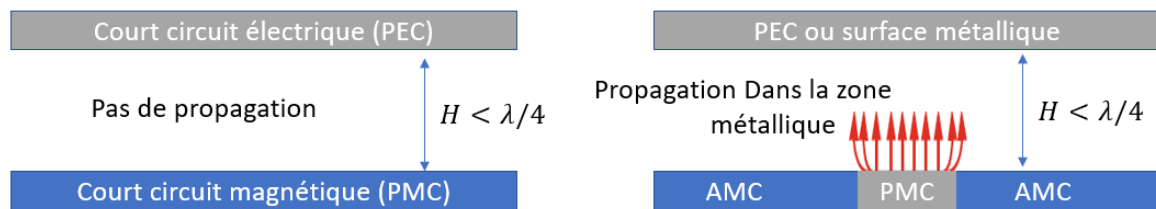


Figure 1 : Coupe transversale du guide d'ondes à gap idéal, court-circuit magnétique artificiel (AMC)

En 2009, l'existence d'ondes locales qui se propagent suivant les gaps d'air d'une surface corruguée dure a été découverte [24]. Cette dernière découverte a été développée plus avant en tant que technologie de guide d'ondes à gap en ne conservant qu'une seule corrugation (Ridge) et en remplaçant le reste par des clous métalliques [25]. Le guide d'ondes à gap idéal utilise la coupure (Cut-off) de base d'une configuration de guide d'ondes à plaques parallèles, l'une respectant des conditions de court-circuit électrique (que nous noterons PEC, Perfect Electric Conductor), l'autre des conditions de court-circuit magnétique (que nous noterons PMC, Perfect Magnetic Conductor) pour contrôler la propagation des ondes électromagnétiques entre les deux plaques parallèles. Tant que la séparation entre les plaques de court-circuit électrique et de court-circuit magnétique reste inférieure à  $\lambda/4$ , aucune onde ne peut se propager entre les plaques dans ces limites de fréquence. Cela peut être facilement démontré en étudiant une onde plane, qui ne peut satisfaire les conditions aux limites aux plaques PMC et PEC. Maintenant, si la surface PMC incorpore une bande métallique, les ondes EM pourront se propager, à des fréquences comprises dans une bande dans laquelle la distance entre les plans parallèles est inférieure à  $\lambda/4$ . Ceci est illustré à la Fig. 1. Les PMC n'existent pas à l'état naturel. Ainsi, dans les applications pratiques, la condition PMC est approchée par un court-circuit magnétique artificiel (AMC), sous la forme de structures texturées périodiques telles que des broches métalliques [26] ou des structures en champignon[18]. Dans une structure de guide d'onde à gap, la condition de PMC est réalisée par texturation périodique adéquate, qui possède une impédance de surface suffisamment élevée pour créer une bande interdite fréquentielle (Stop band) dans laquelle aucun mode à plaques parallèles ne peut se propager. Les principales configurations de guides d'ondes à gap sont illustrées à la Fig. 2. La surface AMC texturée incorpore des structures de guidage sous la forme de Ridge, de rainures (Groove) ou de ruban métallique pour former un guide d'ondes. Grâce au principe de bande interdite (voir section 4), la surface AMC crée des parois latérales virtuelles des deux côtés de la section de guidage et empêche ainsi la fuite de champ latéralement. Ainsi, les ondes électromagnétiques peuvent se propager le long de ces nervures, rainures ou bandes de guidage sans fuir dans d'autres directions. La nature des structures de guidage définit ainsi différents guides d'ondes ou lignes de transmission à gap, appelés guides d'ondes à Ridge, rainure(groove) et micro-ruban [27], [28], [29], [30], [31], [32], [33] & [34], qui transportent différents types de modes de propagation.

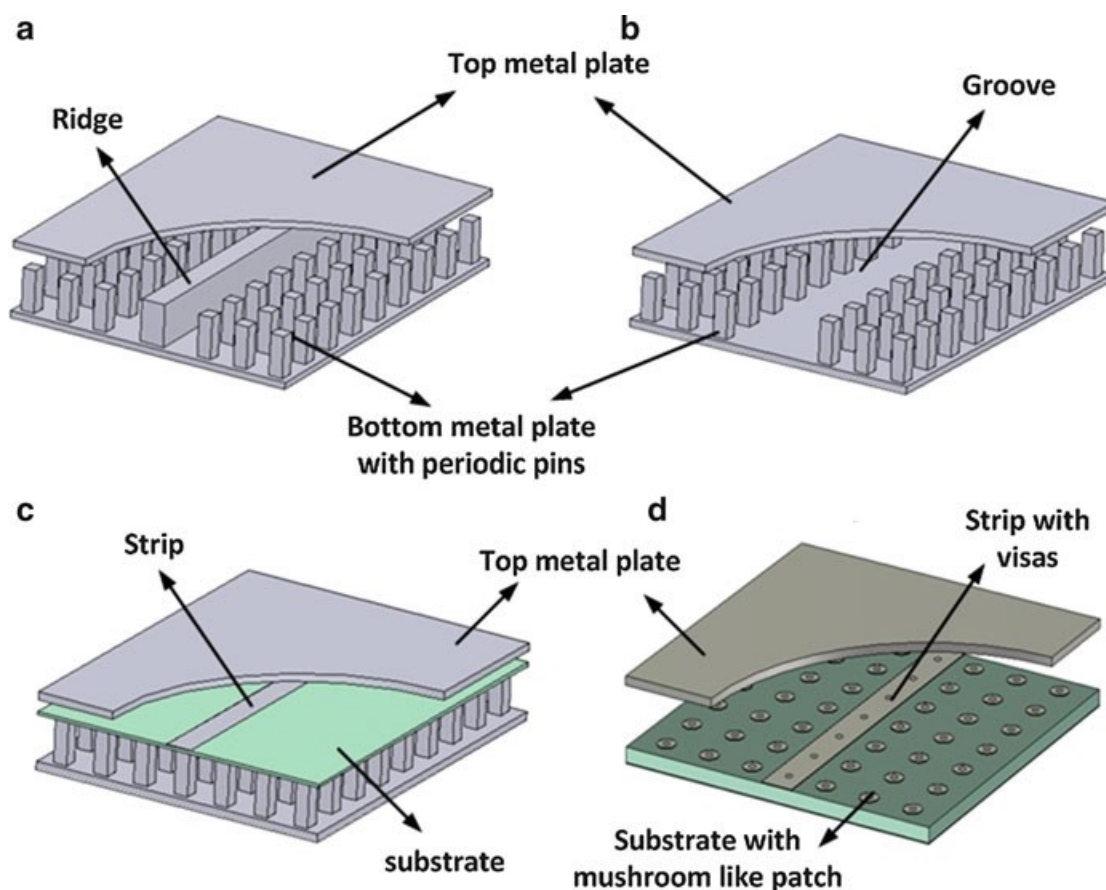


Figure 2 : Différentes géométries de guide d'ondes à gap : (a) guide d'onde à gap de crête, (b) guide d'onde à gap de rainure, (c) guide d'onde à gap micro-ruban inversé, (d) guide d'onde à gap micro-ruban-arête [35] & [36]

Le principal avantage de la structure de guide d'ondes à gap est qu'elle peut être réalisée sans aucune exigence de contact électrique entre la surface métallique supérieure et la surface inférieure, ce qui limite considérablement les problèmes évoqués plus haut lié à l'assemblage des dispositifs fabriqués en plusieurs blocs. Ces exigences mécaniques assouplies ouvrent la voie à un usinage de précision faible ou modérée, à des temps de fabrication plus faibles et peuvent même rendre possible l'utilisation de certaines techniques de fabrication à faible coût telles que le moulage par injection et le gaufrage à chaud du plastique. Ce support de propagation offre également une flexibilité par le choix du mode propagé. Le guide d'ondes à gap de crête, le guide d'ondes à gap de micro-ruban inversé et le guide d'ondes à gap de crête à micro-ruban transportent un mode TEM dans la bande interdite, similaire électromagnétiquement au mode quasi TEM de la ligne micro-ruban. Le guide d'ondes à gap de rainure transporte quant à lui un mode très similaire à celui du mode  $TE_{10}$  du guide d'ondes rectangulaire (Fig. 3). La propagation de l'onde s'effectue (pour l'essentiel des structures) dans l'air, les pertes du guide d'ondes à gap sont de seule origine métallique, et nous avons relevé qu'il est important d'éviter les pertes diélectriques aux hautes fréquences. Le transport du mode TEM est par ailleurs non dispersif.

Le prix à payer pour atteindre ce bon compromis pertes-difficultés d'assemblage tient essentiellement dans l'espace nécessaire pour réaliser la surface PMC, et dans la complexité de simulation de ces supports lorsqu'un modèle approché devient insuffisant.

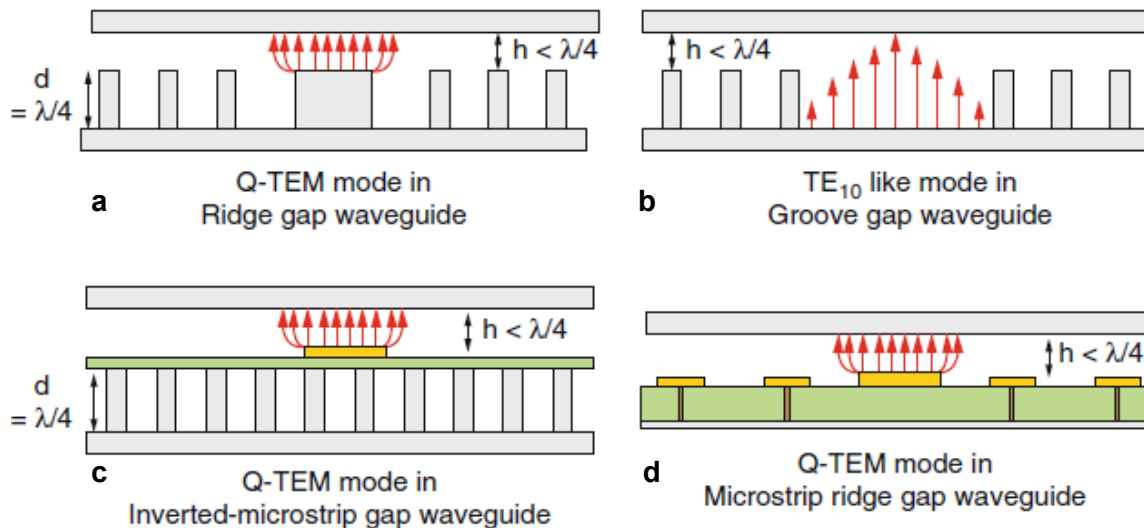


Figure 3 : Modes de propagation souhaités dans différentes géométries de guides d'ondes à gap [3], a) RGW (Ridge Gap Waveguide), b) GGW (Groove Gap Waveguide), c) IMGW (Inverted-Microstrip Gap Waveguide), d) MRGW (Microstrip Ridge Gap Waveguide)

### I.2.2.1. Bande interdite et diagramme de dispersion d'un guide d'onde à gap

Comme mentionné dans la section précédente, les performances principales du guide d'ondes à gap sont déterminées par sa capacité à créer une bande interdite pour éviter la propagation des ondes entre les plaques dans une direction indésirable, tout en autorisant une propagation dans la direction de l'axe de propagation. Cette bande interdite est comme discuté auparavant obtenue par une texture périodique située autour du Ridge, du groove ou du ruban métallique de guide. La structure périodique fonctionne comme une surface à haute impédance (AMC) lorsqu'elle est placée à proximité (avec un gap d'air inférieur à  $\lambda/4$ ) d'une plaque métallique. La chose la plus importante dans la conception de la bande interdite est d'obtenir les fréquences de coupure inférieure et supérieure de cette bande. Le positionnement de ces 2 fréquences est lié aux paramètres géométriques de la structure.

Ce type d'étude est bien décrit dans[37]. Nous en reprenons l'essentiel dans cette section, en décrivant les caractéristiques de bande interdite et de dispersion de différents guides d'ondes à gap. À ce stade, une surface texturée constituée d'un ensemble de tiges métalliques à section carrée est examinée pour réaliser la surface AMC sur une plage de fréquences de 10 à 25 GHz. La fig. 4 montre les détails de la surface périodique. Le diagramme de dispersion calculé pour cette structure est représenté sur les fig. 5a et 5b, nous décrirons les méthodes de calcul utilisées dans la suite de ce chapitre.

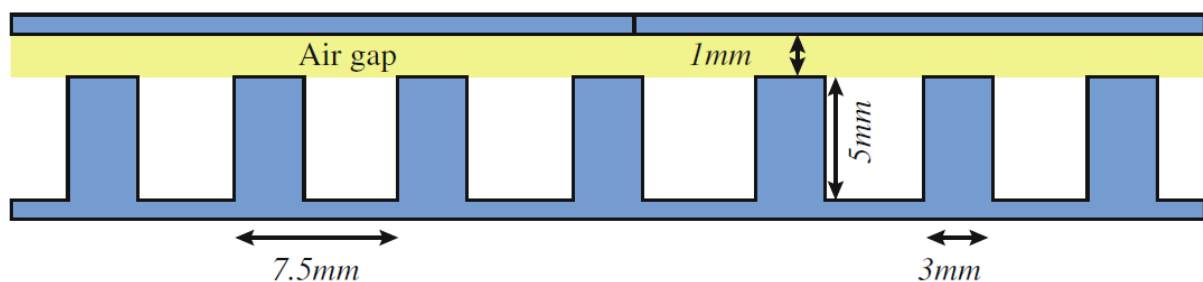


Figure 4 : Dimensions détaillées d'un lit de clous métallique périodique

Une grande bande interdite est créée dans la bande de fréquences 10–25 GHz, dans laquelle aucune onde EM ne peut se propager. Une nervure ou une rainure (Ridge ou Groove) de guidage est alors incorporée dans la structure périodique. Il y a alors une propagation de mode quasi-TEM, à la vitesse d'onde plane, dans le cas d'un guide d'onde Ridge à gap. Dans le cas d'un guide d'onde Groove Gap, un mode similaire au mode TE<sub>10</sub> commence à se propager à l'intérieur de la bande d'arrêt, et ce mode est de nature dispersive. Ces deux scénarios de guide d'ondes à Ridge Gap et de guide d'ondes Groove Gap sont représentés sur les fig. 5c et 5d, respectivement. Le diagramme de dispersion pour un guide d'ondes à micro-ruban inversé et le guide d'ondes à micro-ruban ressemble à celui du guide d'ondes Ridge Gap, sauf que la bande interdite se rétrécit un peu en raison de la présence du matériau diélectrique.

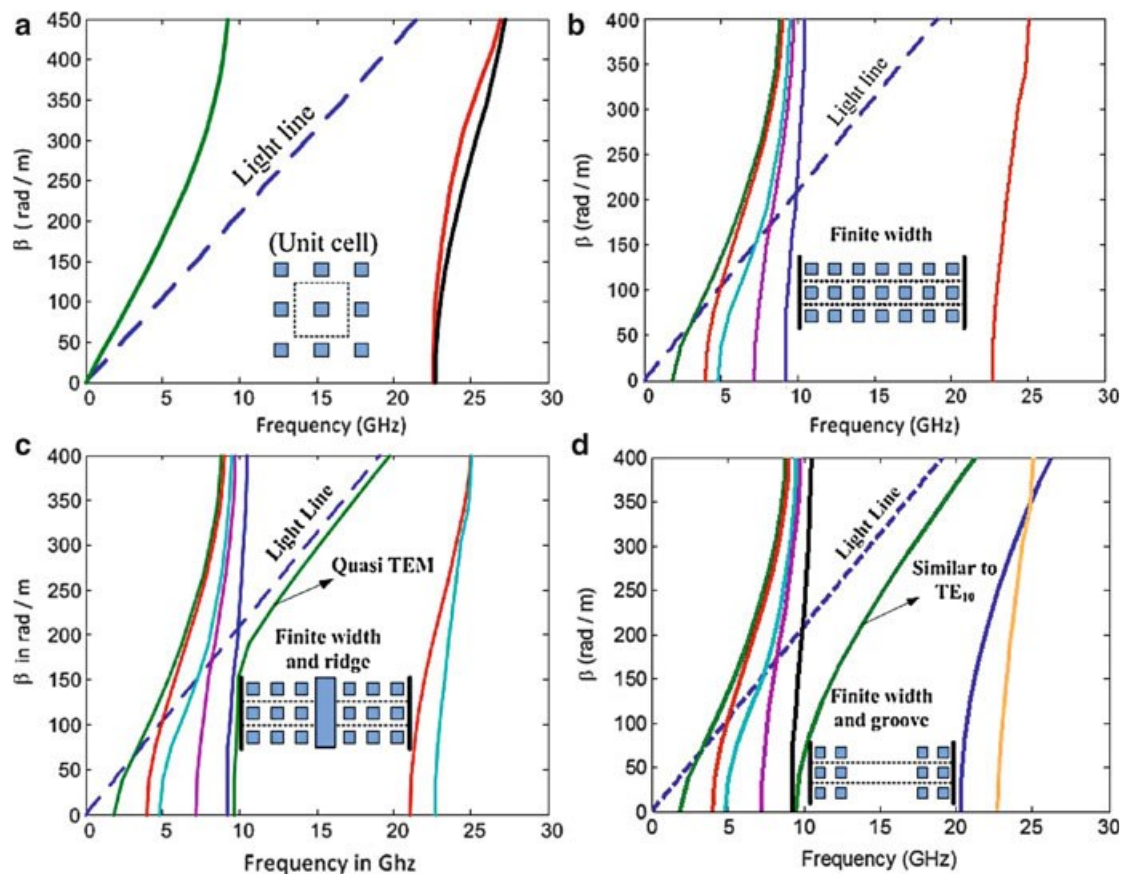


Figure 5 : Diagrammes de dispersion : (a) cellule unitaire d'une broche périodique, (b) structure de broche périodique avec rangées de broches, (c) guide d'onde RGW, (d) guide d'onde GGW [35]

### I.2.2.2. Atténuation de champ dans la structure périodique

Un aspect très important pour de telles structures de guides d'ondes à plaques parallèles est le niveau d'atténuation de champ dans la partie de la structure périodique qui a été conçue pour agir comme une surface à haute impédance ou surface AMC. À ce stade, la décroissance ou l'atténuation du champ est étudiée pour des poteaux (clous) métalliques périodiques.

La distribution modale du champ électrique, calculée dans le plan transversal à l'intérieur de la structure du guide d'ondes Ridge Gap (RGW), est illustrée sur la Fig. 6. Les

points de fréquence choisis pour ces calculs sont compris dans la bande interdite. Comme le montre cette figure, la distribution du champ est quasi constante sur le Ridge, puis elle décroît rapidement, en atteignant un taux de 20 à 30 dB par rangée de poteaux en haut de la bande de fréquence.

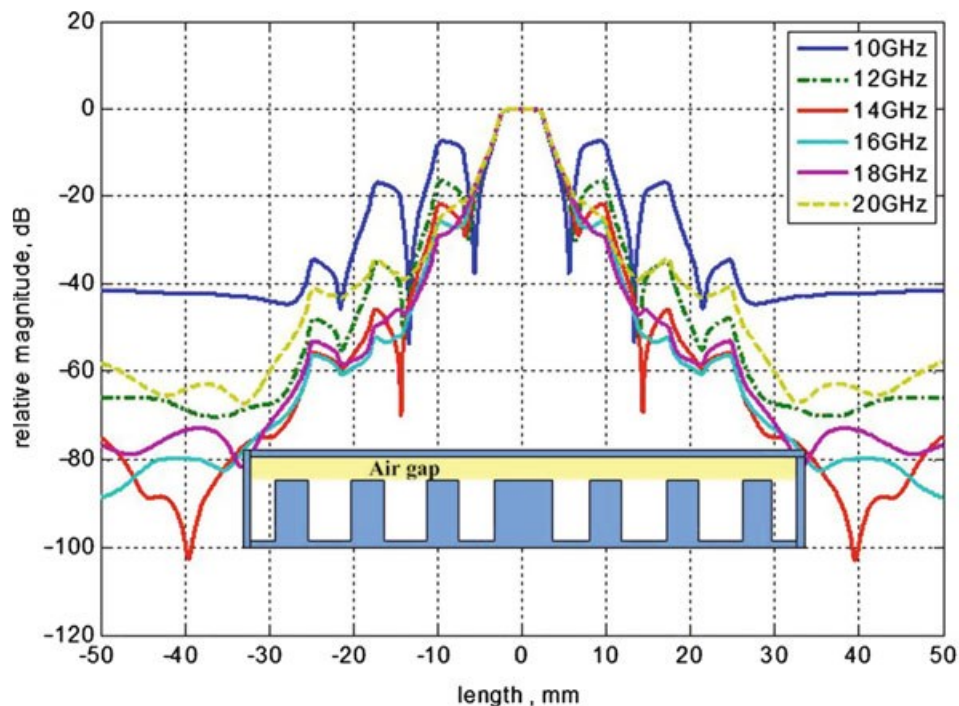


Figure 6 : Répartition du champ dans le plan transversal à l'intérieur de la structure du guide d'ondes à gap [3]

Cette atténuation a également été calculée en choisissant deux sections de guide d'onde à gap de crête et en les séparant par trois rangées de poteaux. L'isolement mesuré est illustré sur la Fig. 7. Les résultats expérimentaux correspondent bien aux résultats simulés. L'isolement mesuré entre deux lignes placées côte à côte s'est avérée meilleure que 60 dB sur toute la bande Ku.

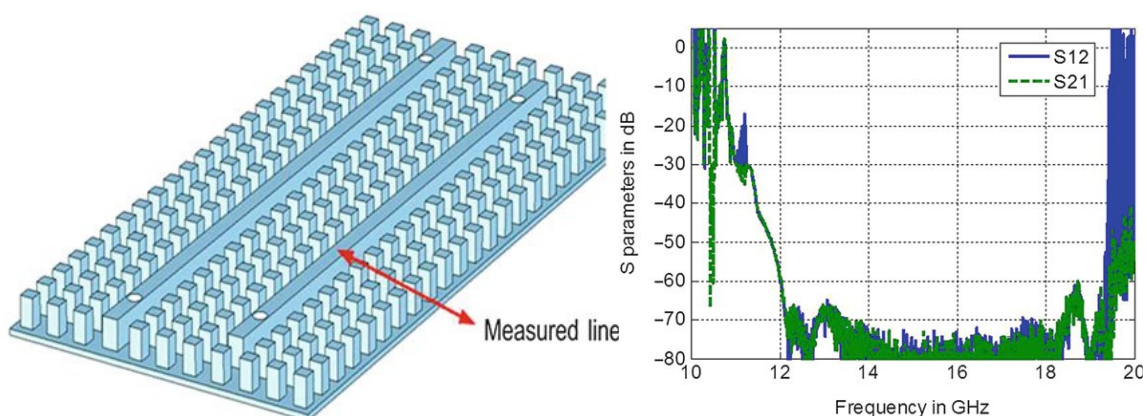


Figure 7 : Isolement mesuré entre deux lignes dans la structure du guide d'ondes d'écart [36]

### I.2.2.3. Pertes dans différentes géométries de guides d'ondes à Gap

Afin de vérifier les performances de la technologie de guide d'onde, il est important de pouvoir caractériser les niveaux de pertes de manière précise. Une façon de le faire est de mesurer l'atténuation d'une très longue ligne. Cependant, aux basses fréquences, il faudra des lignes de transmission très longues pour mesurer avec précision les faibles pertes, pour bénéficier d'une sensibilité suffisante. Comme alternative, les pertes sont extraites d'une mesure de facteur de qualité de résonateurs microondes. Ainsi, plusieurs résonateurs à GGW et à RGW ont été construits et mesurés en bande Ku et comparés à des résonateurs à guide d'onde rectangulaire standard [38]. A une fréquence plus élevée, des guides d'ondes à gap de grande longueur relativement à la longueur d'onde ( $\sim 30 \lambda$ ) ont été fabriqués et mesurés dans la bande V (50–70 GHz). Les tableaux 1 et 2 présentent les pertes dans les deux gammes de fréquences. Il convient de mentionner qu'à basse fréquence, l'étude s'est limitée uniquement au guide d'ondes GGW et RGW. Mais à 60 GHz, le guide d'ondes à gap micro-ruban inversé et le guide d'ondes à gap micro-ruban ont également été inclus dans l'étude des pertes.

Ces deux tableaux montrent que le guide d'ondes GGW présente les pertes les plus faibles parmi toutes les structures de guide d'ondes à gap, ce qui est logique en considérant le type de mode TE que transporte alors le guide. Les pertes de ce guide d'ondes sont de 10 à 30% supérieures à celles du guide d'ondes rectangulaire extrudé fabriqué d'un seul bloc. Mais ces pertes deviennent les mêmes (dans le même ordre de grandeur) que celles des guides d'ondes rectangulaires si le guide d'ondes rectangulaire est fabriqué en deux parties sous forme de blocs divisés et assemblés. Vient ensuite le guide d'ondes RGW. Ce dernier possède environ 30 à 55 % de pertes en plus que le guide d'ondes rectangulaire. Les versions micro-ruban du guide d'onde à gap présentent plus de pertes que le guide d'onde GGW et RGW. Mais ils ont environ trois à cinq fois moins de pertes qu'une ligne micro-ruban typique selon le substrat utilisé dans le circuit. Certaines de ces lignes de guides d'ondes à gap fabriquées sont illustrées ci-dessous sur la fig. 8.

Ces résultats, issus d'une étude bibliographique, traduit bien le positionnement des guides d'ondes à gap en termes de pertes, en comparaison aux technologies classiques.

Tableau 1 : Comparaisons des résultats simulés et mesurés pour les résonateurs de guides d'ondes à gap en bande Ku [38]

	Simulation			Mesure	
	Q (eign-mode)	Q(S21)	Fréquence (GHz)	Q	Fréquence
<b>Résonateur court-circuit RGW</b>	4510	4741	13.27	2255	13.308
<b>Résonateur circuit ouvert RGW</b>	4537	4603	13.2	4130	13.18
<b>Résonateur court-circuit GW</b>	6534	6136	13.5	5200	13.47
<b>Résonateur circuit ouvert GW</b>	6265	6108	13.46	5883	13.44
<b>Résonateur WR-62</b>	8499	8462	13.543	5400	13.544

Tableau 2 : Comparaisons des résultats de perte d'insertion pour des structures de guides d'ondes à gap de  $30\lambda$  dans la bande V [38] & [3]

	Simulation : Pertes d'insertion maximum (dB/cm)	Simulation : Pertes d'insertion minimum (dB/cm)	Mesure : Pertes d'insertion maximum (dB/cm)
<b>Guide d'onde rectangulaire (uni-bloque)</b>	0.0134	0.022	0.042
<b>Guide d'onde rectangulaire(assemblé)</b>	0.01355	0.024	0.046
<b>GW</b>	0.019	0.026	0.045
<b>RGW</b>	0.0493	0.053	0.073
<b>Guide d'ondes à gap micro-ruban</b>	0.0805	0.1753	0.22
<b>Guide d'ondes à micro-ruban inversé</b>	0.093	0.21	0.27
<b>Line micro-ruban normal (Rogers 3003, e = 0.125 mm)</b>	0.37	0.63	0.77

### I.3. Conception et optimisation de la bande interdite des guides d'ondes à gap

Comme mentionné dans [27] & [28], les performances du guide d'ondes à gap sont étroitement liées à sa capacité à créer une bande interdite en fréquence, dans laquelle l'onde électromagnétique se propage dans une direction souhaitée et est évanescence dans toutes les autres directions.

Cette section explore les possibilités de création des plaques parallèles non guidantes, donc se limite à la partie purement périodique du guide d'ondes à gap, en ne considérant pas le Ridge ou autre domaine de propagation. Cela se fait en étudiant la géométrie détaillée d'une structure périodique spécifique à utiliser comme AMC et en reliant l'étude géométrique à la bande interdite réalisée à l'intérieur d'un guide d'ondes à plaques parallèles. Toutes les analyses présentées dans cette section sont basées sur des résultats numériques obtenus dans [3].

### I.3.1. Bande interdite réalisée par un lit de poteaux métalliques

La première structure périodique étudiée dans cette section est la structure composée de poteaux métalliques périodiques également connue sous le nom de "lit de clous de fakir", [3]. La topologie de cette structure est illustrée sur la Fig. 8, mais ces photos intègrent la zone de guidage de l'onde.

Pour plus de commodité, la bande interdite est dans ce cas définie par la différence entre la fréquence de début (lorsque la propagation dans le lit des clous est stoppée) et la fréquence de fin (lorsque les modes à plaques parallèles se propagent à nouveau dans le lit à clous). Les paramètres importants pour la conception de la bande d'arrêt sont le gap d'air entre la surface des clous et la plaque supérieure  $h$ , la hauteur des clous  $d$ , la période entre deux clous  $p$  et leur rayon  $r$  (Voir Fig. 8).

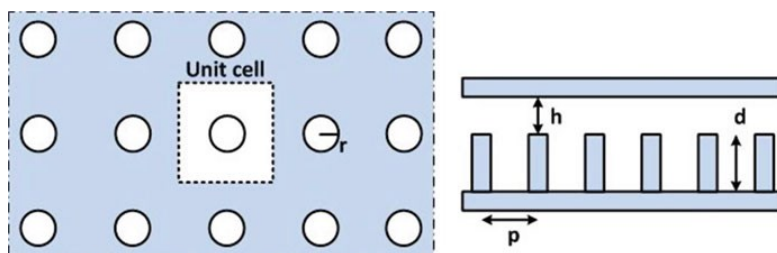


Figure 8 : Géométrie de la structure métallique périodique à clous [36]

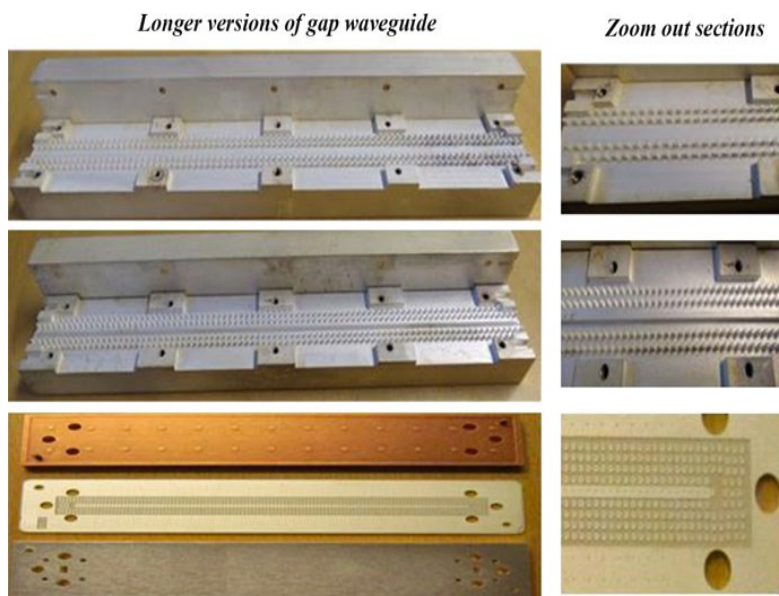


Figure 9 : Les prototypes de guides d'ondes à écart plus long en bande V, [37]

Tout d'abord, il a été constaté que la forme du clou (circulaire ou carré) n'a pas d'influence significative sur la bande interdite [37]. Si la hauteur  $d$  et le rayon  $r$  des clous sont maintenus



constants, pour toutes les valeurs de  $p$ , la taille de la bande interdite augmente lorsque la hauteur  $h$  du gap d'air diminue [37]. La fréquence de démarrage de la bande interdite ( $F_{cutoff_{min}}$ ) diminue lorsque la période des clous augmente en raison de l'augmentation de la longueur électrique effective des broches. D'autre part, la fréquence d'arrêt ( $F_{cutoff_{max}}$ ) n'est presque pas affectée par la période tant que celle-ci est suffisamment petite. Si la période devient plus grande ( $p \geq 0,25\lambda$ ), la limite supérieure est fortement réduite du fait de la propagation de nouveaux modes. La largeur de bande interdite relative est définie par :

1

$$\frac{(F_{cutoff_{max}})}{(F_{cutoff_{min}})}$$

Cette bande est résumée sur la fig. 10a en fonction de la période  $p$  et de la hauteur du gap  $h$ .

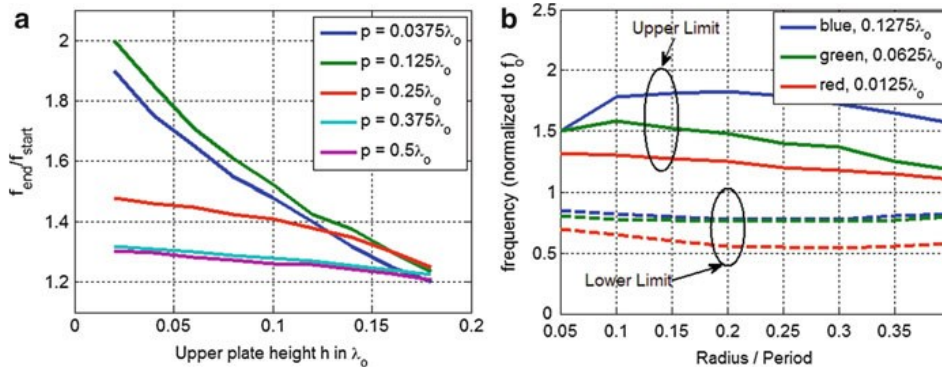


Figure 10 : Eude paramétriques sur la bande interdite obtenue par lit de clous, (a) relation entre  $h$  et  $p$ , (b) relation entre  $r/p$  et  $h$ , [3]

Outre la relation entre  $p$  et  $h$ , le rapport  $\frac{r}{p}$  influence également la bande d'arrêt. Les fréquences de début et de fin de la bande interdite se déplacent dans des directions opposées lorsque le rapport rayon/période augmente, atteignant un maximum lorsque le rapport est compris entre 0,05 et 0,2. Ceci est illustré sur la fig. 10b.

La nature du réseau périodique constitue le dernier paramètre étudié pour cette géométrie. Dans le domaine de la photonique, on sait que l'effet de ce paramètre dans la conception de la bande interdite ne peut être négligé. Ainsi, en plus du réseau carré considéré jusqu'ici, un réseau triangulaire a également été étudié dans [37], en faisant varier le gap d'air  $h$  et le rayon  $r$ . Pour le cas du réseau carré et du réseau triangulaire, les résultats ne sont pas exactement les mêmes, mais ils sont suffisamment similaires pour considérer ce paramètre comme étant secondaire sur la définition des propriétés de bande coupée de cette structure. Même si n'importe quel type d'AMC peut être utilisé comme surface texturée dans les structures de guides d'onde à gap, un avantage important de la structure du lit de clous est qu'il est fabriqué à partir de métal et qu'aucun matériau diélectrique n'est requis. Cela rend les pertes dans la partie 'interdite' des guides négligeables aux hautes fréquences.

### I.3.2. Bande interdite réalisé par un lit de clous en champignon

Les structures à bande interdite (electromagnetic bandgap, EBG) de type champignon, illustrées sur la Fig. 11, sont connues pour avoir la propriété d'une surface à haute impédance [18]. Dans cette partie, l'analyse paramétrique pour un tel EBG de type champignon est

présentée. Les paramètres pris en compte sont le gap d'air  $h$ , l'épaisseur de substrat  $d$ , l'écart entre les patches  $g$  et le rayon des Vias  $r$ .

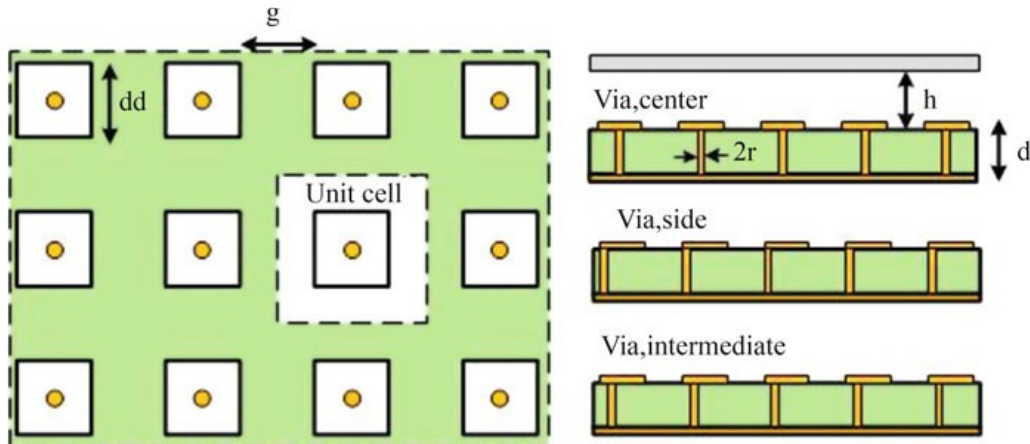


Figure 11 : Géométrie de la structure périodique (EBG) de type champignon [39]

Le paramètre initialement analysé est  $g$ , la distance entre patches ; c'est en fait le principal paramètre qui se rajoute par rapport au lit de clous. On note que l'effet de  $g$  sur la bande interdite n'est pas très significatif, sauf dans le cas où la hauteur du gap d'air  $h$  est faible (l'effet capacitif lié au patch est alors très important). Ceci est illustré sur la fig. 12a. Le rayon des vias  $r$  est un autre paramètre à prendre en compte. Son effet sur la bande interdite est présenté sur la Fig. 12b. En fait, le rayon  $r$  n'affecte pas directement la taille de la bande interdite mais sa position sur l'axe des fréquences. Plus le rayon  $r$  est grand, plus la bande d'arrêt est élevée dans le spectre de fréquences. Le paramètre suivant à considérer est l'épaisseur du substrat  $d$  ou la distance du patch au plan de masse (similaire au gap d'air dans les guides d'onde GGW et RGW).

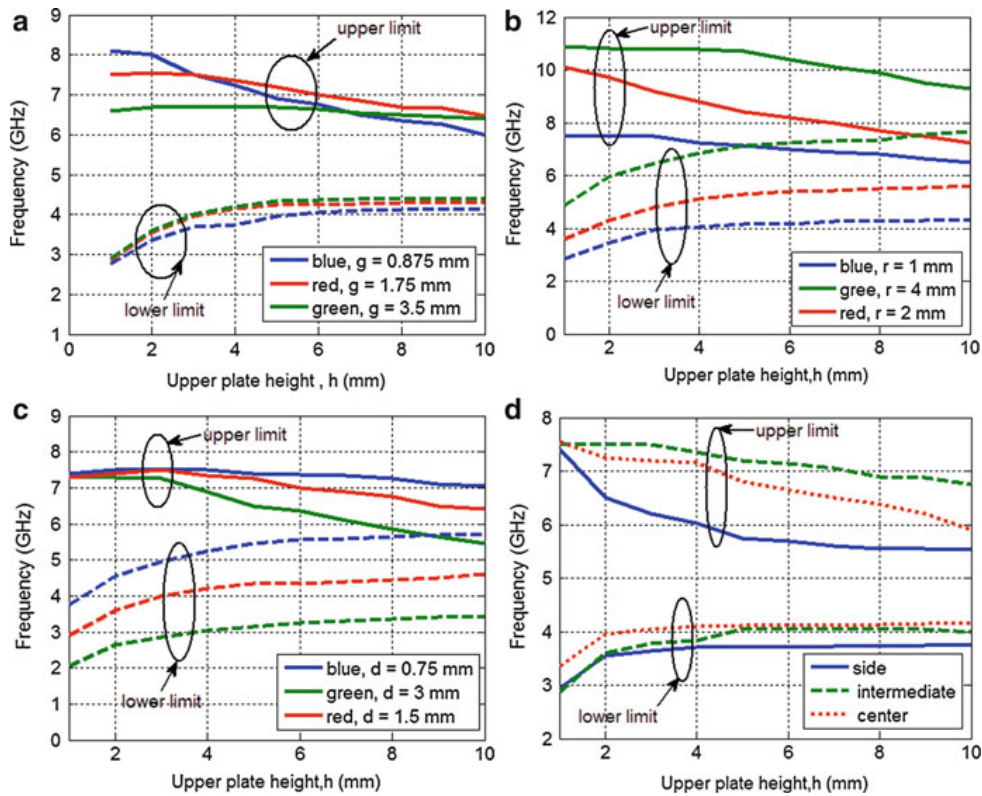


Figure 12 : Effets paramétriques sur la bande interdite de la structure périodique type champignon, a) effet de  $g$ , b) effet de  $r$ , c) effet de  $d$ , et d) l'effet de la position de la mise à la masse via [36] & [39]

La fréquence de démarrage est fortement décalée en fonction de la valeur de l'épaisseur du substrat. Plus le substrat est épais, plus la fréquence de démarrage est faible et ceci indépendamment de la hauteur du gap  $h$ . Cet effet est illustré sur la figure 12c. Enfin, l'effet de la position du via dans le patch telle que décrite sur la figure 11 a été étudié. Trois positions pour le via, centrée, au bord du patch et à un emplacement intermédiaire entre le centre et le bord, ont été sélectionnées. Les résultats sont présentés sur la figure 12d. On observe que, lorsque la surface EBG de type champignon est à l'intérieur d'une structure à plaques parallèles, le déplacement du via mis à la terre du centre vers toute autre position entraîne une réduction de la taille de la bande d'arrêt.

Outre le lit de clous couramment utilisé ou la structure de type champignon, certaines autres structures périodiques ont également été étudiées pour des applications à basse fréquence où les lits de clous ou de champignons deviennent trop grands et des cellules unitaires compactes sont nécessaires en particulier dans des applications telles que le packaging. Un lit de ressort a été par exemple été proposé dans [40] comme alternative au lit de clous aux basses fréquences. Dans ce travail de thèse, nous allons nous intéresser aux applications aux hautes fréquences, nous n'allons donc pas plus loin dans ces descriptions.

## I.4. Approches théoriques pour la conception des guides d'ondes à gap

### I.4.1. Quelques approches analytiques utilisées pour analyser le guide d'ondes Gap

Du point de vue de l'analyse, la structure du guide d'onde à gap est spécifique : l'élément crucial de cette structure est une surface périodique qui crée la bande interdite, mais le guide comprend également une partie non périodique dans laquelle l'onde se propage.

La manière classique pour déterminer les champs et les courants pour une telle structure peut être de combiner l'expansion des modes de Floquet avec à une approche générale telle que MoM, FEM ou FDTD [3]. Un code 3D général peut également être utilisé pour l'analyse d'une structure de guide d'ondes à intervalle fini. Cependant, ces approches sont complexes et chronophages. Ainsi, il est souhaitable de développer des méthodes analytiques ou semi-analytiques plus rapides, en intégrant des approximations et simplifications, et d'utiliser ces méthodes pour un premier dimensionnement des dispositifs, en amont d'une approche rigoureuse.

Nous avons également été confrontés dans l'application des méthodes numériques 3D (avec HFSS ou CST) à la définition des ports d'accès des composants hyperfréquences réalistes de guides d'ondes RGW ou GGW. Nous devons en effet définir les conditions de fermeture de ces accès, qui ne sont pas totalement blindés en réalité, pour permettre une décomposition modale et le calcul de paramètres S. Nous aborderons également ce problème dans cette partie.

#### I.4.1.1. Approche dans le domaine spectral

Cette section présente des techniques développées dans le domaine spectral des guides d'ondes à plaques parallèles espacées, dans lesquels une plaque est une surface métallique lisse et l'autre est une surface magnétique artificielle réalisée par une structure périodique unidimensionnelle (1D) ou bidimensionnelle (2D) (voir fig. 13). Ces deux géométries sont discutées en détail dans [41]. L'idée générale ici est d'utiliser une condition aux limites 'effective' remplaçant la texture périodique et de dériver les fonctions de Green de ces modèles simplifiés dans le domaine spectral.

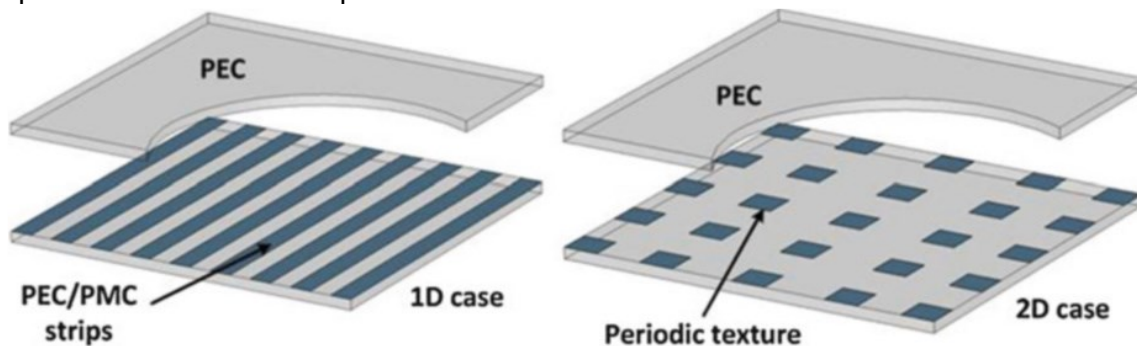


Figure 13 : Illustration de la structure de type périodique monodimensionnel (1D) et bidimensionnel

#### I.4.1.2. Méthode d'homogénéisation appliquée à la structure lit de clous (bed of nails)

La topologie de la surface de la structure lit de clous, que nous avons déjà présentée, est décrite sur la Fig. 14. La méthode d'homogénéisation d'une telle structure développée dans la référence [26] est basée sur définition d'un milieu dont la permittivité peut être caractérisée par le tenseur de permittivité suivant :

$$\underline{\underline{\epsilon}} \approx \epsilon_o \epsilon_r (\hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y} + \epsilon_{zz}(\lambda, k_z, p, r) \hat{z}\hat{z}) \quad 2 \quad [3]$$

Où p et r sont respectivement la périodicité et le rayon des broches. En utilisant la décomposition TE-TM d'une source ponctuelle électrique et en imposant les conditions aux limites adéquates à toutes les interfaces, les coefficients de réflexion pour les deux polarisations puis les constantes de propagation peuvent être extraits [26] & [42].

### I.4.1.3. Représentation du champ modal et équation de dispersion pour le guide d'ondes Ridge Gap

Dans cette approche, des développements modaux sont effectués dans les différentes régions à section rectangulaires constituant le guide d'ondes à gap. Puis les conditions aux limites et aux interfaces entre régions sont appliquées pour déterminer les constantes de propagation des modes.

### I.4.1.4. Analyse numérique pour les structures de guides d'ondes à Gap basées sur CST et HFSS

Au-delà de l'utilisation des méthodes analytiques, il est nécessaire de recourir aux méthodes numériques, différences finies, éléments finis ou méthode des moments, pour finaliser le dimensionnement des structures. Les approches analytiques intègrent des simplifications géométriques, elles s'appliquent à des guides homogènes dans la direction de propagation, alors que les structures que nous allons analyser comportent de nombreuses discontinuités, dans toutes les directions de l'espace.

Nous présentons cependant dans ce paragraphe des calculs de diagrammes de dispersions effectués sur des supports de transmissions homogènes dans la direction de propagation, calculs qui ont été nécessaires à effectuer pour dimensionner les guides que nous avons utilisés tout au long de nos travaux de thèse.

Tout d'abord, les diagrammes de dispersion de guides d'ondes RGW/rectangulaire et de guides d'ondes à RDW/GGW (voir description Fig. 17) sont obtenus en utilisant le solveur de modes propres dans CST. La structure périodique est alors supposée infiniment longue dans la direction de propagation. Dans cette section, les conducteurs sont supposés idéaux, c'est-à-dire parfaitement conducteur, avec une rugosité de surface nulle.

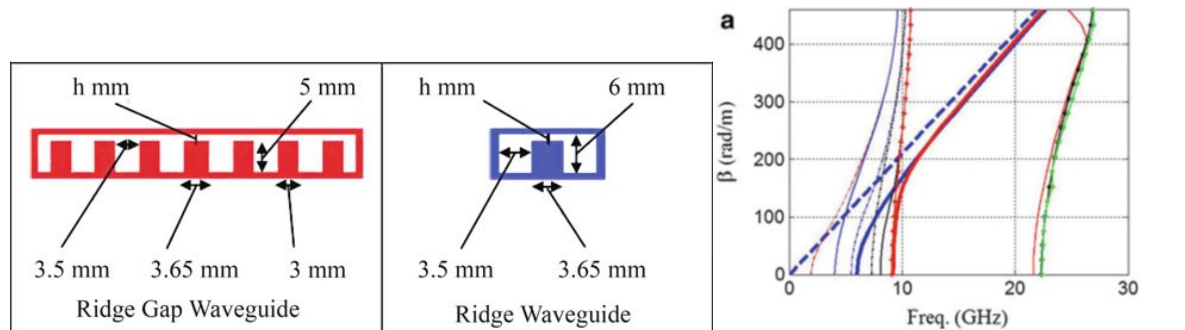


Figure 14 : a) Détails des géométries étudiées pour l'analyse de dispersion pour RGW, b) Diagramme de dispersion du guide d'ondes RGW et du guide d'ondes à Ridge creux (rouge et bleu respectivement) les ligne en pointillées délimite la bande interdite [43]

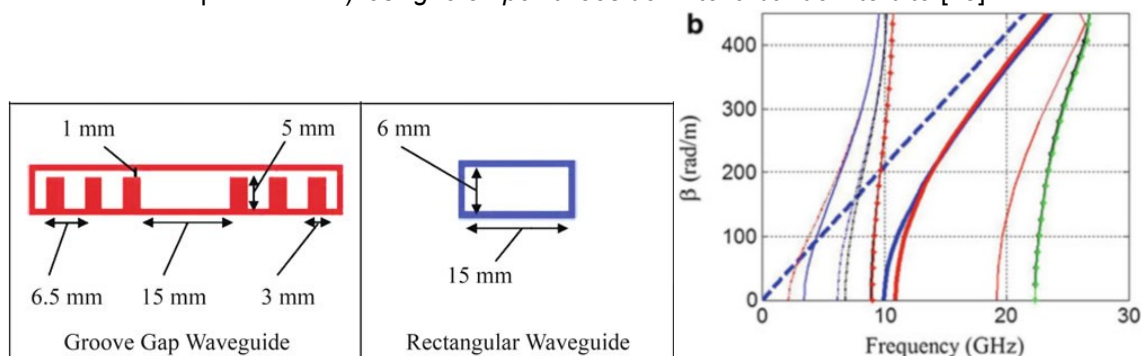


Figure 15 : a) Détails des géométries étudiées pour l'analyse de dispersion pour GGW, b) Diagramme de dispersion du guide d'ondes GGW et du guide d'ondes rectangulaire (rouge et bleu respectivement) les ligne en pointillées délimite la bande interdite [43]

Les diagrammes de dispersion sont représentés sur les fig. 14b et fig. 15b, respectivement, pour un guide d'ondes à nervure (Ridge) /RGW et un guide d'ondes rectangulaire/GGW. D'après les diagrammes de dispersion simulés du guide d'ondes RGW et du guide d'ondes à Ridge à gap (mêmes dimensions de plots, d'écart entre plots, de gap, mais absence de plot dans la partie centrale du guide à Ridge), il apparaît que le guide RGW a une courbe de dispersion (appelée courbe de dispersion du guide à Ridge à gap) proche de celle d'un mode TEM (droite en pointillés bleus). Plus important encore, à l'intérieur de la bande interdite, la courbe de dispersion du guide RGW est très proche de la courbe de dispersion du mode fondamental dans les guides d'onde de crête conventionnels équivalents.

De même, lorsqu'on compare les diagrammes de dispersion entre un guide d'onde GGW et le guide d'ondes rectangulaire équivalent, les diagrammes de dispersion des modes de propagation fondamentaux dans les deux guides d'ondes sont similaires dans la bande interdite. En résumé, le diagramme de dispersion d'un guide d'ondes RGW/GGW peut être approximé par celui de son guide d'ondes à ridge/ rectangulaire équivalent, qui peut être facilement obtenu par des expressions analytiques ou des formules empiriques.

#### I.4.1.5. Comparaison des résultats obtenus par les différentes approches de modélisation

Une étude comparative entre les approches mentionnées ci-dessus a été réalisée dans [44]. Le guide d'ondes RGW et le guide d'ondes GGW ont été analysés. Les résultats obtenus à l'aide des approches analytiques sont comparés aux résultats du solveur commercial CST. Les résultats portant sur le guide d'ondes RGW de dimensions suivantes sont présentés ici : hauteurs des clous  $7,5\text{ mm}$ , gap d'air  $1\text{ mm}$ , diamètre de clous  $1\text{ mm}$ , périodicité  $2\text{ mm}$  et largeur de crête (ridge)  $5\text{ mm}$ .

Les diagrammes de dispersion et les impédances caractéristiques obtenus pour ce guide sont représentés sur les fig. 16a et fig. 16b. Les résultats obtenus par ces différentes approches sont très proches.

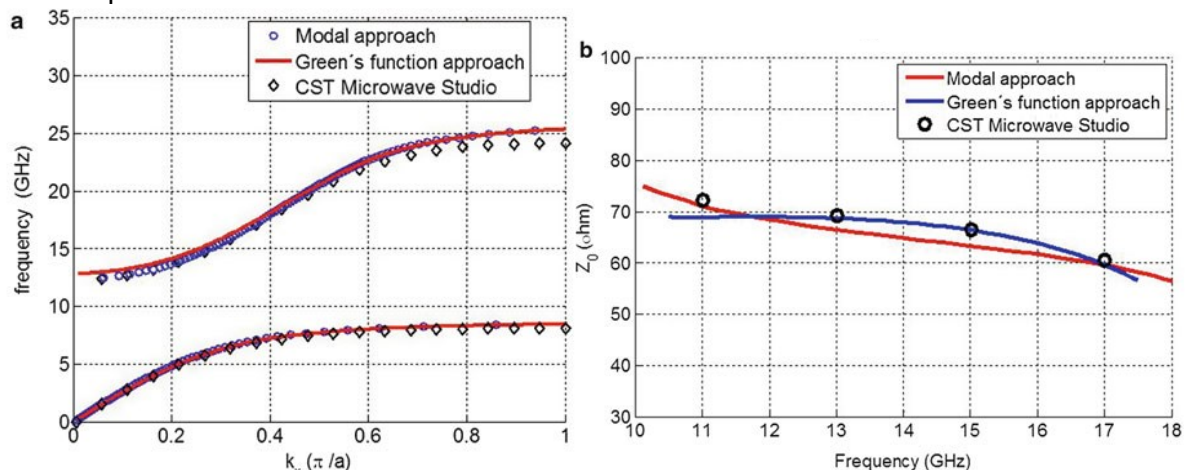


Figure 16 : a) Diagramme de dispersion obtenu par les deux méthodes et CST pour le guide d'ondes RGW, b) impédance caractéristique calculée par les deux méthodes et CST pour la même géométrie d'essai

#### I.4.2. Configuration de port pour la simulation de composants de guide d'ondes Gap

Comme le montre la figure 17, nous avons à effectuer des analyses 3D par des simulateurs numériques pour le calcul de paramètres S, au-delà des calculs de modes propres dans des

sections de guide comme montré précédemment. Un point d'attention doit alors être porté à la définition des ports d'accès des dispositifs : les plans métalliques supérieurs et inférieurs ne sont pas en contact, ces ports d'accès sont donc 'ouverts', ce qui complique l'analyse modale dans ces accès, analyse pourtant nécessaire aux calculs de paramètres S.

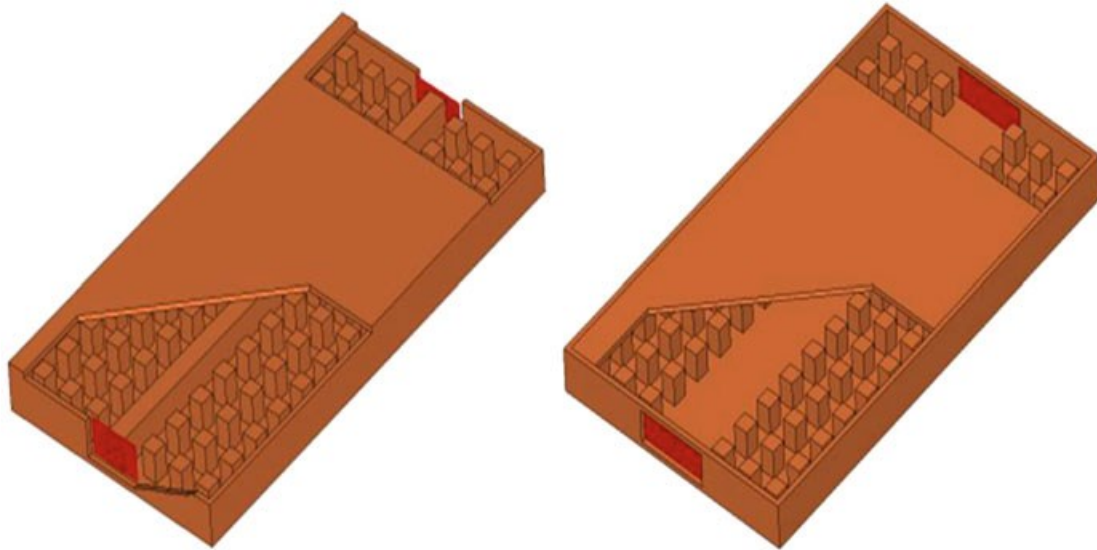


Figure 17 : Configuration de port pour simuler des structures de guides d'ondes à gap, (a) RGW, (b) GGW [3]

Une configuration de port numérique a été étudiée [3] dans la situation où les ports numériques sont directement attachés à l'entrée du guide d'ondes RGW/GGW [45]. Dans cette section, nous présentons des résultats obtenus dans les 2 configurations présentées fig. 17, pour des ports de surface limitée au domaine de propagation principal des modes excités dans les guides.

L'analyse de la précision des calculs en fonction de la nature des ports utilisés porte sur le niveau de réflexion aux accès. Idéalement, pour les structures présentées dans figure 17, les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  devraient être nuls. Les résultats obtenus sur un guide métallique rectangulaire, pour lequel la définition du port d'accès ne pose pas question, sont de l'ordre de -65 dB.

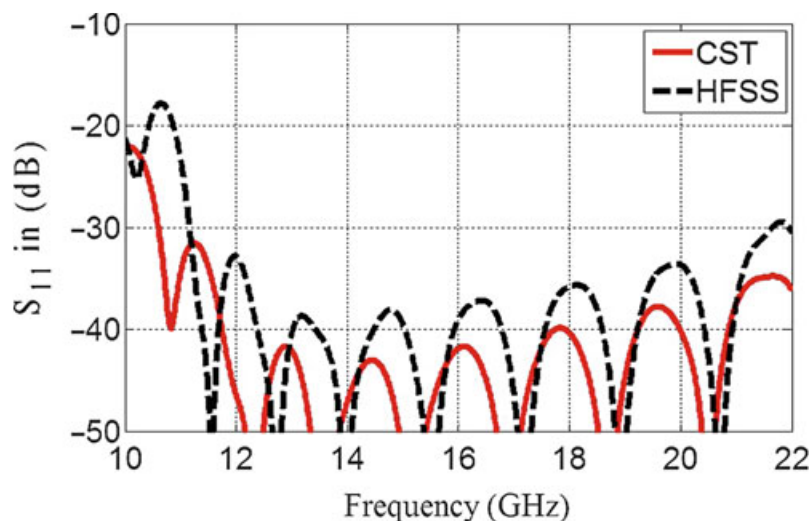


Figure 18 : Paramètres S des ports de guide d'ondes rectangulaire équivalents au guide GGW dans CST et HFSS [3]

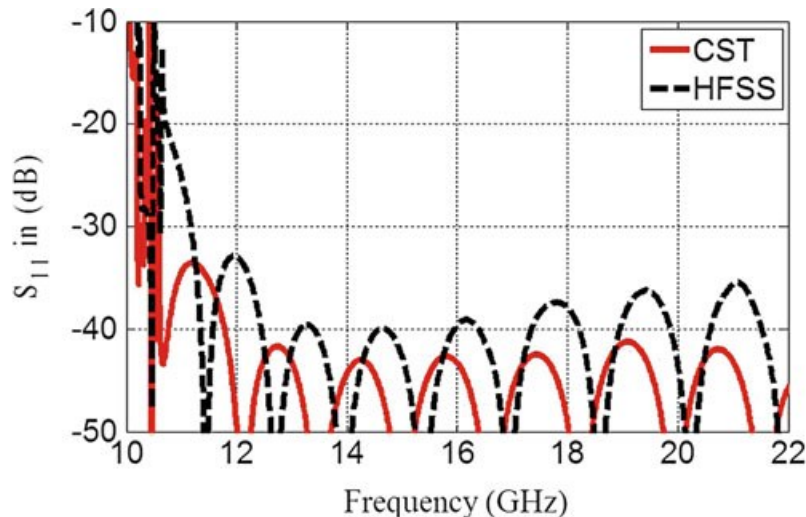


Figure 19 : Paramètres S des ports de guide d'ondes à Ridge équivalents au guide d'ondes RGW dans CST et HFSS [3]

Le niveau de  $S_{11}$  et  $S_{22}$  obtenu dans [3] à la fois pour le guide d'onde RGW et le guide d'onde GGW est inférieur à -35 dB dans la bande d'intérêt, comme le montre les Fig.18 et Fig. 19.

Comme le montrent les deux tracés, la réflexion aux accès reste faible, sauf à l'extrémité inférieure de la bande interdite. Ainsi, nous pouvons conclure que l'effet de discontinuité au niveau du port numérique est assez faible sur la majorité de la bande interdite. Il est du même ordre de grandeur que celui de la précision de mesure [3].

## I.5. Différentes applications des guides d'ondes à gap

### I.5.1. Antennes à faibles pertes basées sur la technologie de guide d'onde à gap

Les systèmes de communication sans fil ont évolué de la téléphonie cellulaire avec des débits de données de kilobits par seconde (kbps) aux réseaux locaux sans fil (WLAN) et aux réseaux personnels sans fil (WPAN) qui communiquent avec des mégabits par seconde (Mbps). De plus, avec l'avènement du Wi-Fi gigabit et de plus en plus d'applications commerciales avec un débit de données plus élevé [46] & [47], les antennes à gain élevé et à grande ouverture deviennent de plus en plus importantes du point de vue du système. Bien qu'un rendement d'antenne élevé puisse être obtenu en utilisant des antennes à lentille diélectrique ou des antennes à réflecteur ([48], [49] & [50]), ces solutions technologiques sont encombrantes, coûteuses, et il est important de mettre au point des technologies planaires. Les réseaux d'antennes micro-ruban peuvent être légères, peu coûteuses et discrètes, mais elles souffrent de pertes diélectriques élevées et de pertes ohmiques dans les bandes hautes fréquences [7]. En conséquence, il est très difficile d'optimiser simultanément des paramètres d'antenne importants, tels que la bande passante et l'efficacité dans le cas d'antennes micro-ruban [51]. De plus, les antennes micro-ruban sont associées à des problèmes tels que les fuites via les ondes de surface [9], [52] & [53]. La réalisation d'un réseau d'antennes micro-ruban à gain élevé et à haut rendement n'est pas accessible, en particulier aux fréquences millimétriques et supérieures.

L'utilisation d'antennes réseau planaires à guides d'ondes à fentes permettent de limiter les pertes dans le réseau d'alimentation et peuvent être appliquées pour concevoir des



antennes à gain élevé à haut rendement [54] & [55]. Les problèmes liés à leur coût de réalisation ont cependant été décrits en début de chapitre.

Des antennes réseau planaires basées sur un guide d'ondes intégré au substrat (SIW) sont également proposées pour réaliser des solutions à faible coût [56] & [57]. Cette technologie permet l'intégration de circuits actifs avec les antennes. Les pertes dans les guides réalisés en technologie SIW sont meilleures que pour les structures micro-ruban et coplanaires. Pourtant, ces niveaux de pertes peuvent rester une réelle préoccupation, en particulier pour la configuration à gain élevé (au-dessus de 28 à 30 dBi), en raison de la présence de matériau diélectrique [58] & [59].

Les technologies d'antenne décrites ci-dessus ont donc des limites en ce qui concerne le coût de fabrication, l'efficacité, la bande passante et la simplicité mécanique, ce qui donne l'opportunité de poursuivre les travaux de recherche sur les nouvelles technologies telles que le guide d'ondes à gap.

Comme mentionné au début du chapitre, différentes configurations de guides d'ondes à gap peuvent être utilisées dans la pratique, ce qui apporte une grande flexibilité pour construire des antennes avec des exigences de performances et un coût spécifique. Dans cette section, plusieurs travaux d'antenne basés sur la technologie des guides d'ondes à gap sont décrits.

### **I.5.2. Antenne réseau à fente large bande à une seule couche de guide d'ondes Ridge à Gap**

Dans cette section, un réseau de fentes linéaires à large bande de  $4 \times 1$  éléments et un réseau de fentes planaires à  $2 \times 2$  éléments conçus en bande Ku à l'aide de la technologie de guide d'ondes RGW sont décrits (voir figure 20). Les détails des travaux portant sur cette antenne réseau à fentes de crête sont publiés dans [60]. Ces deux antennes sont conçues pour respecter un cahier des charges spécifiant un faisceau large fixe [60] et une bande passante relative de 20 %. Le réseau d'alimentation à faibles pertes est réalisé à l'aide du concept de guide d'ondes RGW. Les fentes rayonnantes sont intégrées dans la plaque métallique supérieure du guide d'ondes. Il est permis de concevoir une antenne à fentes sans avoir d'exigences strictes de bons contacts électriques entre la plaque métallique à fentes et la structure d'alimentation inférieure.

L'antenne initiale à fente unique excitée par le guide d'ondes RGW est représentée sur la figure 20a. Cet élément unique est à bande assez étroite comme on l'observe dans les résultats montrant les variations simulées de  $S_{11}$ . Cette conception initiale a été améliorée avec l'ajout d'une crête en T [60] & [60]. La longueur et la largeur de l'élément de fente sont alors adaptées pour obtenir une réflexion inférieure à -10 dB sur une bande passante élargie (voir figure 20b). La bande passante la plus large est obtenue lorsque la première résonance de la fente et la seconde résonance de la section en T d'alimentation sont proches l'une de l'autre. Ces deux creux de résonance sont clairement visibles dans les tracés  $S_{11}$  simulés de la Fig. 20b.

Un autre composant important pour le réseau d'alimentation d'antenne est le diviseur de puissance 3 dB, réalisé sous la forme d'une jonction en T. La jonction en T se compose généralement d'une section de transformateur quart d'onde et de trois lignes adaptées. Le diviseur de puissance de la jonction en T du guide d'ondes RGW et ses paramètres S simulés sont illustrés sur la Fig. 20c. Les résultats montrent qu'il est possible de concevoir un réseau d'alimentation à large bande pour une antenne réseau complète basée sur cette jonction en T.

Sur la base de l'élément de fente mentionné ci-dessus et du diviseur de puissance 3 dB, un réseau de fentes linéaires de  $4 \times 1$  a été conçu. À ce stade, le réseau linéaire est conçu pour un faisceau fixe. Ainsi, l'espacement des éléments peut être maintenu à  $0,80 \lambda$  pour éviter les lobes de réseau, et tous les éléments de fente sont excités avec une amplitude et une phase égale. Le réseau complet est illustré Fig. 23a, il est conçu pour fonctionner entre les bandes de fréquences 11,5 et 14,5 GHz. Comme le montre la figure 23a, la plaque inférieure intègre une partie structurée pour générer une bande interdite et le réseau (la transition sera présentée dans un paragraphe suivant). La plaque supérieure est placée à 1 mm au-dessus des plots de la plaque inférieure. Quatre fentes rayonnantes sont intégrées.

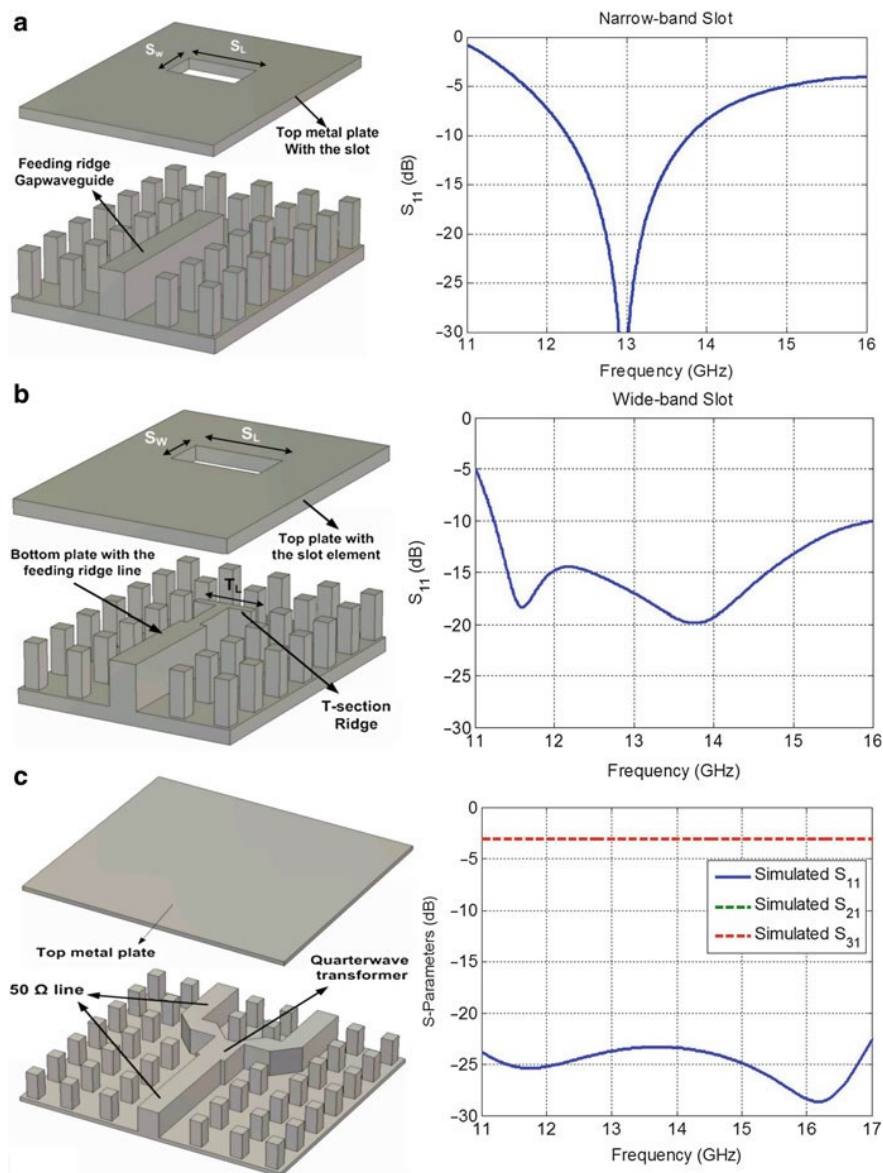


Figure 20 : Fente à bande étroite de dimension  $S_L = 11,5$  mm et  $S_W = 5,85$  mm et son coefficient de réflexion simulé. (b) Fente large bande avec section en T et son coefficient de réflexion simulé ;  $S_L = 11,75$  mm,  $S_W = 5,85$  mm,  $T_L = 8,25$  mm. (c) Paramètres S simulés [60]

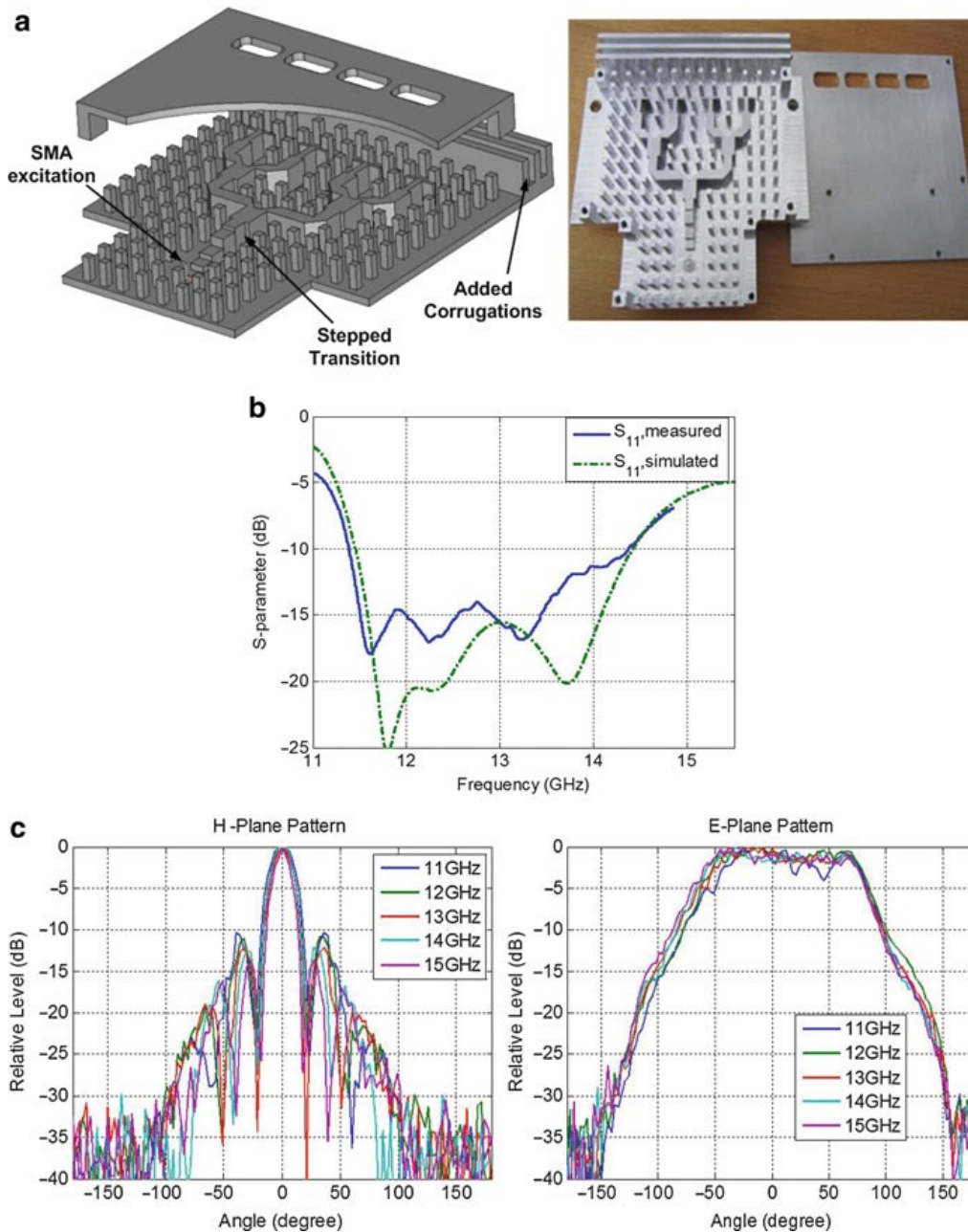


Figure 21 : a) Modèle CST du réseau linéaire et du réseau fabriqué. b) S<sub>11</sub> mesuré et simulé pour le réseau linéaire. c) Modèles de plans E et H mesurés pour le réseau linéaire [60]

Les résultats mesurés pour ce réseau linéaire sont présentés sur les figures 21b et 21c. Le paramètre S<sub>11</sub> mesuré est en bon accord avec la valeur simulée, et la bande passante relative est d'environ 20 %. Les diagrammes de rayonnement montrent que le réseau a un faisceau plus directif dans le plan H comme prévu. Dans ce plan H, le premier lobe latéral est inférieur de 11,8 dB à la valeur de crête du faisceau, ce qui est également courant pour les réseaux uniformes. En revanche, dans le plan E, le faisceau est plus large et n'est pas vraiment symétrique car les fentes sont proches du bord, ce qui génère un rayonnement arrière. Pour éviter ce rétro-rayonnement, quelques corrugations de profondeur  $\frac{\lambda}{4}$  à la fréquence de fonctionnement la plus basse ont été ajoutées.

Comme il était mentionné ci-dessus, la fonction de diviseur de puissance 3dB est établie au sein du réseau d'alimentation de l'antenne à guide d'onde RGW. La hauteur de la crête au

milieu de guide d'onde RGW peut être modulée pour faire varier l'impédance caractéristique du guide, ce qui est nécessaire pour la réalisation du diviseur de puissance. Cette opération est très simple à réaliser dans cette configuration du guide à gap. Cela devient nettement plus difficile avec les guides d'onde GGW. C'est pour cette raison que la majorité des travaux publiés intègrent des guides d'onde RGW pour les réalisations des réseaux d'antenne, mais ce n'est pas exclusif, comme nous le montrons dans le paragraphe suivant.

### I.5.3. Réseau d'antenne à fentes en guide d'onde GGW

#### I.5.3.1. Réseau à fentes

Dans les dernières années, il était relevé des solutions et des techniques innovantes dans la réalisation d'antennes en se basant sur les guides d'onde à gap de type Groove Gap (GGW) [3] [61] & [62].

Comme mentionné dans la section I.2.2 et parmi toutes les géométries de guides d'ondes Gap, le guide d'ondes Groove Gap permet de générer les pertes d'insertion les plus faibles dans la famille des guides à gap, proches de celles du guide d'ondes rectangulaire conventionnel. Ainsi, il est intéressant de concevoir des réseaux de fentes basés sur un guide d'ondes GGW, et plusieurs travaux ont été publiés [61] & [62]. Dans cette section, deux topologies de guide sont présentées : leur intérêt est de permettre la propagation du champ indépendamment de sa polarisation, comme le montre la figure 22, en modulant les largeurs et hauteur de la partie centrale du guide. Les distributions de champ à l'intérieur du guide d'ondes à gap pour ces deux cas sont illustrées à la Fig. 24.

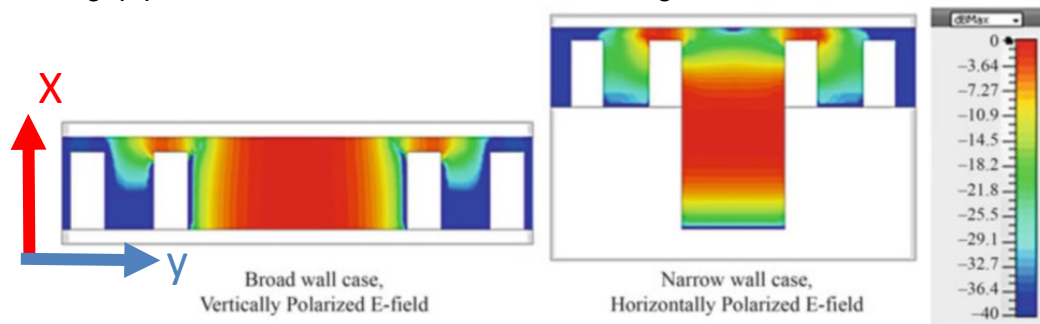


Figure 22 : La distribution de champ à l'intérieur du guide d'ondes GGW, a) polarisation verticale (suivant X), b) polarisation horizontale (suivant Y) [3]

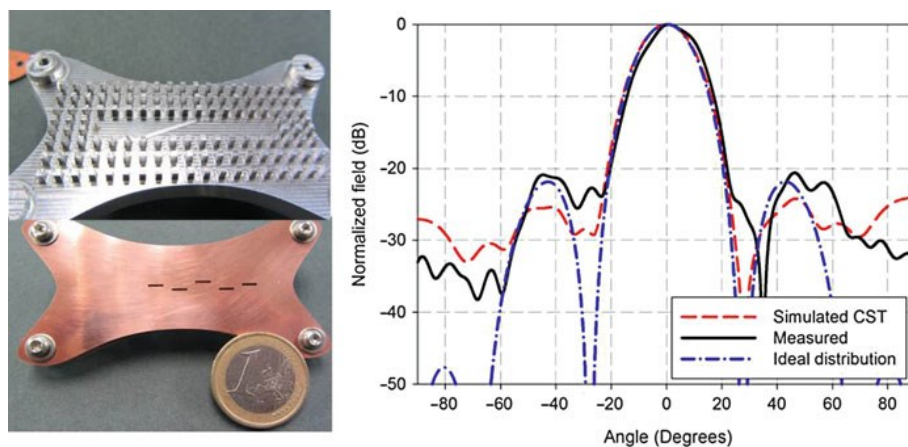


Figure 23 : Guide d'ondes GGW fabriqué avec des fentes dans la paroi large et un motif de plan H pour ce réseau de fentes [3]

En utilisant cette approche un petit réseau linéaire fonctionnant sur la polarisation dite verticale figure 22 a été conçu en bande Ka. Le réseau de fentes fabriqué et le diagramme de rayonnement mesuré pour ce réseau de fentes sont illustrés à la Fig. 23.

Un autre réseau a été conçu en s'appuyant sur la polarisation dite horizontale. La structure testée et le diagramme obtenu sont présentés sur la figure 24.

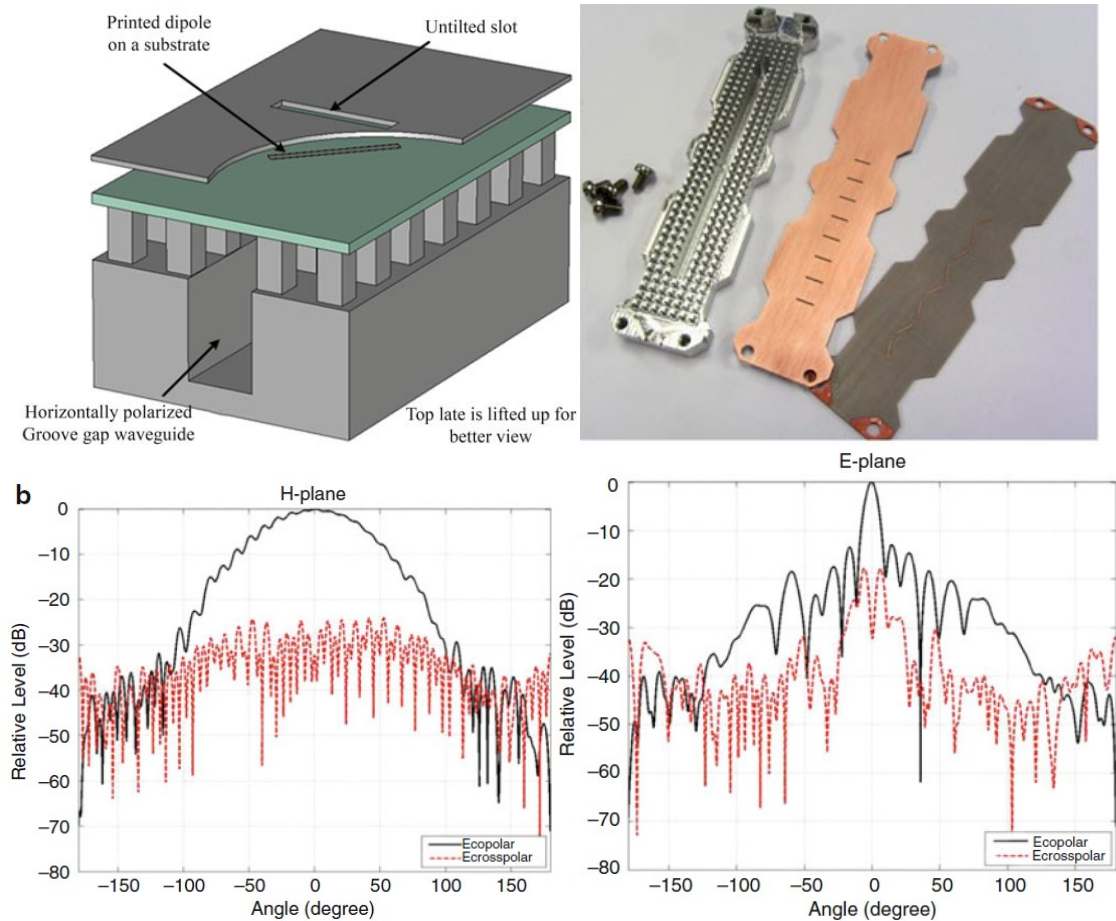
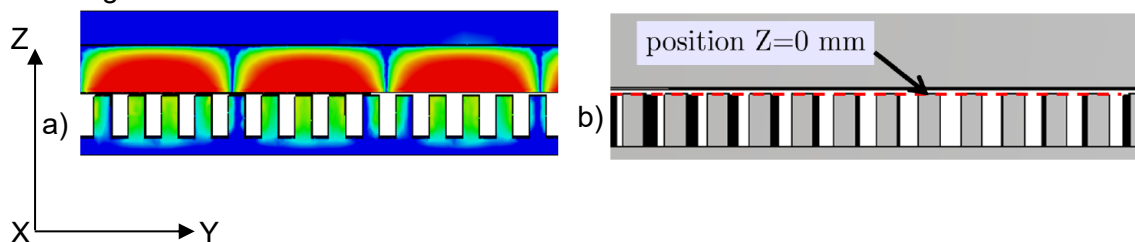


Figure 24 : a) Schéma du guide d'ondes Groove Gap avec une fente sans titre excitée par un dipôle parasite (b) Réseau de fentes dans un guide d'onde GGW fabriqué ayant une fente dans une paroi étroite. (c) Diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans E et H pour le réseau de fentes ayant une fente dans une paroi étroite [3] & [63]

### I.5.3.2. Antenne à Demi-mode

Cette partie présente une alternative pour réduire le temps et la difficulté de conception et de fabrication d'antennes dans la technologie des guides d'onde à Gap, en utilisant un nouveau guide d'ondes à fente à rainure demi-mode.



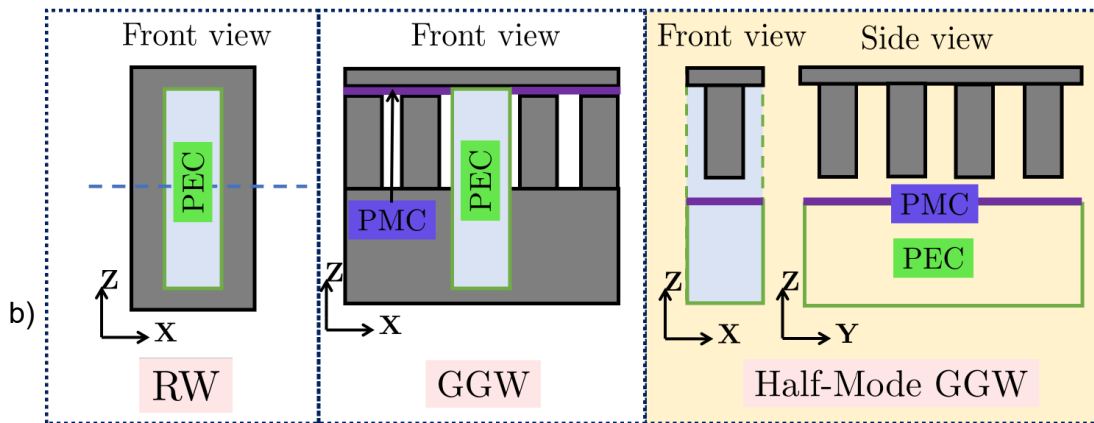


Figure 25 : Figure 27 a) vu de côté du champ E en propagation dans un guide d'onde GGW à demi-mode, b) Comparaison schématique du guide d'ondes rectangulaire conventionnel polarisé horizontalement (à gauche) avec le guide d'ondes à intervalle de rainure (au milieu) et le guide d'ondes à intervalle de rainure en demi-mode (à droite) [64]

Cette innovation, dite HM-GGW (Half Mode Groove Gap Waveguide), a été proposée pour la première fois par la référence [64] comme preuve de concept dans un diviseur de puissance. Sur la fig. 25b, des vues de face et de côté du guide HM-GGW et son analogie avec des guides d'ondes rectangulaires conventionnels et un guide d'ondes GGW sont représentés. Cette solution exploite une des symétries des champs du mode fondamental des guides rectangulaire  $TE_{10}$ , en intégrant une surface à très haute impédance positionnée dans le plan de symétrie de ce mode. Le champ électrique est alors parallèle au mur magnétique et présente un niveau maximum en des points de cette surface haute impédance, d'où la forme de champ montré fig. 25a. Cette technique permet de réduire la dimension de la section dans laquelle l'onde est propagée. En d'autres termes, pour travailler à une fréquence donnée, la dimension du guide classique (guide rectangulaire métallique) peut être divisée par 2. Cette technologie HM-GGW conserve l'intérêt d'une faible dépendance aux imperfections d'assemblage

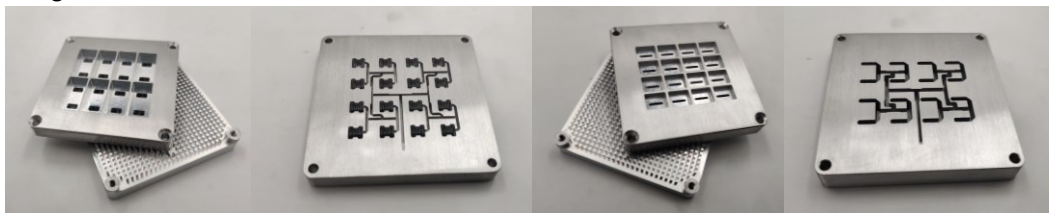


Figure 26 : (a) antenne 1 vu de dessus, (b) vu de dessous de la plaque supérieure, (c) antenne 2 vu de dessus, (d) vu de dessous de la plaque supérieure [64]

Deux réseaux d'antennes en bande Ka alimentés par des guides HM-GGW sont présentés dans [64].

Pour illustration de l'efficacité des guides d'ondes à gap pour éviter des fuites de champ après assemblage, nous visualisons figure 27 la répartition du champ dans le réseau d'antenne intégrant un réseau de distribution HM-GGW en présence d'un gap d'air entre couches. Le champ est très bien confiné et se propage à travers le guide d'onde demi-mode. Même après avoir induit des variations de hauteur ( $z = \pm 0.1 \text{ mm}$ ), ce dernier performe mieux qu'un guide d'onde rectangulaire standard avec des niveaux de pertes faibles et équivalentes.

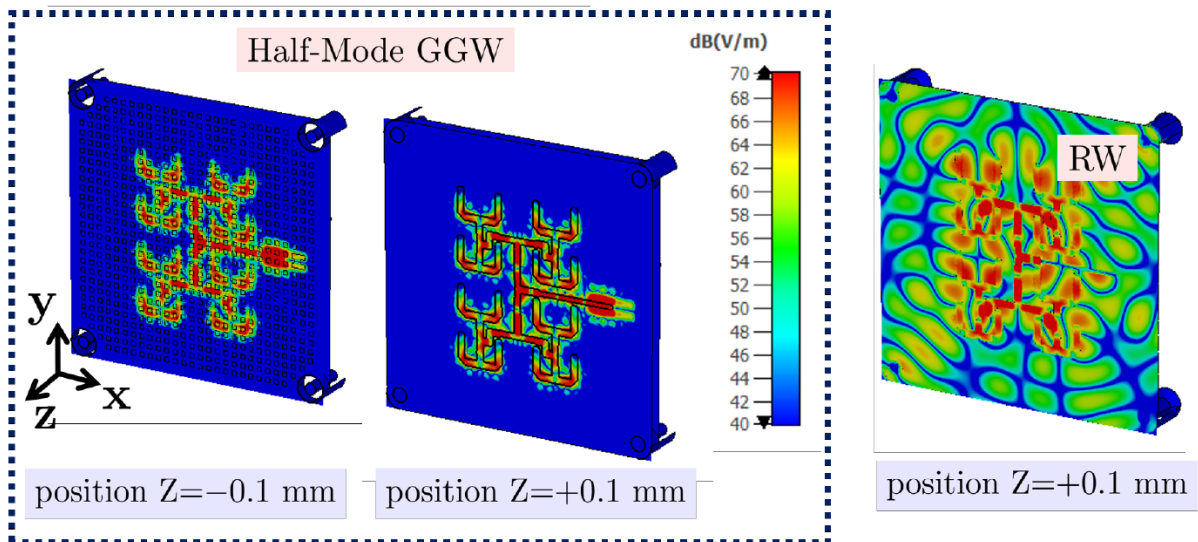


Figure 27 : Champ électrique simulé à 30 GHz dans le réseau de distribution d'antenne, (a) à guide d'onde HM-GGW, (b) à guide d'onde métallique conventionnel creux avec le même gap d'air [64]

L'intégration des technologies GGW et RGW dans les réseaux d'antennes a été rendu possible avec les techniques de routage et déphasage divers. Dans le tableau ci-dessous nous comparons toutes les possibilités proposées afin d'évaluer leurs efficacités.

Tableau 3 : comparatif des antennes en GGW

Référence	Fréquence (GHz)	Adaptation (dB)	Directivité (dB)	Complexité	Coût
Horizontal GGW waveguide antenna feeder[3]	26-40	--	20 (mesure)	Facile	Faible
RGW 1x4 antenna feeder [60]	11-15	-10 (mesure)	10 (mesure)	Moyenne	Moyenne
GGW array feeder [63]	26-40	--	15 (mesure)	Facile	Faible
Half-mode antenna feeder[64]	29-31	-15 (mesure)	12 (mesure)	Facile	Moyenne

Ce tableau montre que la technologie à gap offre une souplesse importante ce qui réduit notablement la complexité et le coût de fabrication en gardant des niveaux de performance similaires à ceux des réseaux d'antenne à guide.

#### I.5.4. Transitions entre le guide d'ondes à gap et la ligne de transmission standard

Afin d'obtenir un transfert de puissance optimal à travers un sous-système hyperfréquence composé de plusieurs modules, il faut être à même de définir des interfaces communes aux fonctions mises en cascade. Des transitions sont ainsi nécessaires pour connecter les composants réalisés sur la base du guide d'ondes à gap (c'est-à-dire les antennes, les filtres, etc.) à d'autres composants réalisés par exemple dans des technologies planaires, ou

constitués d'accès en guides standards rectangulaires ou coaxiaux Les conceptions de ces transitions souvent complexes sont effectuée par analyse numérique 3D. Dans cette partie nous allons nous concentrer sur les transitions de lignes de transmission standards vers des guides Groove Gap (GGW)

#### I.5.4.1. Transition guide d'onde rectangulaire vers des guides d'onde à gap

La façon la plus naturelle de connecter par des moyens conventionnels, notamment pour la mesure, un composant GGW est d'utiliser le guide d'onde métallique rectangulaire conventionnel, du fait de la similitude de la forme des 2 guides (GGW/RG) et des modes qu'ils guident ( $TE_{10}$ ).

Mise à part des transitions directes comme vu dans la [section I.4.2](#), ou l'onde maintient sa direction de propagation, la transition peut intégrer 'une déviation de 90° degrés [65] & [66]. Comme on voit dans la fig.28, une excitation d'un filtre GGW passe bande à 60 GHz a été réalisée. La transition conçue du guide d'ondes GGW au guide rectangulaire WR-15 s'effectue au moyen d'une ouverture de largeur  $w_{ap}$  dans le lit à clous. La largeur de l'ouverture ainsi que sa position par rapport aux surfaces hautes impédances du guide d'onde GGW sont optimisées pour obtenir une bonne adaptation dans la bande de fonctionnement du filtre. La réponse en fréquence de la transition optimisée est représentée sur la fig.28. Les pertes d'adaptation et les pertes d'insertion simulées en considérant une métallisation à l'argent sont meilleures que 20 dB et 0,1 dB, respectivement, sur une bande passante relative de 7,5 %.

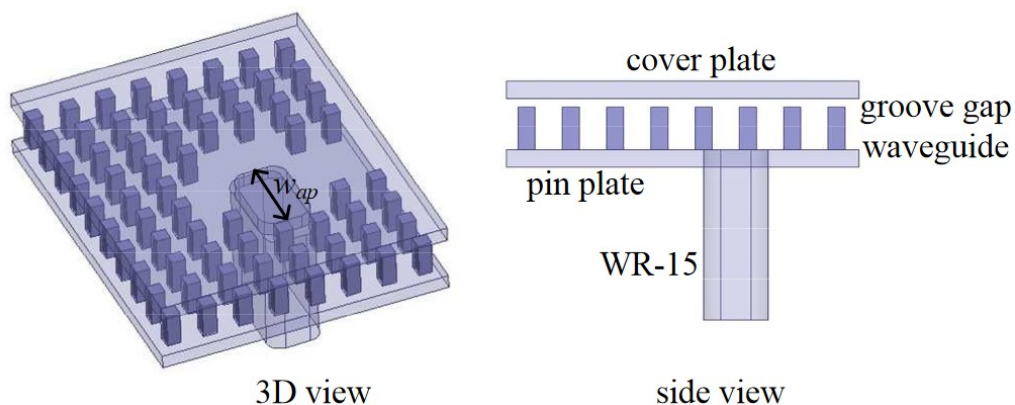


Figure 28 / transition WR15-GGW (a) vue de dessus, (b) vue latérale [65]

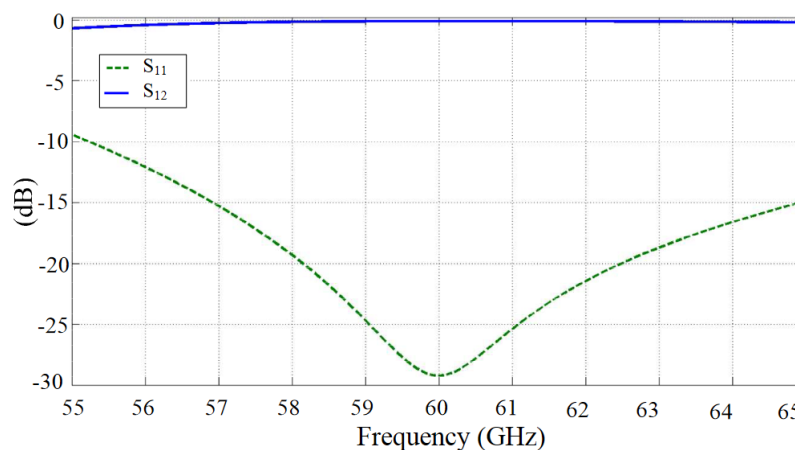




Figure 29 : réponse fréquentielle de la transition WR-15 GGW (simulation) [65]

Une autre étude [66] propose une seconde transition à 90°. Cette transition connecte un guide d'onde WR-15 standard (le port d'entrée de l'antenne réseau en bande V) à deux guides GGW (étape initiale du réseau d'alimentation de l'antenne). La figure 30 représente plusieurs vues de la transition. Comme on peut l'observer, la transition est un diviseur de puissance en plan H avec une fente centrale pour équilibrer la puissance uniformément sur les deux branches. Les dimensions du guide d'ondes standard WR-15 sont de  $3,7592 \times 1,8796$  mm<sup>2</sup>, tandis que les dimensions intérieures du GGW sont de  $2,9561 \times 0,8$  mm<sup>2</sup>. A noter que la GGW présente une largeur très courte du fait de la proximité avec les derniers étages du réseau d'alimentation [66].

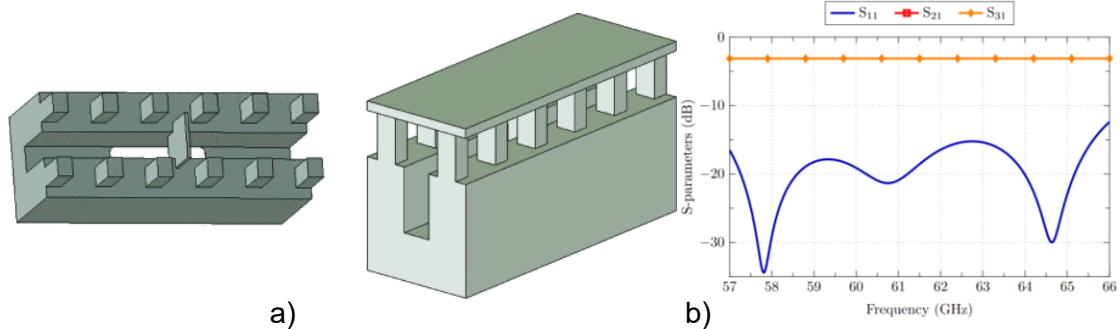


Figure 30 : a) conception 3D de la transition WR-15 à GGW, b) Paramètres S simulés de la transition RW à GGW. [66]

Une telle différence de dimensions rend obligatoire l'utilisation d'une transition conique entre les deux guides d'ondes, comme illustré sur la Fig. 30. Cette conicité est plus efficace qu'une transition étagée car, en bande V, la dimension de chaque étage serait de l'ordre du micron, et cette précision serait assez difficile à garantir avec un procédé de fabrication par fraisage. La transition a été optimisée séparément du reste de l'antenne pour accélérer le processus de conception. Ce processus d'optimisation a été principalement axé sur le réglage de la profondeur  $L_x$  et de la largeur  $W_x$  de la fente centrale, ce qui a un effet important sur l'adaptation à l'impédance d'entrée. Les paramètres S simulés des transitions conçues sont représentés sur les Fig. 30. Comme on peut le voir, la transition RW vers GGW présente des paramètres de transmission identiques ( $S_{21}$  et  $S_{31}$ ) et un paramètre  $S_{11}$  inférieur à -15 dB dans une bande passante relative de 15%. Les valeurs optimisées des formes géométriques sont détaillées dans [65].

Le dernier exemple [67] est toujours une transition verticale à large bande entre un guide d'onde rectangulaire standard WR-15 (RW) et un guide d'onde GGW dans la bande V. Une étape simple est appliquée pour obtenir une bonne adaptation d'impédance en transition entre le RW et le GGW. La géométrie de la transition proposée est illustrée sur les Fig. 31a, 31b et 35c. Une simple pièce métallique en forme de marche à l'extrémité de la ligne GGW agit comme un coude de plan E à 90°. Ce coude maintient le même gap d'air avec le support supérieur afin d'éviter des courants de fuites vers la paroi postérieure du guide GGW. Les dimensions et la position de la marche sont optimisées afin d'obtenir une bonne adaptation d'impédance dans la bande V. Les paramètres géométriques de la transition sont détaillés dans [67].

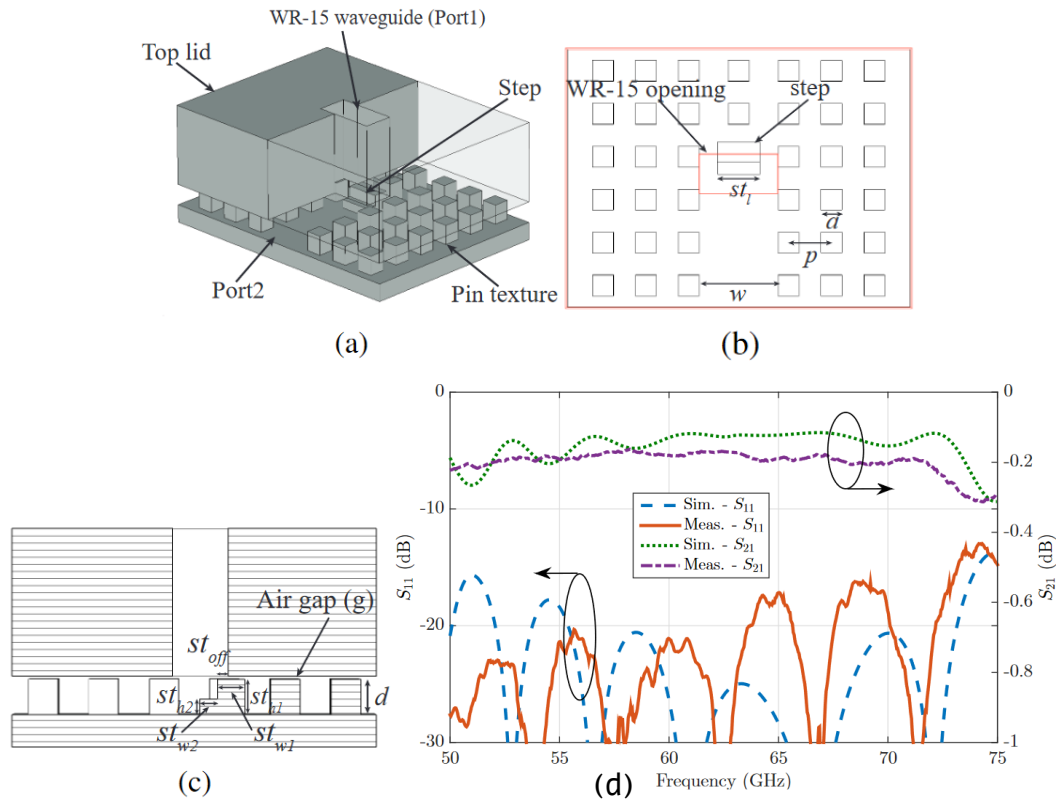


Figure 31 : Configuration de la transition GGW vers RW proposée. (a) Vue 3D, (b) Vue de dessus, (c) Vue de côté, et (d) Paramètres S simulés et mesurés de la transition dos à dos [67].

Les résultats de la simulation sont obtenus en utilisant CST Microwave Studio avec de l'aluminium comme matériau de la transition (voir figure 31). La transition conçue présente de bonnes performances avec un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB dans la quasi-totalité de la bande de fréquence souhaitée, sauf en bande haute à 75 GHz. Les pertes d'insertion moyennes sont de -0,08 dB. Les résultats mesurés du prototype fabriqué montrent des pertes d'insertion inférieures à 0,2 dB et un coefficient de réflexion d'entrée inférieur à -16 dB sur presque toute la bande V (50-75 GHz). Les résultats mesurés et simulés sont en bon accord.

#### I.5.4.2. Transition micro-ruban vers des guides d'onde à gap

Dans cette partie nous allons discuter de trois techniques possibles afin d'exciter des composants à base des guides d'onde à gap à partir de lignes de transmission planaires.

Dans [68], une conception simplifiée d'une transition en ligne entre ligne micro-ruban et le guide d'ondes GGW fonctionnant en bande W est présentée. La transition consiste en une ligne micro-ruban dont l'extrémité s'élargie en V et d'un adaptateur Tchebychev en escalier (fig. 32c), ensemble qui couple le mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban au mode dit vertical du guide d'ondes GGW. Le principe de fonctionnement est basé sur la forte similitude entre la distribution de champ du mode vertical du guide GGW et du mode du guide d'onde rectangulaire  $TE_{10}$ . Ceci permet d'employer une technique de conception de cette transition similaire à celle utilisée dans [69].

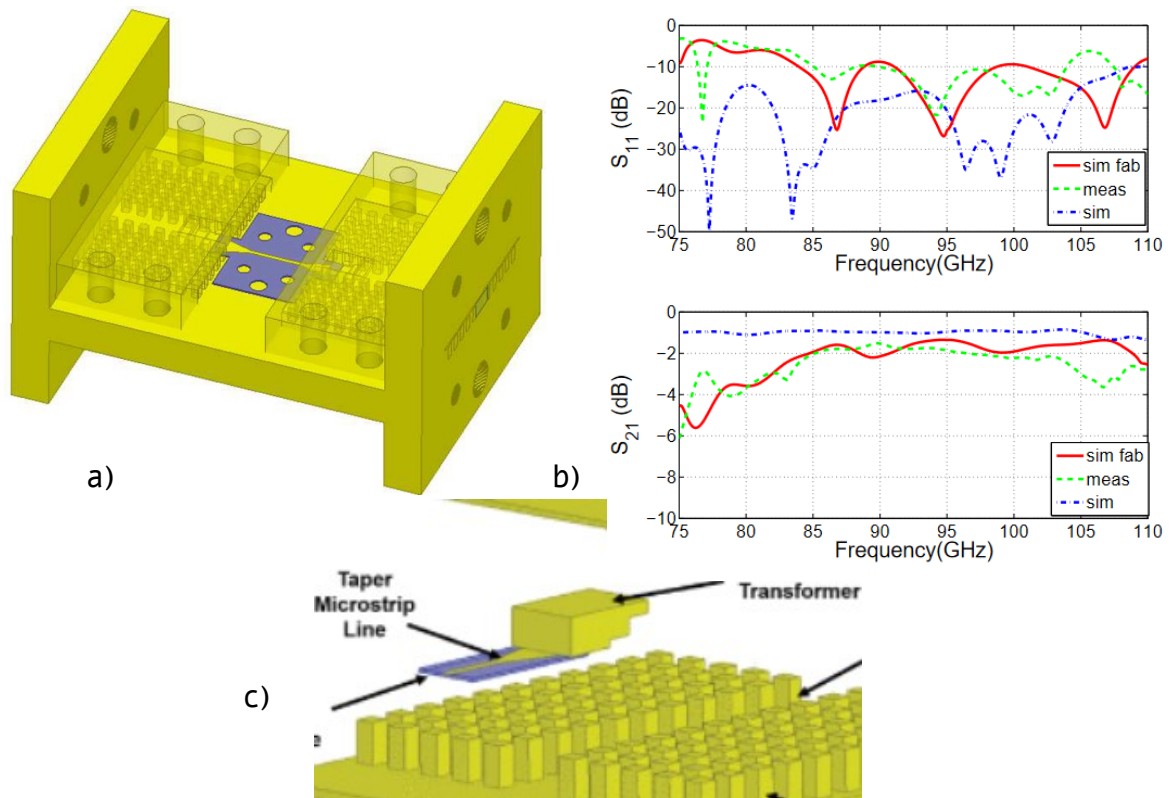


Figure 32 : a) Vue en perspective 3D du modèle de transition dos à dos utilisé pour Simulation HFSS, b) Comparaison entre les performances prédites (ligne pointillée), la simulation prenant en compte les erreurs de fabrication (ligne pleine) et les résultats de mesure (ligne pointillée) de la transition, c) transformateur Tchebychev [68]

La simplicité de cette conception rend cette transition appropriée pour la liaison entre circuits MMIC et dispositifs GW à des fréquences millimétriques et supérieures. Les résultats de la simulation ont été validés expérimentalement dans la bande W. De bonnes performances ont été obtenues : pertes en réflexion meilleures que -10 dB et pertes d'insertion moyennes inférieures à 2 dB.

Une autre étude similaire [70] propose une transition micro-ruban-GGW, présentée figure 33a. La transition est maintenant basée sur une cavité résonnante, qui aide efficacement à coupler le champ de la ligne micro-ruban à la GW. Dans cette transition, la section de micro-ruban est étendue dans la cavité sans aucune exigence de contact avec la partie GW. Une telle transition sans contact à l'intérieur du guide d'ondes est avantageuse car elle permet un conditionnement et une intégration faciles des circuits à ondes millimétriques avec des composants de guide d'ondes à gap tels que des filtres et des antennes réseau. L'alumine ( $\epsilon_r = 9.9$ ) a été utilisée comme substrat micro-ruban pour la transition proposée dans cet article. Les résultats mesurés pour la transition en bande V (fig. 33c) montrent une bande passante relative de 26% pour des pertes par réflexion meilleure que -10 dB. Les pertes d'insertion maximales du prototype fabriqué intégrant une double transition sont de 1,32 dB, ce qui inclut également les pertes d'une ligne micro-ruban de 5,45 mm de long sur un substrat en alumine. Après soustraction des pertes dans la section micro-ruban, les pertes dans une seule transition varient entre 0,145 et 0,38 dB sur la bande passante.

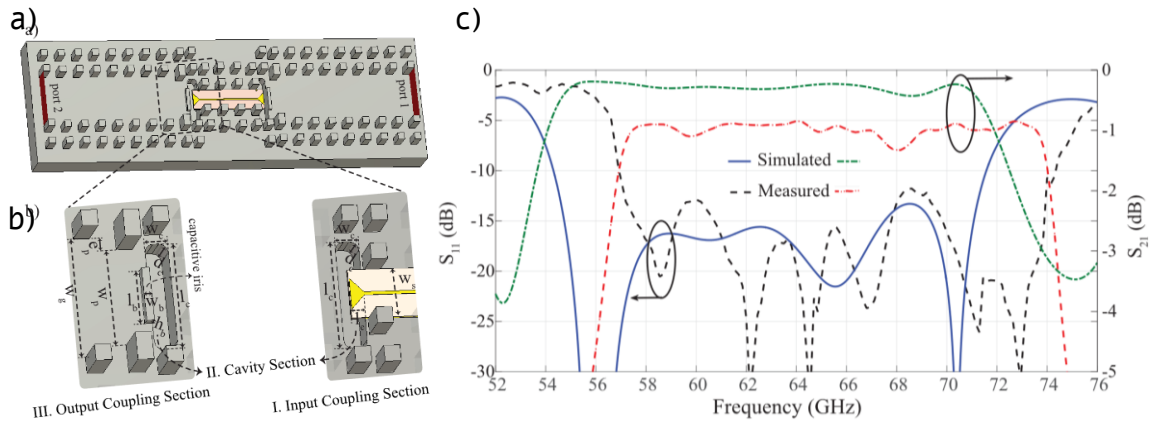


Figure 33 : (a) Transition dos à dos GGW-micro-ruban (plaque métallique supérieure masquée). (b) Trois sections pour la transition GGW-micro-ruban proposée et ses dimensions optimisées, (c) Paramètres S mesurés et simulés pour le montage de la Transition GGW- micro-ruban [70]

Cette technique a pour but dans l'article référencé l'intégration de circuit actif (par exemple un amplificateur de puissance). Le guide GGW apporte une bonne isolation en termes de fuite, intègre un découplage naturel pour le courant continu de polarisation des composants, ce qui en fait un candidat à considérer pour le packaging de ces composants actifs.

Le reste des exemples dans cette partie sont des propositions d'idées originales avec des résultats théoriques encourageants.

La transition d'une ligne micro-ruban à un guide GGW, présentée référence [71], est large bande et à faibles pertes, et fonctionne en bande W. Elle est constituée de trois parties : transition GGW – RGW, transition RGW-SIW et au final transition SIW - micro-ruban. Le principe de fonctionnement est basé sur la transformation des champs EM du guide SIW en champs du guide d'ondes GGW via un couplage électromagnétique. Ceci est avantageux, car la solution proposée évite l'utilisation d'un contact métallique entre la partie SIW et l'une des parties du guide d'onde. De plus, la technologie de guide d'ondes à gap permet une solution de packaging sans résonance. La transition de la ligne micro-ruban vers de guide d'ondes GGW proposée comprend un PCB de substrat à haute permittivité, fixé à la plaque métallique inférieure. Le PCB comprend une transition de ligne micro-ruban à SIW et la structure de guide d'ondes GGW comprend une transition GGW à RGW, comme illustré par la Fig. 34.

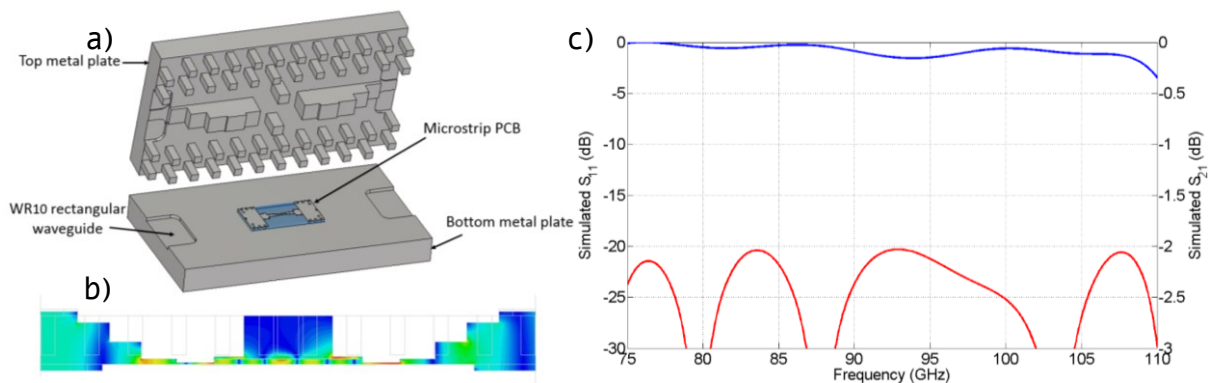


Figure 34 : a) configuration de la transition proposée du guide d'ondes micro-ruban à rainure et, b) vue latérale du champ guidé à travers la structure et (c) résultat de simulation de la transition proposée [71]

Les résultats de simulation ont montré une excellente performance ; l'adaptation de port simulée est inférieure à -20dB et le coefficient de transmission de puissance est supérieur

à -0.5dB sur toute la bande W. La partie PCB est directement intégrée à l'intérieur de la structure de guide d'ondes à gap, de sorte qu'il n'y a pas besoin d'une étape d'assemblage supplémentaire. Ceci est d'une importance significative lors de l'intégration de MMIC fonctionnant à des longueurs d'ondes millimétriques.

La fig. 35 présente les travaux publiés dans la référence [72]. Cet article propose une transition large bande d'une ligne micro-ruban vers un guide d'onde GGW. La structure conçue est composée de deux parties : une ligne micro-ruban 50 Ohm alimente une sonde planaire et une structure GGW. La structure de la transition est optimisée pour fonctionner dans la bande V, de 50 à 70 GHz. La transition transforme les champs électromagnétiques de la ligne micro-ruban(quasi-TEM) en champs électromagnétiques du mode fondamental du guide GGW. La ligne micro-ruban est intégrée à l'intérieur d'un boîtier comportant une fente sur le dessus, et alimente ainsi une bande métallique supportée par le substrat. La bande métallique agit comme une sonde pour coupler ligne micro-ruban et guide GGW, en intégrant un transformateur d'impédance quart d'onde pour assurer l'adaptation d'impédance. Néanmoins, la valeur de pénétration de la sonde dans le guide GGW n'est pas précisée, et il n'est pas non plus indiqué si la sonde est en contact ou non avec le guide.

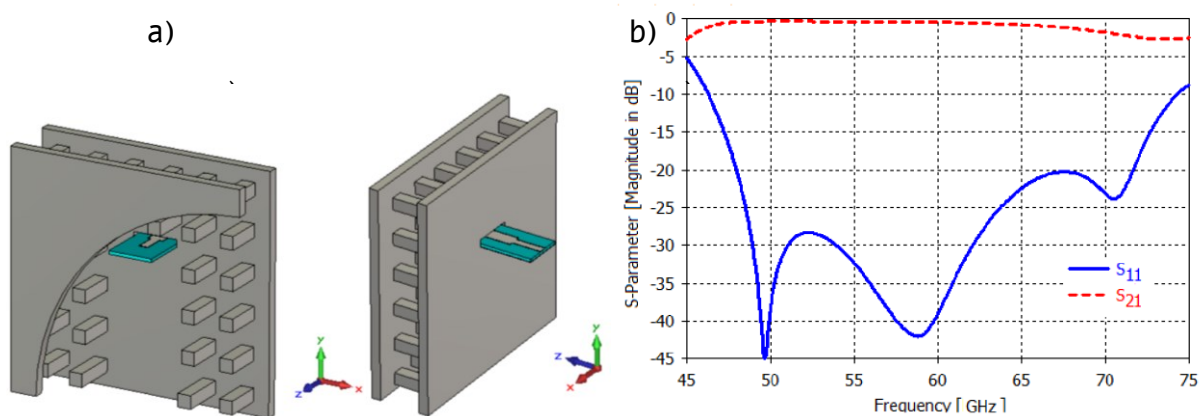


Figure 35 : a) transition micro-ruban vers GGW, b) résultats de simulation[72]

Pour obtenir l'adaptation souhaitée, les paramètres à optimiser dans cette transition sont les longueurs et les largeurs de la fente, du transformateur d'impédance quart d'onde et de la bande métallique. Les résultats montrent une adaptation de -20 dB avec des pertes d'insertion inférieures à 1dB sur la bande 48-67 GHz

### 1.5.4.3. Transition câble coaxial vers des guides d'onde à gap

Les transitions à bande relativement large d'un câble coaxial sont souvent implémentées pour exciter des guides d'onde RGW. Dans la référence [73], un filtre en Groove Gap 4 pôles a été réalisé. Comme on voit sur la figure 36, les transitions coaxial-GGW jouent le rôle d'élément de couplage d'entrée/sortie pour réguler les couplages aux accès du filtre. Le couplage est déterminé en fonction de la position (x,y) dans la cavité de l'accès coaxial et de la profondeur de l'âme centrale du câble coaxial au sein de la cavité. La fig. 36b montre la relation entre la valeur du couplage et ces paramètres géométriques.

Ce filtre sera étudié avec plus de détails dans la section suivante.

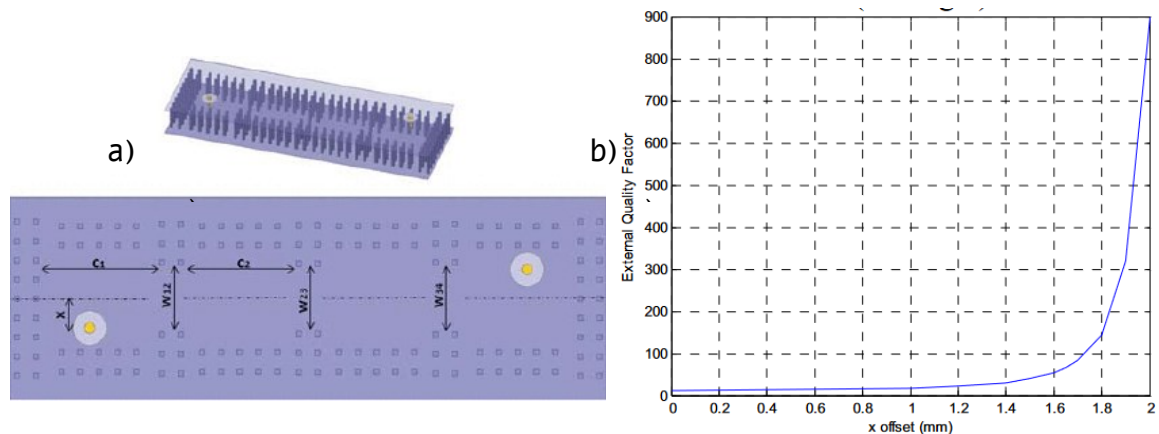


Figure 36 : a) filtre 4 pôles en Groove Gap, (b) facteur de qualité externe en fonction de la position de la sonde coaxial [73]

Les technologies à gap et spécialement GGW ont montré leur capacité à être intégrées avec d'autres canaux de transmissions traditionnelles tels que les guides d'ondes, les micro-rubans et les câbles coaxiaux. Dans le tableau ci-dessous nous comparons toutes les possibilités proposées afin d'évaluer leurs performances qualitativement et quantitativement.

Tableau 4 : tableau comparatif entre techniques de transition

Référence	Fréquence (GHz)	Adaptation (dB)	Pertes (dB)	Complexité	Coût
[65]	57-65	-15 (simulation)	--	Facile	Faible
[66]	57-66	-15 (simulation)	-1 (simulation)	Moyenne	Faible
[67]	55-72	-15 (mesure)	-0.2 (mesure)	Moyenne	Moyenne
[68]	85-103	-10 (mesure)	-2 (mesure)	Difficile	Élevée
[70]	57-74	-15 (mesure)	-1.5 (mesure)	Difficile	Moyenne/élevée
[71]	75-110	-20 (simulation)	-0.2 (simulation)	Difficile	Élevé
[72]	48-72	-20 simulation	-0.7 (simulation)	Difficile	Moyenne
[73]	--	--	--	Moyenne/difficile	Faible

A partir de ce tableau, nous pouvons déduire que les transitions GGW vers les lignes planaires (micro-ruban, SIW etc..) apportent des pertes d'insertion avec l'introduction des pertes diélectriques. Ceci étant dit, cette dernière reste la plus utilisée pour des applications qui intègrent des composants actifs tels que des amplificateurs.

Les transitions GGW vers câble coaxial est théoriquement la plus facile à réaliser avec des pertes d'insertions souvent faibles. Malheureusement, la grande sensibilité des erreurs de fabrication sur ces performances réduit nettement ses champs d'exploitation.

Quant aux transitions GGW vers guide d'onde traditionnels, ils offrent un compromis intéressant, avec de faibles pertes d'insertion et une adaptation maîtrisée. Un autre avantage de cette dernière transition est la corrélation entre les simulations et mesures, ce qui montre une faible influence des tolérances de fabrications.

### I.5.5. Filtrés à fort facteur de qualité

Depuis la création de La technologie des guides d'onde à gap, cette dernière a montré des performances intéressantes dans le domaine des antennes, avec plusieurs possibilités de transition vers les lignes de transmission conventionnelles. Elle a également été exploitée pour réaliser des fonctions de filtrage, ce qui fait l'objet de cette partie.

#### I.5.5.1. Cavités résonantes en GGW

Comme présenté dans la référence [74], un filtre micro-onde est souvent aux microondes une association de résonateurs hyperfréquences couplés entre eux via des iris afin de répondre un cahier de charge donnée. Dans le cas des guides d'onde à gap, spécifiquement le Groove Gap, ces résonateurs sont réalisés sur la base de cavités métalliques volumiques résonnants à des fréquences situées dans la bande interdite. Combinant le principe de fonctionnement des guides d'onde GGW et les guides d'ondes conventionnels, une cavité résonnante se forme simplement en GGW, comme le montre la figure 37. Le champ électromagnétique est confiné entre les 2 plaques métalliques supérieures et inférieures, du fait des surfaces hautes impédances formées par le lit de clous dans le plan XY.

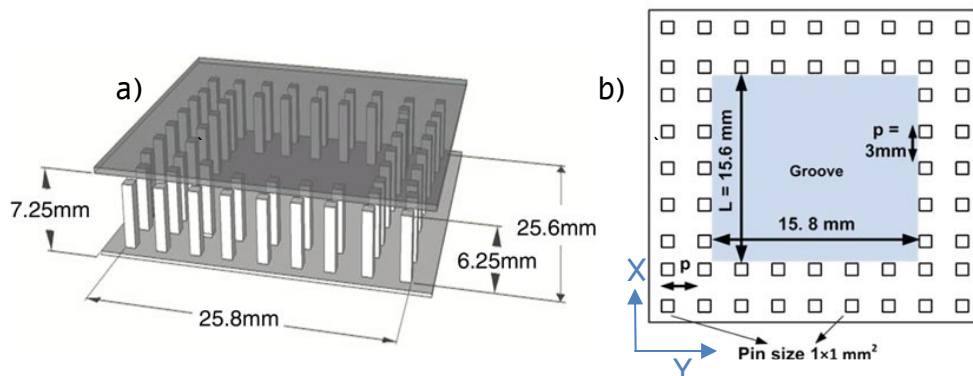


Figure 37 : cavité résonnante dans la bande Ku, a) vue 3D, b) vue de dessus [75]

Le résonateur est un des composants les plus importants dans de nombreuses applications hyperfréquences, telles que les filtres passe-bande étroits et les oscillateurs à faible bruit de phase. Il est caractérisé par son encombrement, et par ses pertes. Un facteur de qualité est défini pour situer le niveau de ces pertes. Le facteur de qualité dit à vide  $Q_0$  du résonateur formé dans une cavité métallique peut être exprimé sous la forme suivante :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_{m\acute{e}tallique}} + \frac{1}{Q_{fuite}} \quad 3$$

Les pertes métalliques qui sont généralement liées au volume du résonateur et à la conductivité du matériau utilisé pour construire le résonateur sont caractérisées par le facteur de qualité  $Q_{m\acute{e}tallique}$ . Les pertes de fuite dans des cavités sont liées à la fuite d'énergie à travers les gaps formés en raison des imperfections d'assemblage mécaniques. L'expression 3 montre que la valeur de facteur de qualité métallique ou de fuite la plus basse domine dans la détermination du facteur de qualité à vide du résonateur. Idéalement, dans les filtres à cavité, il n'y a pas de pertes dues aux fuites, mais dans la pratique, ces pertes peuvent devenir

dominantes, en particulier aux hautes fréquences comme discuté auparavant. La technologie de guide d'ondes GGW permet de contrôler et d'éliminer presque entièrement la fuite d'énergie électromagnétique à travers l'espace entre deux blocs ou plaques métalliques. En concevant soigneusement les broches carrées de la surface AMC, nous pouvons ainsi éviter la fuite de champ sur une largeur de bande d'une octave ou plus[37]. Il a été observé dans des études antérieures du guide d'onde à gap qu'après deux rangées consécutives de broches, la fuite de champ s'atténue d'un niveau de -45 dB sur une bande passante importante[25]. Le confinement du champ E dans le résonateur (à la fréquence de résonance) est présenté sur la figure 38 pour illustrer l'efficacité de la surface haute impédance. Cela permet la conception du résonateur à facteur de qualité aux hautes fréquences microondes.

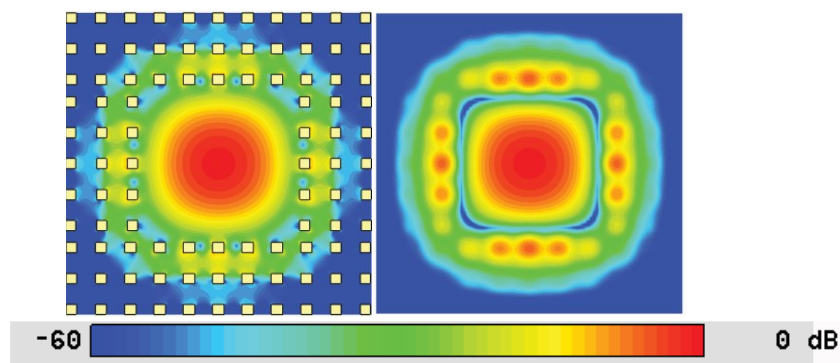


Figure 38 : Tracés de l'amplitude totale du champ E pour le résonateur @ 14GHz avec trois rangées de broches autour, (a) le champ à la surface qui coupe les broches au milieu, (b) le champ à la surface le long gap d'air. [75]

### I.5.5.2. Couplages et filtres

Une fois les dimensions des cavités choisies pour fixer la fréquence centrale de la fonction de filtrage, la deuxième action est de définir les techniques et lois du couplage à appliquer selon le cahier de charge à réaliser. Dans ce paragraphe nous allons discuter des diverses techniques de couplages. La fig. 39 présente une toute première technique de couplage inter cavités. Le coefficient de couplage, que nous allons définir, est calculé pour une paire de résonateurs GGW placés côte à côte, séparés par deux rangées de broches (voir dimensions figure 39). Lorsque ce type de structure de résonateur couplé est simulé, avec deux ports d'accès placés symétriquement, deux pics de résonance (exemple des modes souvent  $TE_{101}$  et  $TE_{102}$ ). La position de ces résonances varie en fonction de S (voir figure 39). Plus la distance entre cavité est faible, plus le couplage est fort, et la séparation entre les deux pics de fréquence est alors large. Le coefficient de couplage est calculé à partir des fréquences de ces pics de résonance en utilisant :

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}$$

4

Où  $f_1$  est la fréquence de résonance du mode basse et  $f_2$  est la fréquence de résonance du mode haut.



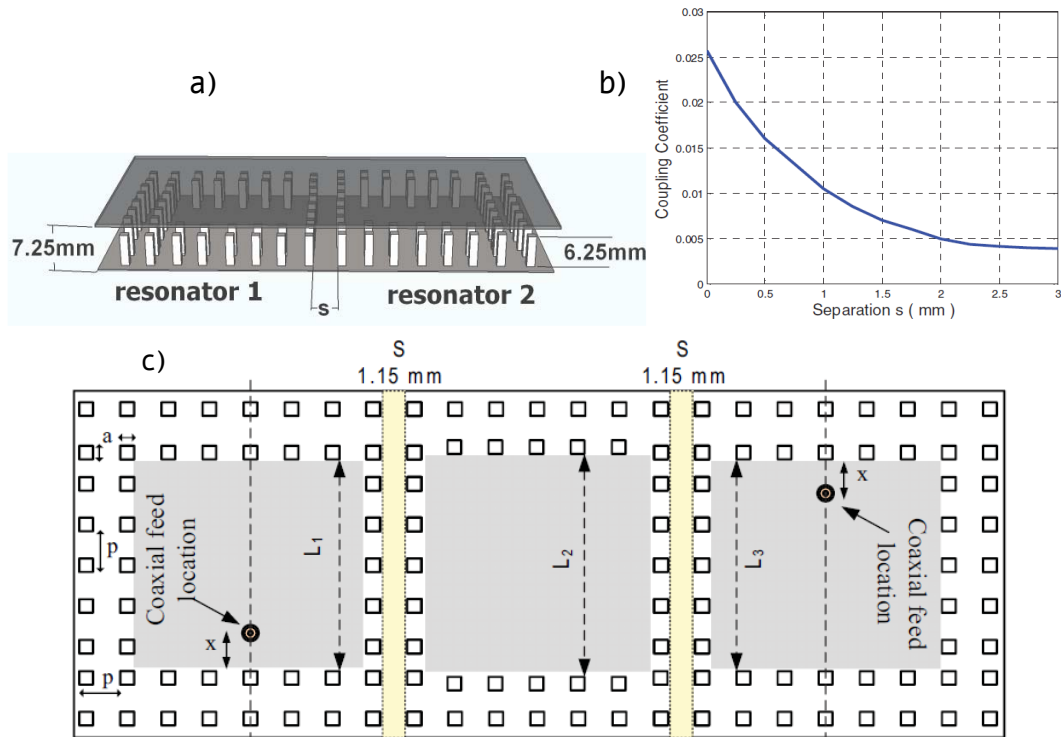


Figure 39 : (a) deux résonateurs GW couplés sans des parois métalliques pleines, (b) coefficient de couplage  $K$  en fonction de la séparation  $S$ , (c) vue de dessus d'un filtre passe-bande bande étroite d'ordre 3 en GW avec une excitation coaxiale [75]

Pour renforcer la sélectivité des filtres, c'est-à-dire la pente de leur réjection hors bande passante, plusieurs résonateurs sont couplés. La réponse mesurée d'un filtre du troisième ordre, présenté fig. 39(c), concorde bien avec les résultats de simulation. Dans ce cas, les pertes d'insertion mesurées dans la bande passante sont supérieures d'environ 0,31 dB aux cas simulés. Ces pertes supplémentaires sont principalement attribuées aux pertes dans les connecteurs SMA et à la dégradation de la conductivité de l'aluminium due à la rugosité de surface [75]. Pour ce qui concerne la fréquence centrale, le résultat de mesure montre un décalage de 0.08% par rapport à la simulation. Ce décalage de fréquence est attribué principalement au problème de tolérance mécanique, qui est de l'ordre de 15 à 20  $\mu\text{m}$  dans ce cas. Cette tolérance est de 0,1% de la largeur du résonateur, ce qui est du même ordre relatif que le décalage de fréquence. La réjection hors bande du filtre mesuré s'avère également conforme aux prévisions. La bande passante de coupure de la plaque parallèle pour cette surface de broche (surface AMC) est de 11 à 20 GHz. Il convient de préciser qu'aucun traitement de surface ou aucun réglage fin n'a été effectué sur le prototype fabriqué pour améliorer la réponse du filtre.

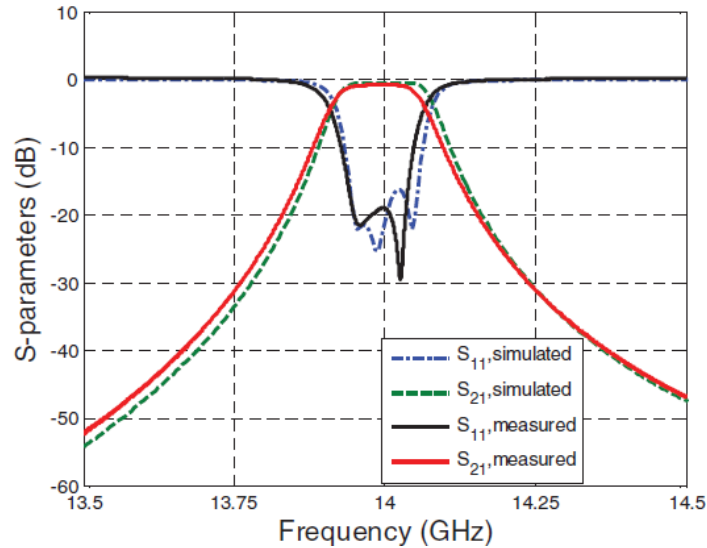


Figure 40 : résultat de mesure du filtre passe-bande en GGW d'ordre 3 [75]

Dans l'article suivant [76], une topologie compacte pour les filtres passe-bande haute fréquence utilisant des cavités coaxiales (plot capacitif – cavités dites réentrantes) noyées dans un lit de clous est proposée.

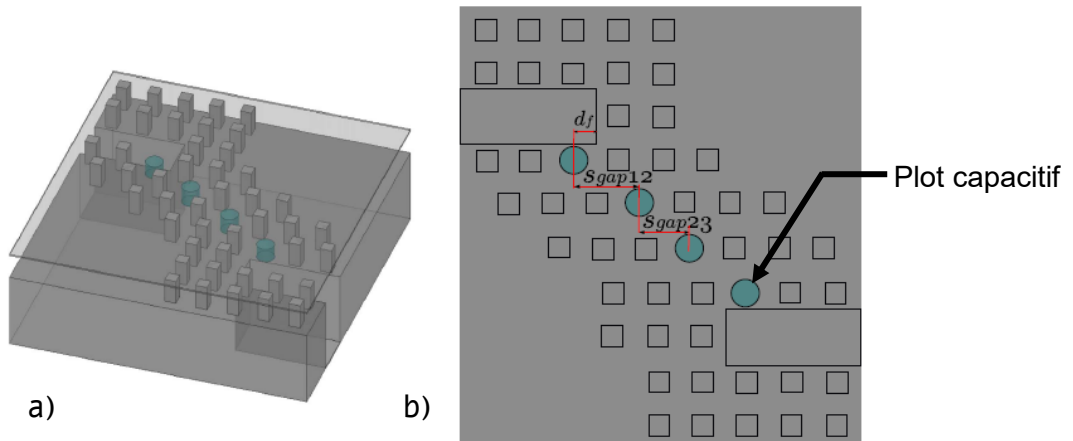


Figure 41 : design de filtre à plots capacitif d'ordre 4, (a), vue 3D, (b) vue de dessus [76]

Afin de mettre en œuvre le couplage entre des cavités résonnantes adjacentes, la configuration géométrique représentée sur la figure 13 est proposée, où la distance,  $S_{gap}$ , entre les deux clous raccourcis des résonateurs peut être modifiée.

Des études paramétriques sont présentées dans la fig.46. Dans la fig. 42a, nous relevons la variation de facteur de qualité externe  $Q_{ex}$  pour un filtre symétrique.

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_0} + \frac{2}{Q_{ex}} \quad 5$$

Où  $Q_l$  est le facteur de qualité à charge,  $Q_0$  est le facteur de qualité à vide.

En relation avec la distance  $d_f$ , le couplage inter-résonateurs en fonction de la distance  $S_{gap}$  a été étudiée, les résultats sont présentés sur la fig. 42b. La géométrie de la structure périodique est maintenue constante afin de conserver la même bande interdite.

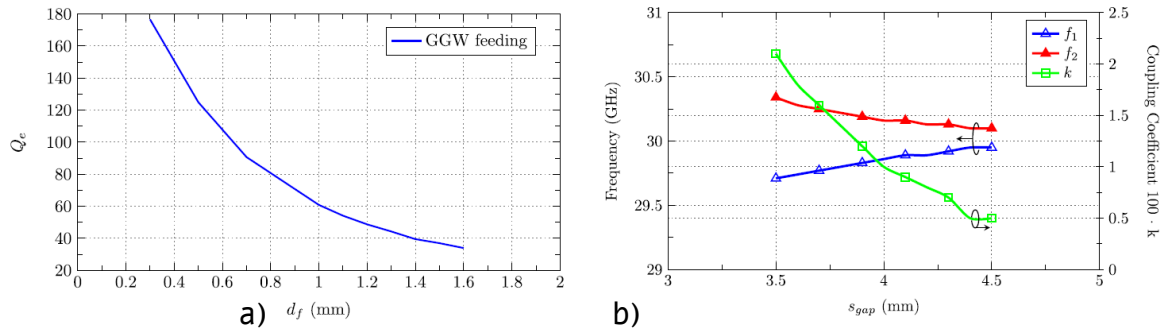


Figure 42 : a) valeur du facteur de qualité externe en fonction du  $d_f$ , (b) valeur de couplage et les valeurs des fréquences des modes pair et impair en fonction de la distance physique  $S_{gap}$  [76]

Dans la référence [77], le challenge a été de superposer des cavités avec la technologie des guides d'onde à gap.

Cette référence propose un filtre passe-bande compact et à faibles pertes en bande E basé sur un guide d'onde multicouche GGW (GGW). Différent des autres filtres planaires GGW et des filtres à guide d'ondes intégré au substrat (SIW) empilés verticalement, le filtre proposé réalise une topologie quadruplet à couplage croisé en introduisant une paire de trous capacitifs circulaires uniques à travers les couches, des crêtes (Ridge) innovantes (iris capacitif) et des iris inductifs conventionnels (fig. 36) sur la même couche, ce qui réduit les pertes d'insertion (IL) tout en ayant une taille plus petite. Comme le montre la fig. 43, le filtre proposé comporte deux voies de transmission du signal : l'une allant de la cavité 1 à la cavité 4, et l'autre allant de la cavité 1 jusqu'à la cavité 2, puis jusqu'à la cavité 3, et enfin jusqu'à la cavité 4. Les signaux de ces deux voies se superposent pour générer deux zéros de transmissions (TZ) sur les côtés supérieur et inférieur de la bande passante.

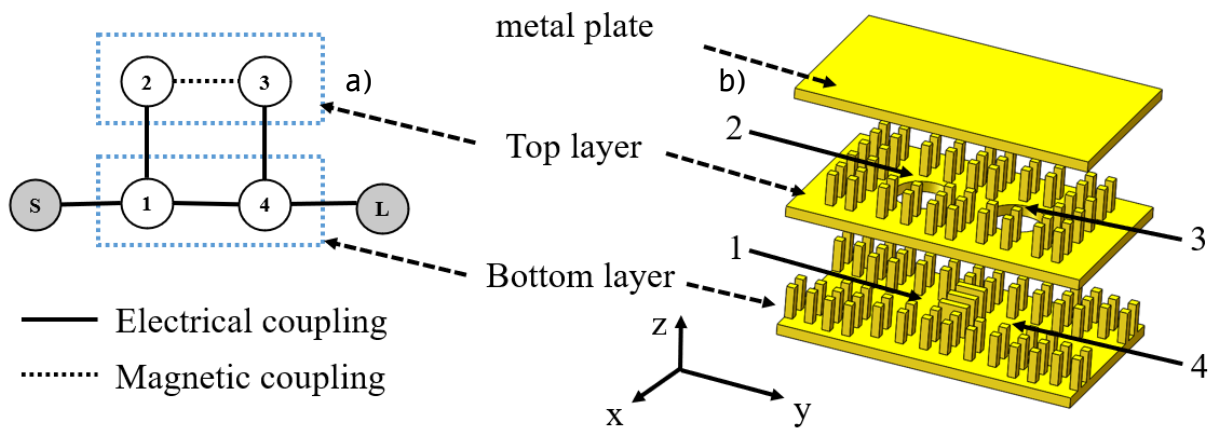


Figure 43 : a) topologie du filtre utilisée et type de couplage, (b) vue 3D du filtre d'ordre 4 [77]

Le couplage entre cavités 1 et 4 est réalisé en formant une iris capacitive sur la couche GGW inférieure, où le champ électrique est concentré et couplé directement. Comme le montre la figure 44a, lorsque la hauteur des arêtes  $h_t$  augmente, le coefficient de couplage diminue.  $m_{12}$  est réalisé à travers un trou circulaire à travers les couches GGW pour réaliser un couplage électrique. Comme le montre la figure 50b, lorsque le rayon du trou circulaire  $r_c$  augmente, le coefficient de couplage augmente. Enfin,  $m_{23}$  est réalisé à travers un iris inductif pour réaliser un couplage magnétique sur la couche GGW supérieure. Comme le montre la

figure 44c, lorsque l'espace de l'iris  $w_{23}$  augmente, le coefficient de couplage augmente également. Enfin, le couplage croisé  $m_{34}$  est également réalisé à travers un trou circulaire à travers la couche GGW, étant affecté par le rayon du trou dans la même tendance que  $m_{12}$  sur la fig. 44b en raison de la symétrie de la structure. De plus, comme le montre la fig. 44d, à mesure que la largeur de couplage d'entrée de  $w_i$  augmente, la valeur de  $Q_{ex}$  diminue. Par conséquent, en faisant varier  $w_i$  et  $w_o$  (largeur de couplage de sortie), le facteur de qualité externe peut être ajusté. Cette mixité de couplages électriques et magnétiques est nécessaire pour créer les conditions pour générer les zéros de transmission.

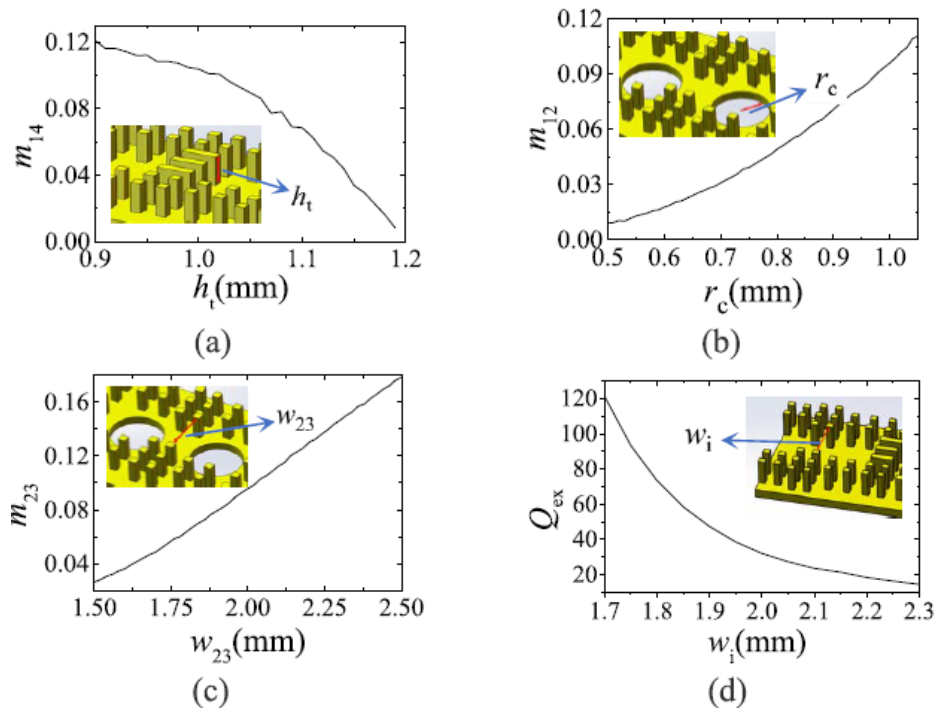


Figure 44 : a) couplage  $m_{14}$  entre les cavités 1 et 4 via les Ridges capacitifs, (b) couplage  $m_{12}$  et  $m_{34}$  entre les cavités 1 et 2 et les cavités 3 et 4 via les trous capacitifs circulaires (c) couplage  $m_{23}$  entre les cavités 2 et 3 via la structure périodique coupé, (d) même technique que (c) pour les iris d'entrée et sortie [77]

Les résultats (fig. 45) mesurés concordent assez bien avec ceux simulés, montrant des pertes d'insertion moyennes de 0,45 dB et une bande passante relative de 3 dB de 8 % à une fréquence centrale de 73,65 GHz.

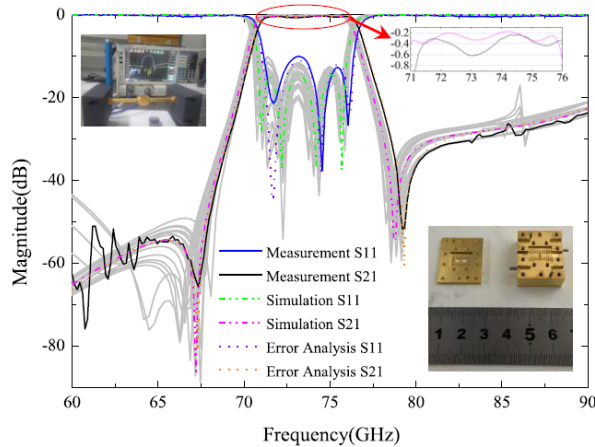


Figure 45 : comparaison entre les résultats de la simulation et de la mesure du filtre d'ordre 4 à couplage croisé [77]

Par conséquent, la structure GWG multicouche proposée ouvre une nouvelle voie dans la conception de filtres hautes performances dans les bandes d'ondes millimétriques. Avec les diverses possibilités de couplages cette technologie peut surmonter des problèmes d'espaces, en particulier pour des applications aux antennes actives.

Nous comparons par la suite les performances de ces filtres entre eux, et aussi avec deux filtres à guide d'onde standard.

Tableau 5 : tableau comparatif entre type de filtre GWG

Référence	Fréquence (GHz)	Bande (GHz)	Adaptation (dB)	Pertes (dB)	Complexité	Coût
[75]	14	0.120	-19	-1	Moyenne/facile	Faible
[76]	30	0.480	-15	-2	Moyenne	Faible
[77]	74	4	-15	-0.5	Moyenne	Moyenne
[73]	39.7	1	-20	-1.4	Moyenne	Faible
[78]	37.7	0.700	-15	-1.8	Moyenne	Faible

A partir de ce tableau, il peut être conclu que la technologie groove gap permet d'obtenir des performances électriques équivalentes à celles obtenues avec des guides d'onde standard.

### I.5.6. Composants en guide d'onde GWG accordables innovants

Comme il est présenté dans les exemples si dessus, la technologie GWG est d'intérêt pour réaliser des composants hyperfréquences classiques. L'absence de contact entre les 2 partie formant les dispositifs pousse à examiner les performances de cette technologie pour rendre les fonctionnements accordables, par déplacement mécaniques de blocs dans la structure. Nous sommes alors très souvent limités dans les performances obtenues dans des

technologies classiques par des fuites au niveau des blocs qui sont en mouvement. Ces fuites peuvent être éliminées par la présence des surfaces hautes impédances.

Une étude récente [79] est axée sur la conception et la réalisation de déphaseurs variables haute performance haute puissance dans la technologie des guides d'onde GGW. Plus précisément, en utilisant la méthode proposée, un résonateur à cavité accordable mécaniquement et des déphaseurs avec une large gamme de déphasages réalisables sont proposés dans cette publication. Pour valider le concept, un déphaseur avec un déphasage relatif de 540 degrés à 15 GHz est conçu, fabriqué et mesuré. De plus, une version multicouche du déphaseur proposé avec des ports d'alimentation fixes et des performances améliorées est présentée.

Un résonateur à cavité GGW accordable basé sur la méthode proposée dans [79] est illustré sur la fig. 46(a1, a2). Le port d'entrée coaxial et les trois parois latérales PMC de la cavité sont intégrés sur la surface inférieure, tandis que le réseau PMC qui forme la paroi latérale de terminaison est réalisé sur la plaque supérieure. Dans cette configuration, un déplacement relatif des plaques supérieure et inférieure dans la direction longitudinale  $x$  du guide d'ondes modifie la longueur de la cavité du guide d'ondes. Par conséquent, sa fréquence de résonance est modifiée. En d'autres termes, la structure est un simple résonateur accordable mécaniquement, qui convient aux applications à forte puissance et à faibles pertes avec une accordabilité en fréquence très large.

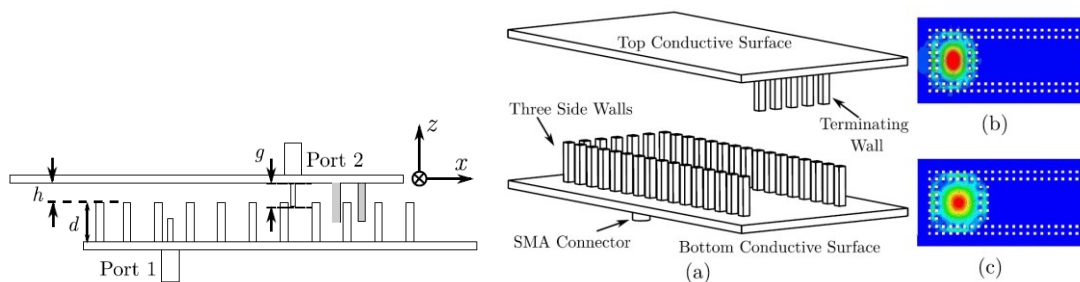


Figure 46 Une illustration du résonateur à cavité GGW accordable proposé, (a1) vue de côté, (a2) vue 3D, des distributions de champ électrique du résonateur accordable pour deux longueurs différentes correspondant à différentes fréquences de résonance à (b)  $f = 14,3$  GHz, (c)  $f = 12,6$  GHz [79]

Notez que pour avoir une fuite suffisamment faible au travers des parois latérales, il faut généralement au moins deux rangées de broches. Cependant, pour avoir une démonstration claire, une seule rangée de broches est illustrée dans cette figure [79]. Des distributions de champ électrique simulées du résonateur accordable pour deux longueurs différentes correspondant à deux fréquences de résonance différentes sont représentées sur les Fig. 46(b) et fig. 46(c).

Les résultats de mesures de ce prototype montrent un bon accord avec les résultats de simulation, comme le montre la fig. 47

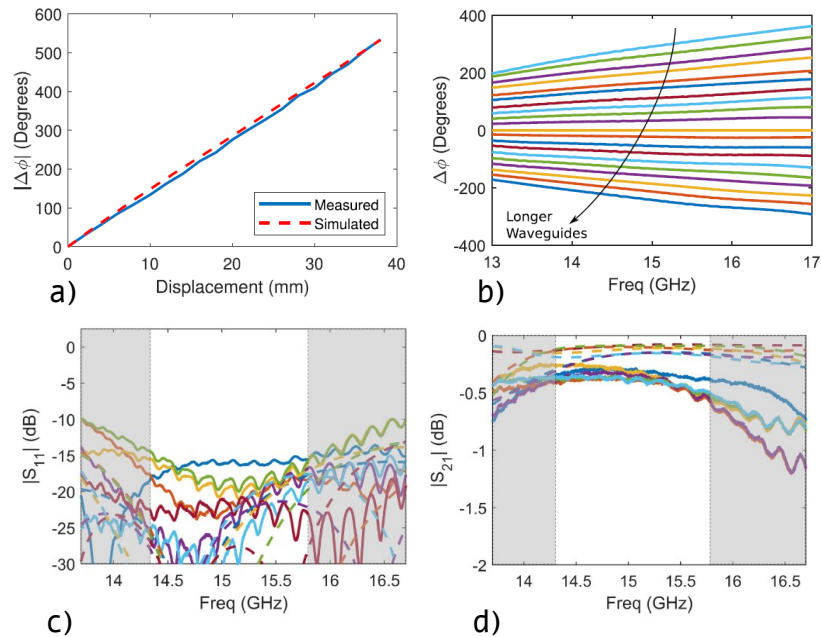


Figure 47 (a) les valeurs absolues des déphasages mesurés et simulés à  $f = 15$  GHz par rapport au déplacement longitudinal, (b) Déphasage mesuré du déphaseur proposé pour différentes valeurs de longueur de guide d'onde  $l$  de 2 mm à 40 mm par pas de 2 mm, (c) Coefficients de réflexion et (d) coefficients de transmission du déphaseur proposé pour différentes longueurs de guide d'onde de 2 mm à 40 mm. Les résultats de mesure sont représentés par des lignes pleines, tandis que les résultats de simulation sont représentés par des lignes pointillées.

La fig. 43 (a et b) montre un très bon accord entre les déphasages simulés et mesurés. De plus, les résultats montrent clairement un déphasage réalisable de 540 degrés à 15 GHz, ce qui est suffisant pour la plupart des applications. Notez que le déphasage réalisable limité est dû à la longueur limitée du prototype fabriqué. En d'autres termes, des plages de déphasage beaucoup plus élevées peuvent être obtenues à condition qu'un guide d'ondes plus long soit utilisé. La figure montre également que le déphasage a une bonne linéarité et une faible pente sur la bande de fréquence, en particulier pour les plus petites valeurs des déphasages. Il convient de garder à l'esprit que la bande de fréquences démontrée est extrêmement large. Les applications pratiques dans la bande Ku sont limitées à des bandes passantes beaucoup plus étroites sur lesquelles le déphasage obtenu par rapport à la fréquence est presque constant.

La figure 47 montre les coefficients de transmission et de réflexion mesurés du prototype fabriqué pour différentes longueurs  $l$  du guide d'ondes de 2 mm à 40 mm. Les résultats montrent que la structure présente une adaptation meilleure que -15 dB sur une bande de fréquence de 1,4 GHz, de 14,35 GHz à 15,75. Les pertes d'insertion (IL) mesurées sur la bande de fréquence 14,35-15,75 GHz sont meilleures que 0,5 dB (et meilleure que 1,2 dB sur la bande de fréquence 13,7-16,7 GHz). Il est important de noter qu'un meilleur niveau d'adaptation peut être obtenu si une plus petite plage de déphasages est requise [79].

Un dernier exemple [80] étudié est celui du balayage mécanique du faisceau d'antenne.

[80] propose une nouvelle configuration d'un guide d'onde à intervalle de rainure rectangulaire présentant des parties mobiles (fig. 48a & fig. 48b). Une telle capacité dynamique permet d'accorder la constante de phase du guide d'onde agissant ainsi comme un déphaseur distribué contrôlable. La démonstration du potentiel est faite dans une antenne guide d'ondes à fentes orientables en bande C.

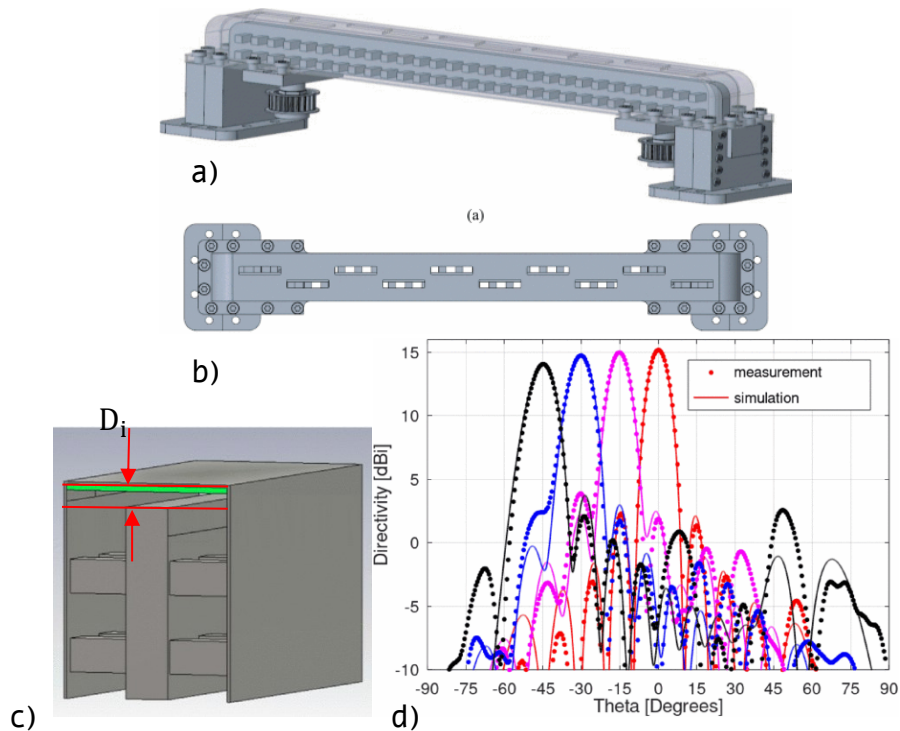


Figure 48 antenne à balayage mécanique GGW, a) vue 3D, b) vue de dessus, c) vue de coupe du guide GGW/RGW, d) comparaison des simulations et mesures [80]

En agissant sur la distance  $D_i$  qui sépare le Ridge de la plaque supérieure, la phase varie au niveau des fentes de radiation. Ce contrôle permet donc un balayage du faisceau de propagation de l'antenne.

Des mesures ont été faites qui confirment la capacité de balayage du réseau à être dirigé mécaniquement de  $-45^\circ$  à  $45^\circ$ . Sur la fig. 48d, des faisceaux d'angles négatifs tracés sont obtenus avec le port 2 tandis que le port 1 est adapté. Symétriquement, des directions positives seraient atteintes avec le port 1. Pour les lobes principaux, la comparaison montre une bonne similitude, et dans la plupart des cas, le niveau des lobes latéraux est suffisamment bas pour être compatible avec diverses applications.

## I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude théorique a été réalisée afin de comprendre le fonctionnement des structures groove gap. Une étude paramétrique a été faite pour comprendre l'influence des paramètres géométriques. Les avantages et les inconvénients de cette technologie ont été relevés pour pouvoir déterminer le spectre de son utilisation.

La technologie Groove gap a montré son potentiel dans le domaine des hyperfréquences passif, actif et antenne, en permettant de réaliser des fonctions tels que des filtres, des coupleurs, des transitions, des diviseurs de puissance pour les réseaux d'antennes.

Il est démontré en fin de chapitre que la caractéristique importante des guides d'ondes GGW, qui est son bon fonctionnement sans nécessiter de connexion électrique entre les sections supérieure et inférieure du guide d'ondes, peut être utilisée pour concevoir des dispositifs accordables mécaniquement. Peu de travaux ont cependant été consacrés à cette accordabilité, au regard du potentiel de cette technologie.



L'objectif principal de nos travaux porte ainsi sur cette accordabilité des fonctions réalisées en technologie groove gap, en allant au-delà des techniques présentées dans ce chapitre.

Nous réaliserons des filtres accordables en bande, en fréquence et même en nombre de pôle, des déphaseurs accordables, des routeurs accordables. Pour cela, il faut en premier lieu à partir de l'état de l'art dressé dans ce chapitre choisir les topologies potentiellement les plus efficaces, ou encore améliorer les qualités des transitions pour réduire les pertes et augmenter le niveau d'adaptation. Ces investigations sont présentées dans le chapitre 2.

## Chapitre II. GROOVE GAP, Etudes des outils innovants pour des composants hyperfréquences

---

### II.1. Introduction

La technologie des guides d'onde à gap, et spécifiquement la technologie Groove Gap, a montré des résultats prometteurs au regard de la technologie des guides d'onde rectangulaires standards. Les dimensions de la zone de guidage et la forme du mode propageant sont très similaires pour ces 2 technologies. Les niveaux de pertes restent limités pour la technologie groove gap, qui apporte des avantages en éliminant les problèmes de contact et les fuites du courant surfacique lors d'assemblage classique métal-métal. Tous ces éléments nous encouragent à exploiter cette technologie Groove Gap et à en explorer les limites, ce qui fait l'objet de ce chapitre.

Nous allons dans une première partie examiner une topologie originale proposée dans la littérature pour générer des bandes interdites [81]. L'objectif de cette section est de justifier de l'utilisation de la technologie GGW, en comparant les performances des 2 solutions sur des mêmes critères, sur la base de simulations.

Dans la seconde section, nous adresserons le problème de la transition entre un support de propagation classique et un guide GGW. Ces analyses sont importantes : il ne faut pas que cette transition affecte fortement les performances du dispositif GGW lorsqu'il est intégré dans un sous-système. Deux techniques de transition innovantes seront proposées, une première entre un câble coaxial et guide d'onde GGW, et la seconde d'un guide rectangulaire standard vers un guide GGW. Des résultats de mesures seront donnés afin de mettre en évidence les performances de ces transitions.

Nous terminerons par la section en proposant une innovation topologique pour les guides de la famille des GGW. La technique proposée vise une réduction des pertes d'insertions du guide. Elle est surtout essentielle dans l'objectif d'obtenir une accordabilité des dispositifs à GGW.

### II.2. Comparaison des technologies GGW et HGS

Les technologies à bande(s) interdite(s), ou bien dites en anglais « electromagnetic band gap », sont bien connues dans le domaine des hyperfréquences où elles sont utilisées depuis longtemps. Ces technologies relèvent de la famille des métamatériaux, et possèdent la propriété de créer un mur d'arrêt pour bloquer les ondes électromagnétiques dans certaines bandes de fréquences, sur la base d'une structuration périodique de pas très inférieur à la longueur d'onde. Nous comparons dans cette partie la technologie Groove Gap (GGW) rappelée dans le chapitre 1, et la technologie Holey Glide-Symmetric (HGS) (voir fig. 49) qui a été récemment publiée [81]. La technologie HGS dérive de la technologie GGW, mais en intégrant une forme de motif périodique plus complexe, présentée figure 49. Un point commun entre technologies GGW et HGS est la présence d'un gap d'air, qui contribue à la création de la bande interdite.

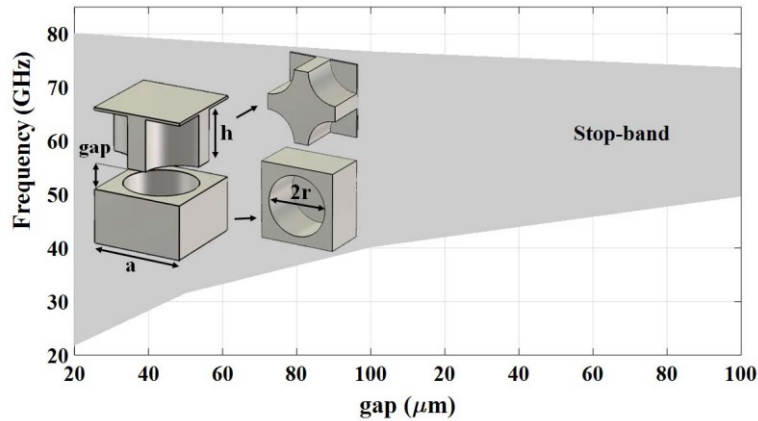


Figure 49 Bande d'arrêt d'une cellule unitaire à symétrie glissante trouée avec des dimensions  $a = 3,5 \text{ mm}$ ,  $h = 2 \text{ mm}$  et  $r = 1,4 \text{ mm}$

La fig. 49 montre une cellule élémentaire en HGS, et la bande interdite générée par la périodisation de cette cellule de base. Cette technologie est proposée dans des publications pour la réalisation de brides de guides d'onde standard, afin de minimiser les fuites électromagnétiques au niveau des contacts. En plaçant des trous périodiquement autour des ports, on empêche les fuites créées par des Défaut de contact entre les guides à assembler. Cette solution consiste à usiner des trous autour de l'accès du guide d'onde. Des motifs identiques de trous sont usinés dans les 2 pièces à assembler, mais en opérant un décalage angulaire sur l'axe azimutal portant les séries de trous des 2 guides (voir figure 50). Il est montré dans la publication [81] que cette structuration simple par sa réalisation permet de limiter sensiblement les rayonnements parasites.

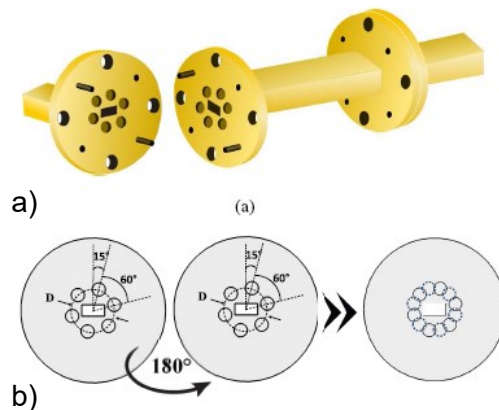


Figure 50 (a) Guide d'ondes rectangulaire relié à des brides avec des trous à symétrie de glissement des deux côtés. (b) Topologie en miroir des trous entourant une ouverture de guide d'ondes. Lorsque les brides sont jointes, la géométrie est construite en glissement par rotation.

Une autre application de cette technologie est proposée dans la référence [82], Pour des applications en ondes millimétriques et térahertz. Des guides d'ondes sont construits en empilant plusieurs plaques métalliques minces, de nouveau percées de trous de manière périodique (voir figure 51), pour délimiter leurs parois latérales. Les différentes couches métalliques ne sont pas nécessairement mises en contact électrique entre elles. Dans cette étude, un guide d'onde vide est conçu et fabriqué en bande D [110 GHz ... 170 GHz], par association de cinq fines couches métalliques empilées. Les trous sont décalés d'une demi période entre chaque couche. Les couches sont simplement assemblées en autorisant un petit

espace d'air entre elles, sans qu'il soit nécessaire d'utiliser des méthodes de fabrication avancées telles que des techniques de collage ou de soudage, ce qui représente de nouveau l'avantage de cette technique.

Dans cette section nous allons essayer de reproduire les résultats de cette étude afin de les comparer à un guide d'onde Groove Gap. Nous allons comparer les performances des 2 technologies en maintenant constants les paramètres suivants : fréquence centrale, bande de fonctionnement, conductivité, dimensions internes du guide.

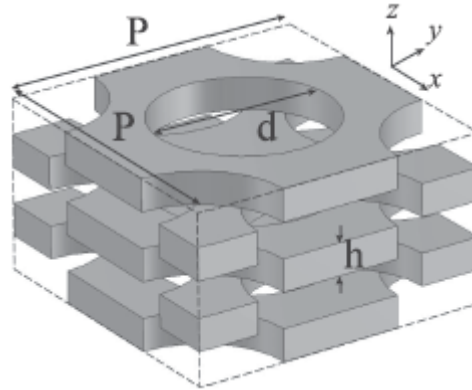


Figure 51 Configuration de la cellule unitaire, composée de cinq couches métalliques [82]

### II.2.1. Comparaison des bandes interdites

En premier lieu, les dimensions géométriques utilisées dans [82] ont été reprises en l'état, puis nous avons réalisé et optimisé la cellule élémentaire en GGW pour obtenir une bande interdite identique entre les 2 technologies (fig. 52). Les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel commercial CST microwave. Des simulations ont également été effectuées avec le logiciel ANSYS-HFSS. Les résultats obtenus ont naturellement été comparés et traduisent une différence non significative.

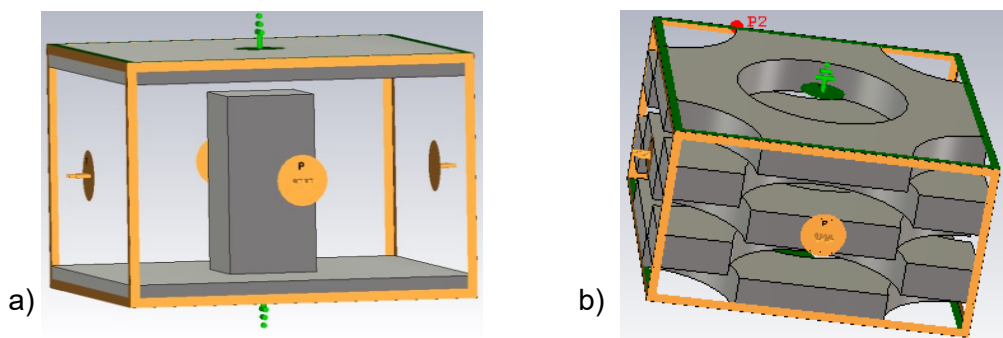


Figure 52 (a) cellule élémentaire GGW en bande D, (b) cellule élémentaire HGS en bande D

La fig. 52a présente une vue de la cellule élémentaire GGW proposée. La fig. 4b est une réplique de la forme publiée dans la référence [82]. Ces cellules sont simulées sans pertes. Cette structure HGS consiste en des plaques métalliques superposées, séparées par un gap d'air, sur lesquelles figurent des trous séparés par une période bien définie  $P$ . Un décalage, une translation d'une demi-période, est réalisé entre chaque plaque d'où le mot « Glide ». Les résultats de cette étude sont exposés dans la fig. 53.

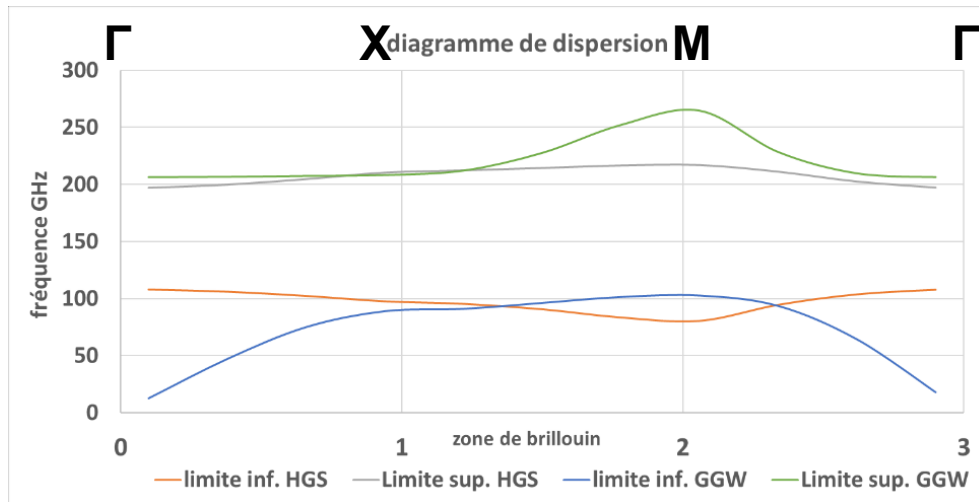


Figure 53 diagramme de dispersion et bande interdite des structure périodiques

La fig. 53 présente les bandes interdites de ces cellules élémentaires. Comme mentionné sur cette figure, les courbes orangées et grise délimitent la bande interdite de la structure HGS tandis que les courbes bleu et verte délimitent la bande interdite de la structure GGW. Nous pouvons remarquer que la cellule GGW apporte une bande interdite (103GHz) légèrement plus grande que celle déduite de la cellule HGS (89 GHz). Cette différence n'affectera cependant pas le bon fonctionnement des composants à base de ces matériaux utilisés pour délimiter latéralement les guides. En effet, la bande monomode de fréquence de ces guides d'onde, par exemple le standard WR6 (114 GHz à 173 GHz : 59GHz) reste inférieure aux bandes interdites calculées ci-dessus.

Le tableau 1 ci-dessous rassemble les paramètres géométriques et les bandes interdites issues de chaque cellule élémentaire.

Tableau 6 dimensions géométriques et bande de fonctionnement des deux structures périodiques

Paramètres	GGW	HGS
Diamètre d (mm)	0.2	1
Période P (mm)	0.8	1.86
Gap d'air g (mm)	0.05	0.01
Hauteur H (mm)	0.4	0.64
Epaisseur de plaque h (mm)	--	0.2
Fréquence interdite min. (GHz)	103	108
Fréquence interdite max. (GHz)	206,15	197,2
Bande interdite (%)	67% @ 154 GHz	58% @ 153 GHz

A partir de ce tableau nous constatons qu'à bande interdite presque égale et à fréquence centrale égale, la technologie HGS occupe plus d'espace, pour un même nombre de périodes utilisées.

## II.2.2. Comparaison des performances des guides

La seconde comparaison se focalise sur les pertes d'insertions. Dans [82], il a été évoqué l'obligation d'utilisation des encoches rectangulaires périodiques le long du canal du

guide d'onde, de périodicité égale à la moitié de la période des trous P (voir fig. 54). Ces encoches ont pour rôle de limiter la présence du champ dans l'espace entre les couches, et donc de limiter les modes parasites qui peuvent s'installer entre les plaques, avant d'atteindre la structure périodique de part et d'autre de la zone de guidage. L'onde électromagnétique peut en effet se propager dans l'espace entre plaques situé entre la partie creuse du guide et la première rangée de trous. L'utilisation d'encoches permet de réduire l'influence de ces parasites.

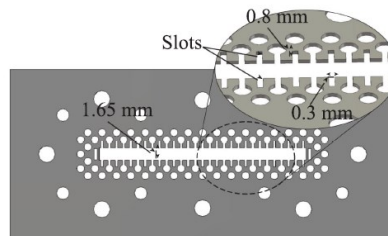


Figure 54 plaque numéro 3 du guide d'onde HGS avec des encoche (slots) pour limiter les parasites [82]

Similairement à la première partie, nous avons repris les dimensions du guide d'onde HGS dans [82] afin de comparer ses performances vis-à-vis d'un guide d'onde GGW. Les cellules élémentaires utilisées dans chacun de ces guides sont celles décrites précédemment dans la fig. 52. Les dimensions des guides dans la fig. 7a et fig. 7b sont égales à 1.65mm x 0.45 mm pour la technologie GGW et à 1.65mm x 0.64mm pour la technologie HGS. Une largeur de 1.65mm a été maintenue afin d'obtenir une fréquence de coupure du mode fondamental similaire à un guide WR6 (fonctionnant en monomode dans la bande D (114 GHz ... 173 GHz)). Nous n'avons pas maintenu la hauteur normalisée de 0.83mm du standard WR6, et cette hauteur est différente pour les 2 technologies. Nous savons cependant que lorsque la hauteur d'un guide diminue, à largeur constante, les pertes augmentent. Le faible décalage pénalise donc le guide GGW. De plus, afin de simplifier les excitations et pour ne pas faire appel à une transition qui demande une optimisation et contribue au bilan ses pertes, il a été choisi d'effectuer une excitation directe. L'adaptation obtenue est alors meilleure que -20dB. Une conductivité égale à  $\sigma = 58 S/\mu m$  a été utilisée pour les deux guides d'onde. Les résultats de cette étude sont présentés dans la fig. 55c.

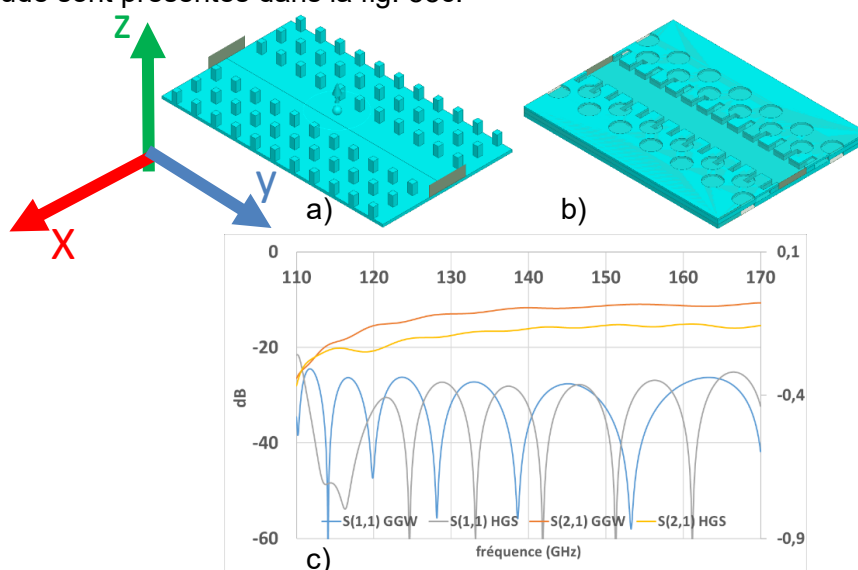


Figure 55 (a) guide d'onde GGW avec excitation WR6, (b) guide d'onde HGS avec excitation WR6, (c) paramètres S

A partir la fig. 7c, nous vérifions le niveau d'adaptation supérieur à 20 dB sur toute la bande D. Une différence de niveau des pertes d'insertions est constatée. Le guide d'onde HGS possède des pertes de transmission (IL) supérieures (-0.25dB @ 120 GHz) à celle du guide d'onde GGW (-0.15 dB @ 120 GHz). Ces élévations du niveau de pertes sont liées à deux raisons. La première correspond à la surface métallique en contact avec le champ électromagnétique qui est supérieure dans le guide HGS à ce qu'elle est dans le guide GGW. La deuxième raison met en question la capacité de la technologie HGS, avec ses encoches de découplages, à confiner le champ au sein du guide, ce qui nous amène aux travaux proposés dans la partie suivante.

### II.2.3. Comparaison des capacités d'isolation des 2 technologies.

Afin de déterminer l'efficacité de ces deux structures à gap, nous avons mené une étude où nous comparons le niveau d'isolation de ces technologies. Deux études complémentaires sont effectuées. La première consiste à insérer une section de ces structures périodiques (5 rangées) au sein d'un guide d'onde standard WR6, et à calculer le niveau de la transmission  $S_{21}$  des guides (Fig. 56a et 56b). La deuxième se résume à réaliser un coupleur à quatre voies, dont les voies principales et couplées sont isolées par les couches périodiques. Les fuites calculées dans la voie couplée caractérisent alors le niveau d'isolation de ces technologies (fig. 57a et 57b). Les résultats de chacune de ces études sont exposés dans les fig. 56c et fig. 57c respectivement.

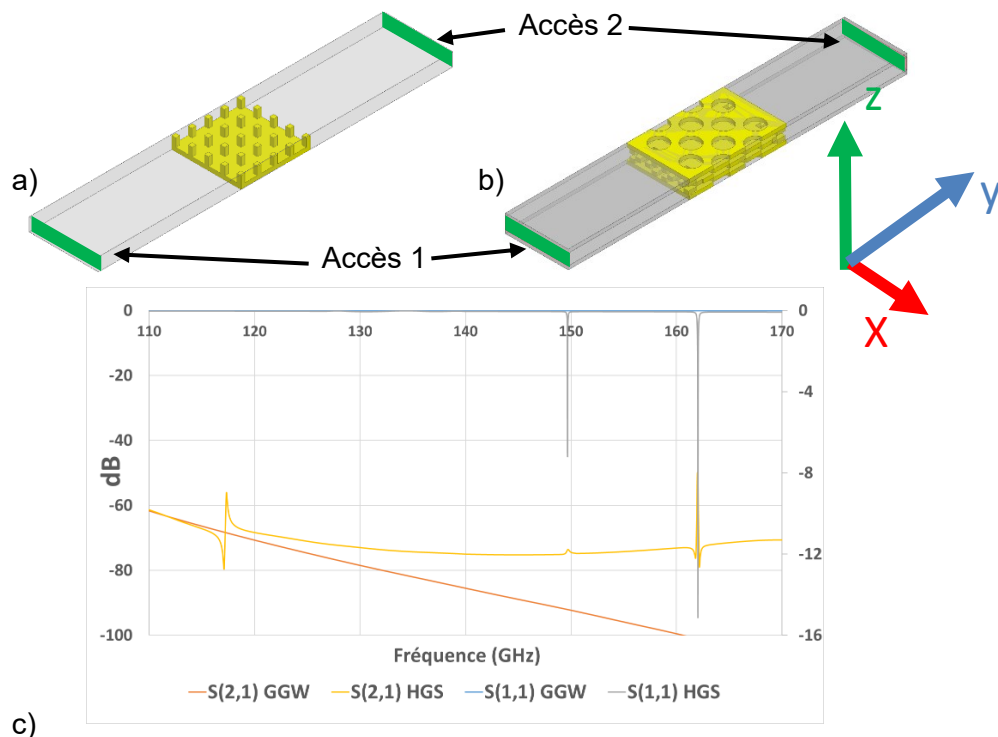


Figure 56 (a) guide d'onde WR6 avec une portion de lit de clous, (b) guide d'onde WR6 avec une portion de la structure HGS, (c) paramètres S

Sur la fig. 56c, nous relevons une similitude du niveau de rejection de ces deux technologies ( $S_{21} < -60 \text{ dB}$ ). Cependant, le guide d'onde réalisé avec la structure HGS génère des modes parasites à 117 GHz, à 150 GHz et à 162 GHz, ce qui rend l'utilisation de cette technologie problématique même avec l'utilisation des encoches de découplage. Ces

modes parasites se trouvent principalement dans la zone dans laquelle sont effectuées les encoches, qui n'éliminent donc pas totalement ce problème parasite.

Pour la seconde approche, nous avons réalisé trois coupleurs quatre voies avec un nombre de périodes différentes (3, 4 et 5) utilisées pour isoler les guides. Seule la configuration à 4 rangées est présentée figure 9a. Les résultats ont été extraits (fig. 57c) à trois fréquences différentes (120 GHz, 130 GHz et 140 GHz).

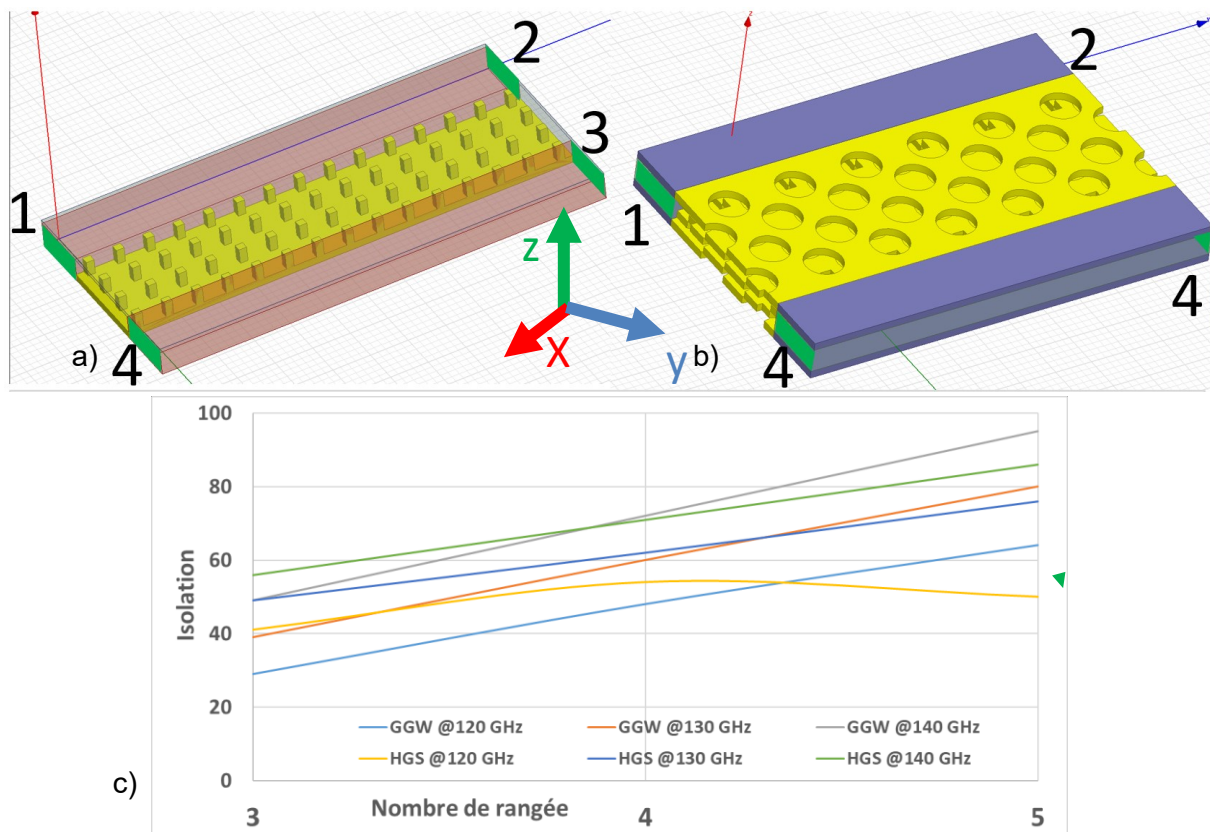


Figure 57 (a) coupleur quatre voies GGW, (b) coupleur quatre voie HGS, (c) résultats d'étude

La fig. 57c montre que le coupleur HGS produit une meilleure isolation du champ électromagnétique entre voies 1 et 3 que le coupleur GGW à faible fréquence et avec 3 rangées d'isolation. En revanche, le coupleur GGW est plus isolant à hautes fréquences et à nombre de rangées supérieur. Cette variation est représentative de la courbe d'évolution de l'isolation en fonction du nombre de rangées. La technologie GGW offre une meilleure isolation par rangée comparant à celle du HGS, mais seulement à partir de 3 rangées.

D'autre part, nous pouvons relever une variation de l'isolation en fonction de la fréquence. Cette variation est similaire pour les 2 technologies ; une telle variation est liée à la bande interdite. L'isolation se renforce jusqu'à la fréquence centrale de la bande interdite, puis diminue alors.

Afin de finaliser la comparaison de ces deux coupleurs il faut aussi prendre en considération la distance (en mm) entre les deux voies. Comme indiqué dans la section Bande interdite, une cellule HGS occupe plus d'espace par période comparé à une cellule GGW. De ce fait, pour un coupleur HGS à 3 rangées ( $3 \times 1.86 \text{ mm} = 5.58 \text{ mm}$ ) nous sommes capables de réaliser, avec les mêmes dimensions, un coupleur GGW à 7 rangées ( $7 \times 0.8 \text{ mm} = 5.6 \text{ mm}$ ). Ce dernier offre alors une isolation beaucoup plus importante (estimation à 100 dB @ 120 GHz).



## II.2.4. Caractérisation par la réalisation d'une cavité résonante.

Cette dernière étude menée afin de comparer la technologie GGW et la technologie HGS porte sur l'analyse des performances d'une cavité résonante. Pour cela nous avons inséré, dans les guides vus auparavant, des iris inductifs induisant un faible couplage. Les deux résonateurs possèdent les mêmes dimensions transversales que ceux utilisées dans la section guide, et sont tous deux simulés en intégrant la conductivité du cuivre. Etant donné que les dimensions électriques sont légèrement plus grandes que les dimension réelles dans les composants hyperfréquences à gap, notamment les guides d'onde GGW et les guides d'onde HGS, nous avons adapté la longueur des cavités entre les iris inductifs afin de les faire résonner à la même fréquence (114.5 GHz), sur le mode  $TE_{110}$ .

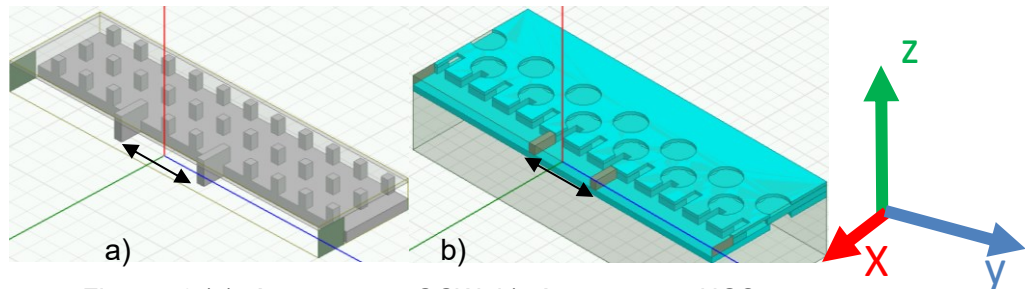


Figure 58 (a) résonateur en GGW, b) résonateur en HGS

Tableau 7 : dimension et performances des cavité GGW et HGS

Cavité	Dimension x (mm)	Dimension y (mm)	Dimension z (mm)	Fréquence (GHz)	Facteur de qualité
GGW	2,2	1.65	0.64	114.7	1420
HGS	2.16	1.65	0.64	114.3	703

A partir de cette étude, une différence notable est apparue entre les facteurs de qualité des deux résonateurs : le facteur de qualité de la cavité GGW est le double de celui d'une cavité HGS. Ces résultats sont conformes aux précédents : les pertes sont plus importantes dans les guides HGS que dans les guides GGW.

## II.2.5. Conclusion

Cette étude a eu pour but d'évaluer les performances de la technologie HGS face à la technologie GGW. La technologie HGS possède l'avantage d'une facilité de fabrication et d'assemblage, ce qui justifie l'étude menée.

Cette technologie HGS nécessite en effet le perçage de trous de faible profondeur, l'épaisseur des plaques qui sont utilisées restant faible. A contrario la réalisation par des techniques de gravure (Deep reaction ionic etching, D.R.I.E) de guides GGW pour des applications aux très hautes fréquences avec une hauteur de clous relativement élevée est plus problématique et d'un coût plus élevé.

Du point de vue assemblage, [82] montre qu'il est possible d'assurer un bon alignement entre les 5 plaques métalliques via des trous de centrage. Ces trous ne sont cependant pas

essentiels pour des composants en GGW (souvent fabriqués en deux morceaux seulement) étant donné que la plaque supérieure (au-dessus du lit de clous) ne possède aucun motif périodique.

Une autre limitation de cette technologie HGS est la non-possibilité de permettre une accordabilité post fabrication, car elle nécessite l'alignement permanent de toutes les plaques (spécialement la plaque supérieure et inférieure) durant les mouvements mécaniques. Nous verrons dans les chapitres suivants que la technologie GGW se prête elle au contraire très bien à la réalisation de composants accordables.

Enfin et surtout, les performances électriques de la technologie GGW sont supérieures à celles de la technologie HGS. C'est donc cette technologie GGW que nous avons retenue pour la suite de l'étude.

Le tableau 2 ci-dessous récapitule les résultats trouvés.

Tableau 8 : comparaison des performances entre GGW et HGS

	Groove Gap GGW	Glide symmetric holey HGS
<b>Isolation (4 rangées) @130 GHz</b>	60dB	62dB
<b>Rejection (dB)</b>	60	45
<b>Isolation (dB/rangé)</b>	21	14
<b>Facteur de qualité @ 114.5Ghz</b>	1420	703
<b>Perte de transmission dB/mm</b>	0,0106	0.0133
<b>Modes parasites</b>	Non existant	Existant
<b>Facilité de fabrication (précision)</b>	+/- (relative au coût)	+
<b>Facilité d'assemblage</b>	++	+
<b>Possibilité d'accordabilité</b>	++	-

### II.3. Développement de briques de base innovantes pour renforcer les potentialités des dispositifs intégrant des GGW

Mise à part la comparaison effectuée dans la section précédente, nous avons centré nos travaux dans la bande de fréquence X [8GHz à 12GHz]. Ce choix a été effectué d'une part en considérant les capacités de fabrication disponibles au laboratoire ou dans son environnement, notamment les précisions d'usinage. D'autre part, notre but est de prouver des concepts innovants, évalués théoriquement et confirmés par des expérimentations. La bande X est un bon compromis, car les prototypes sont volumineux et manipulables facilement, et les tolérances de fabrication nécessaires à atteindre pour ces preuves de concept sont accessibles.

#### II.3.1. Optimisation de transitions entre support de propagation conventionnel et GGW

Les structures basées sur les GGW peuvent potentiellement intégrer un ensemble de fonctions, antennes, filtres, support d'intégration de MMIC par exemple, dans une approche SIP (System In Package). Cependant, les accès de ces sous-systèmes doivent être connectés à des supports conventionnels, et dans le cadre d'une preuve de concept d'une des fonctions du sous-système. L'instrumentation pour la mesure oblige également à une transition vers un support classique (guide rectangulaire, câbles coaxial ou ligne planaire). Les transitions entre support standard et structure GGW sont donc à optimiser sur les critères de pertes,

d'adaptation et de largeur de bande de fonctionnement. Pour la réalisation de ce travail, nous avons modélisé deux topologies de transitions qui peuvent répondre à nos besoins pour ce qui concerne la possibilité de l'accordabilité avec un maintien des performances (pertes d'insertion et adaptation). La première est une transition coaxial-GGW. La seconde transition est le passage d'un guide d'onde WR90 positionné verticalement à un guide GGW positionné horizontalement.

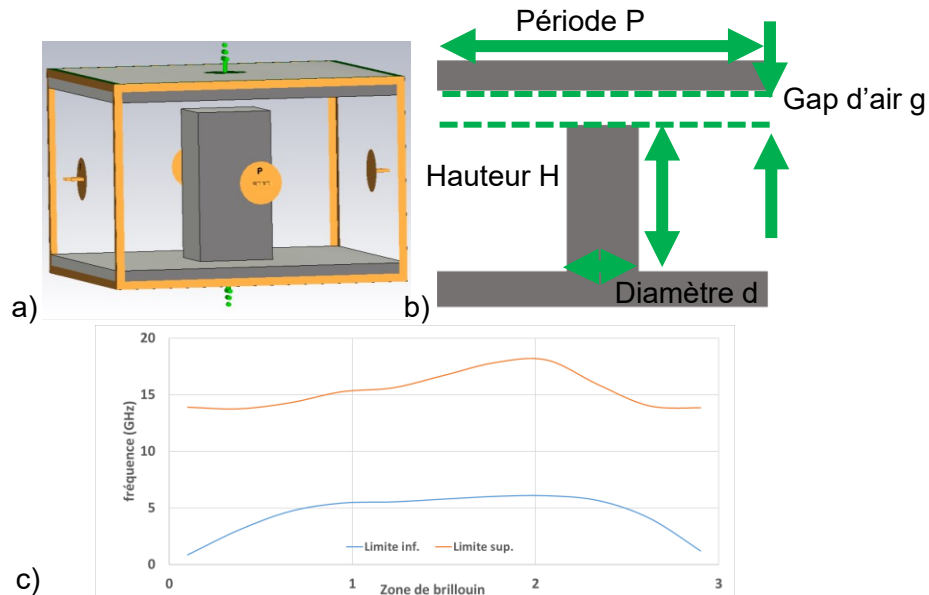


Figure 59 (a) cellule élémentaire d'une structure périodique en groove gap, (b) diagramme de dispersion et bande interdite correspondant

En premier lieu, la cellule élémentaire a été dessinée puis optimisée dans l'intention d'obtenir une bande interdite dans la bande de fréquence X couverte par un guide d'onde WR 90 (8.2 - 12,4 GHz). Après optimisation, les résultats présentés fig. 59b montrent qu'avec une Hauteur de clous  $H = 9 \text{ mm}$ , un diamètre  $d = 3 \text{ mm}$ , une périodicité  $P = 12 \text{ mm}$  et un gap d'air  $g = 1.4 \text{ mm}$ , cette cellule apporte une bande interdite (fig. 59b) située entre 6.1 GHz et 13.8 GHz, soit de 7.7GHz (77% @ 9.9GHz). Cette bande interdite dépasse les limites de la bande de fréquence de travail [8,2 GHz à 12,4 GHz]. L'optimisation a été réalisée sur le logiciel de simulation CST MW.

Après optimisation de la cellule élémentaire nous avons vérifié la superposition des bandes de fonctionnement entre les trois techniques de guidages (guide d'onde WR90, Câble Coaxial SMA et Guide d'onde Groove Gap) dont les dimensions sont représentées sur la fig. 60a. La fig. 60b ci-dessous montre cette superposition. En prenant en considération la bande de fréquence qui sépare le mode fondamental et le mode secondaire du guide d'onde WR-90, sa vraie bande de fonctionnement est déterminée par le calcul ci-dessous :

$$\Delta f_{\text{fonctionnement de guide d'onde WR}} = 0.95 \times f_{cTE_{20}} - 1.25 \times f_{cTE_{10}} \quad 6$$

Nous constatons un chevauchement de 100% entre le guide d'onde Groove Gap [6.8GHz ... 13.1 GHz] et câble coaxial SMA qui est dû principalement à la large bande de ce dernier. Un chevauchement de 97% entre le guide d'onde Groove Gap et le guide d'onde standard est atteint. Ce résultat est dû à deux raisons. La première est la différence entre la distance réelle entre les clous du guide GGW et sa largeur électrique vue par le champ qui est de l'ordre de  $5\% \pm 2\%$  variable en fonction de la forme des clous et le rapport de la forme utilisée  $\left(\frac{P}{d}\right)$ . La deuxième est liée à l'optimisation des performances de la transition guide

d'onde WR-90 vers guide d'onde GGW. Pour améliorer l'adaptation, nous avons sacrifié un chevauchement de 100%.

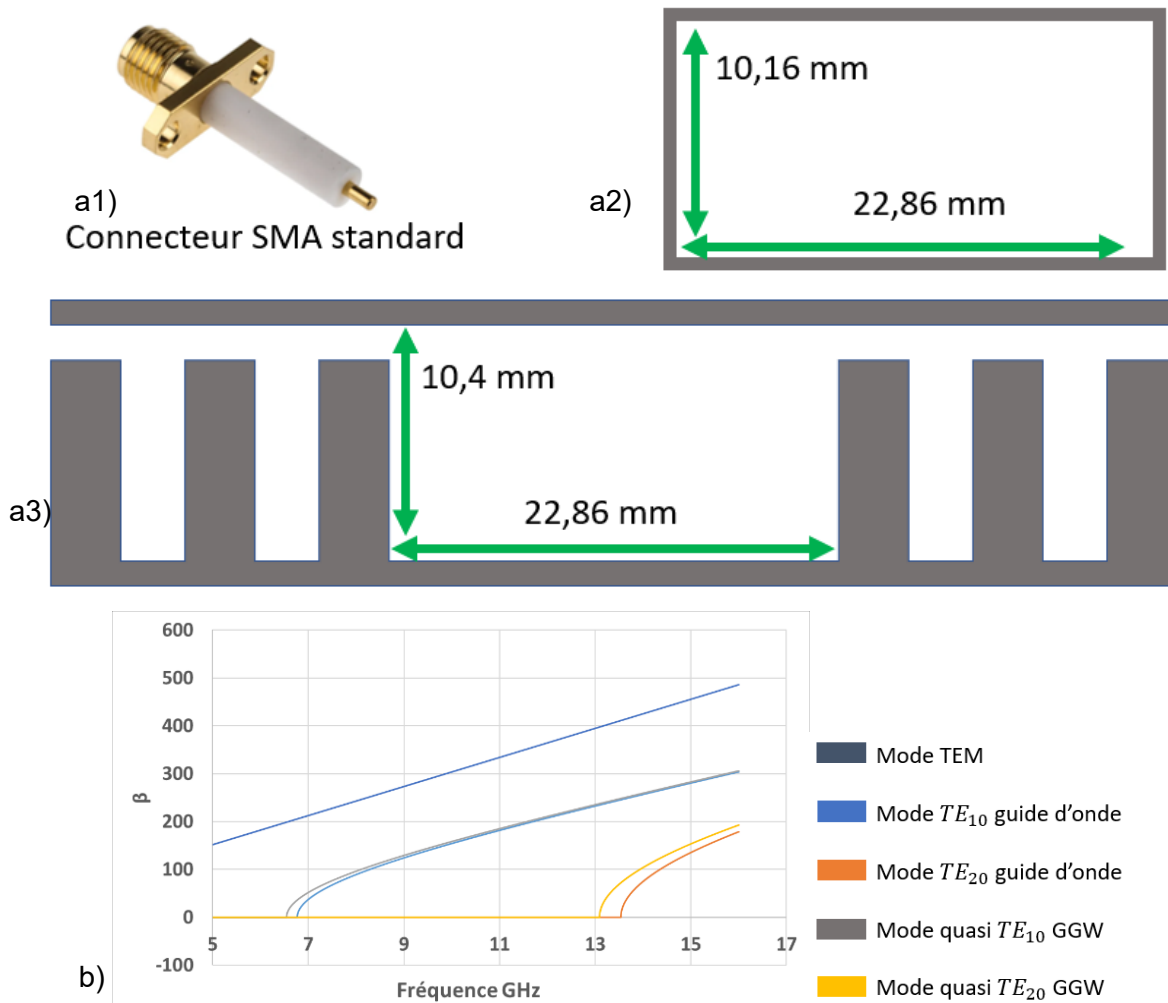


Figure 60 (a1) connecteur SMA, (a2) section de guide d'onde rectangulaire WR90, (a3) section de guide d'onde GGW, (b) diagramme de dispersion modale

### II.3.1.1. Transition coaxiale

Pour ce premier dispositif, nous nous sommes inspirés de transitions classiques de guide coaxial vers guide rectangulaire, en utilisant des connecteurs standards SMA (fig. 60a2) à montage sur platine. Comme il a été montré au cours du premier chapitre, cette transition est souvent utilisée dans les filtres hyperfréquences pour les coupler aux accès. Cette transition est souvent sensible au positionnement et au dimensionnement de l'armature centrale, ce qui peut dégrader rapidement le niveau d'adaptation et le facteur de qualité externe du filtre. De plus, la littérature n'a pas mis en évidence l'efficacité de cette transition (coaxiale – GGW) pour assurer une adaptation sur une bande large de fréquence.

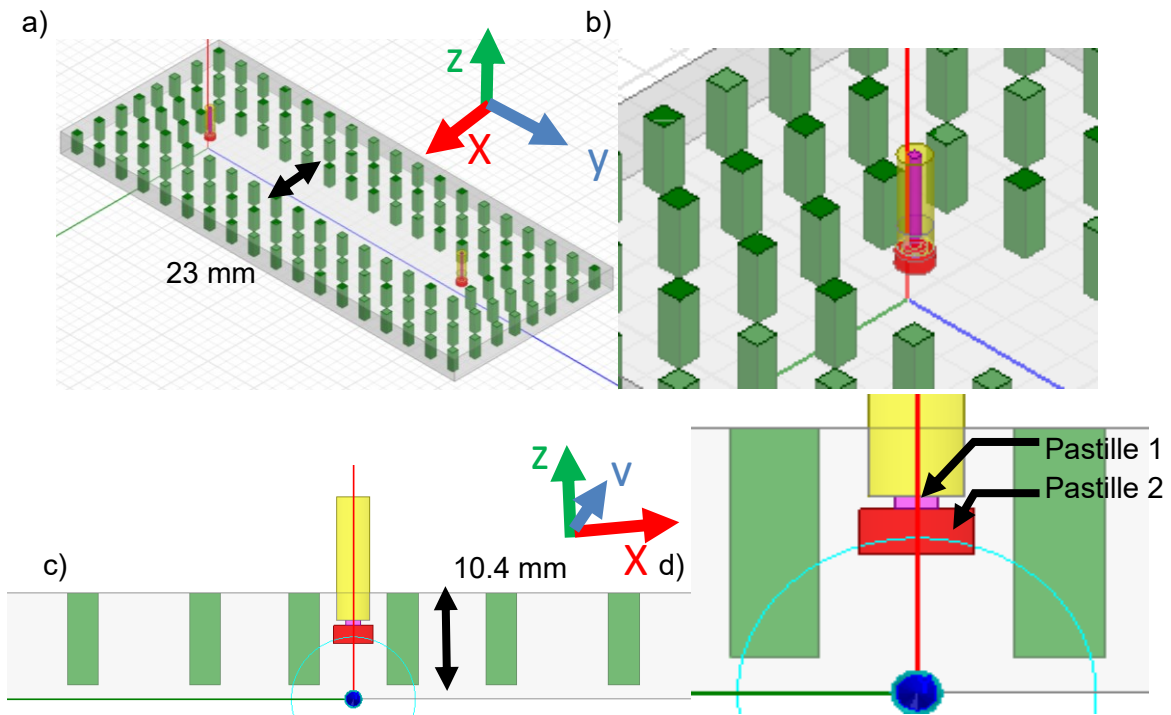
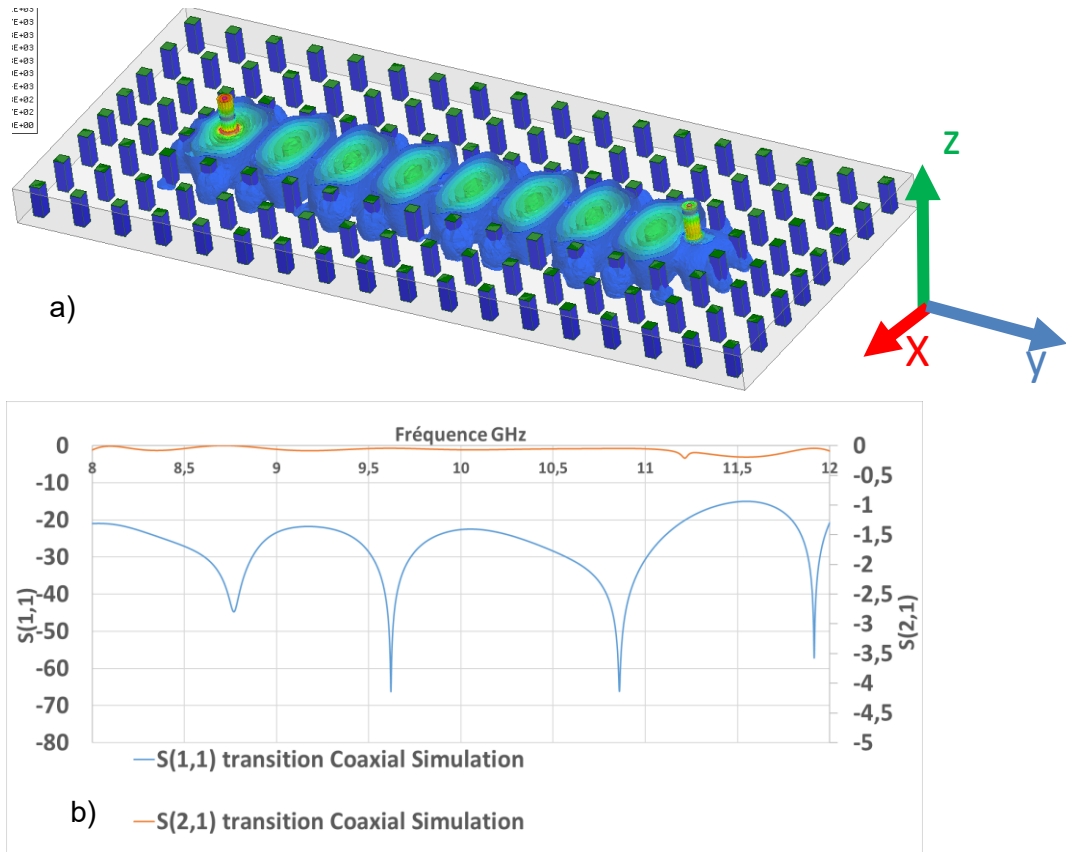


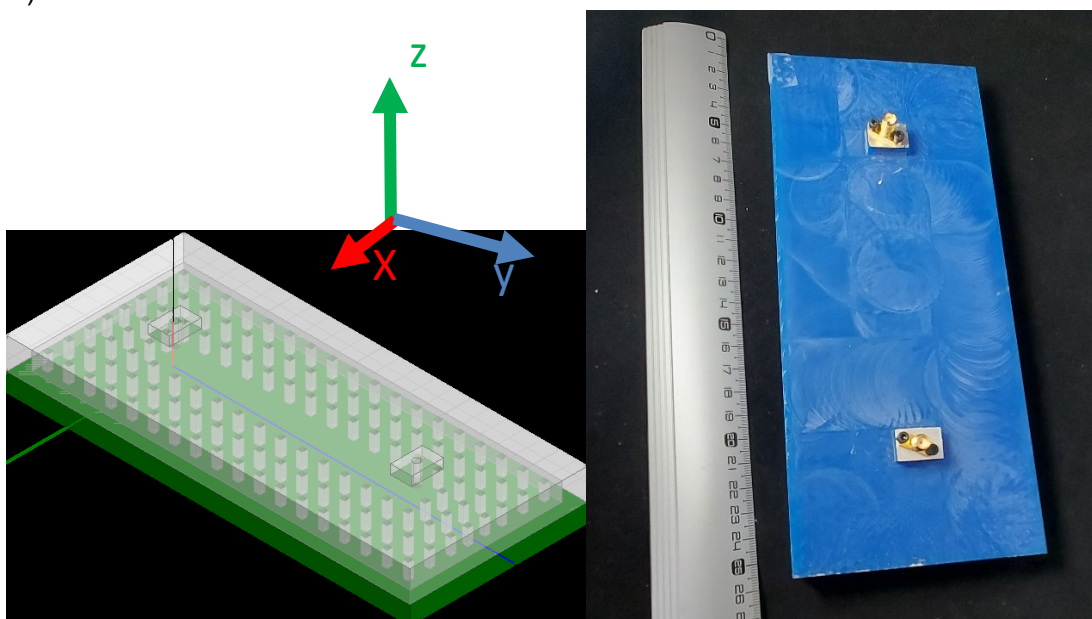
Figure 61 (a) vue de dessus en 3D de la transition coaxial GGW back-to-back, (b) vue 3D proche de la transition coaxial GGW, vue frontale de la transition (insertion du connecteur SMA dans le guide GGW), (d) vue proche de l'armature centrale avec pastilles d'adaptation

Après optimisation, la sonde se situe à 8.17 mm du mur métallique virtuel arrière (mur GGW) (3 rangées de plots GGW) avec une profondeur de pénétration de 4.96 mm dans le guide d'onde GGW, avec une largeur de 23 mm et une hauteur de 10,4 mm (dimensions entre les plots GGW). Pour améliorer l'adaptation de la transition sur l'ensemble de la bande passante, nous avons ajouté deux pastilles cylindriques à l'extrémité de l'armature centrale. Les dimensions de ces différentes pastilles ont été optimisées ( $\varnothing_{pastille1} = 2.76 \text{ mm}$ ,  $\varnothing_{pastille2} = 4.54 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{pastille1} = 0,55$ ,  $\epsilon_{pastille2} = 1.76$ ). Pour cette transition, une conductivité de 20 S/ $\mu\text{m}$  a été utilisée dans le simulateur. Parallèlement, nous avons fait le choix d'inverser la structure périodique, c'est-à-dire que le gap d'air a été déplacé entre le lit de clous et la plaque inférieure. Le connecteur coaxial SMA se situe sur la même face que les plots GGW (figure 61c). Ce changement permettra une fonction d'accordabilité qui sera vue lors du chapitre 3. Cette étude a été réalisée grâce au logiciel de simulation ANSYS HFSS.

Dans la fig. 62, la propagation du champ du mode TEM dans le câble coaxial est représentée à 10 GHz. Dans le guide d'onde GGW, le champ prend une forme de mode similaire au champ du mode  $\text{TE}_{10}$  du guide rectangulaire métallique. Le champ EM est bien confiné entre les rangées de clous du guide d'onde GGW. Le design a été optimisé et une adaptation de 20 dB entre 8 GHz et 11.25 GHz avec des pertes d'insertion limitées à 0.08 dB a été obtenue. Ces résultats montrent une bonne transition du mode TEM vers une mode quasi- $\text{TE}_{10}$ . Cette nouvelle transition permet d'atteindre les performances des transitions coaxiales vers les guides d'onde rectangulaires qui intègrent, le plus souvent, une forme d'escalier pour améliorer l'adaptation. La réalisation de la transition proposée est ainsi plus simple.



La réalisation de la transition câble coaxial-GGW est faite par usinage CNC classique sur l'époxy. Cette dernière nous offre une tolérance de fabrication de l'ordre de  $\pm 20 \mu m$ . Cette technique a été choisie pour sa facilité de fabrication, son faible coût ainsi que la rapidité de la prestation, Une métallisation des surfaces à l'aide d'une laque d'argent de faible conductivité ( $1 S/\mu m$ ) a été implémentée. Les dimensions totales du composant sont 228 mm de longueur, 100 mm de largeur et 30.74mm en hauteur (prenant en compte les connecteurs SMA, voir figure 63).



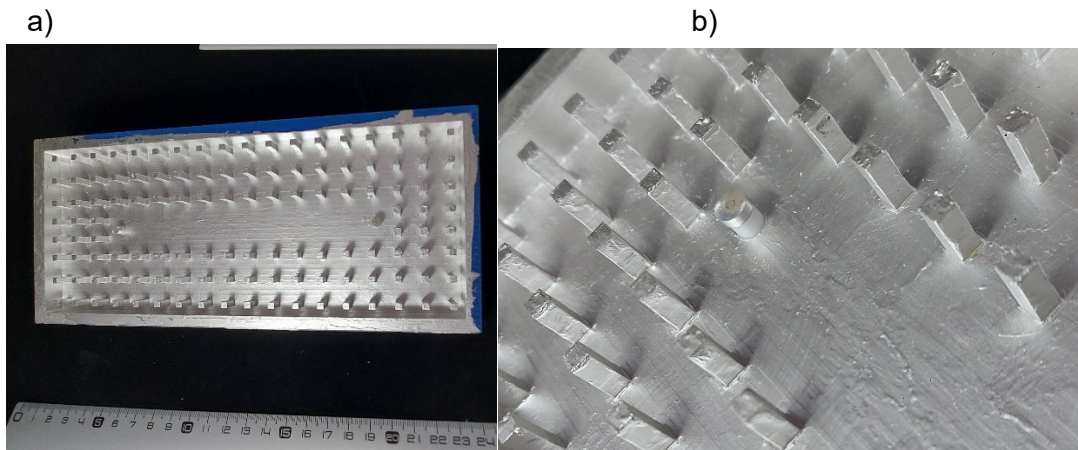


Figure 63 : a) modèle 3D de la transition, prototype de la transition câble coaxial GGW, b) vue du connecteur SMA, c) vue de dessous, d) vue rapprochée du connecteur SMA (avec pastilles)

Les résultats de mesure sont présentés fig. 64. Ce graphique montre une faible corrélation entre l'adaptation simulée et mesurée pour la transition coaxial – guide GGW avec une adaptation supérieure à 10 dB sur la bande 8,2-10.8 GHz (20.5 dB en simulation). Cela est dû à l'erreur de fabrication spécialement au niveau de la profondeur du connecteur SMA, ainsi qu'à la distance non respectée entre le même connecteur et le mur GGW. Les pertes d'insertion, autour de 1 dB, sont directement liées à la faible adaptation ainsi qu'à la faible conductivité de la laque d'argent utilisée. La figure 64 présente une rétro simulation prenant compte ces erreurs.

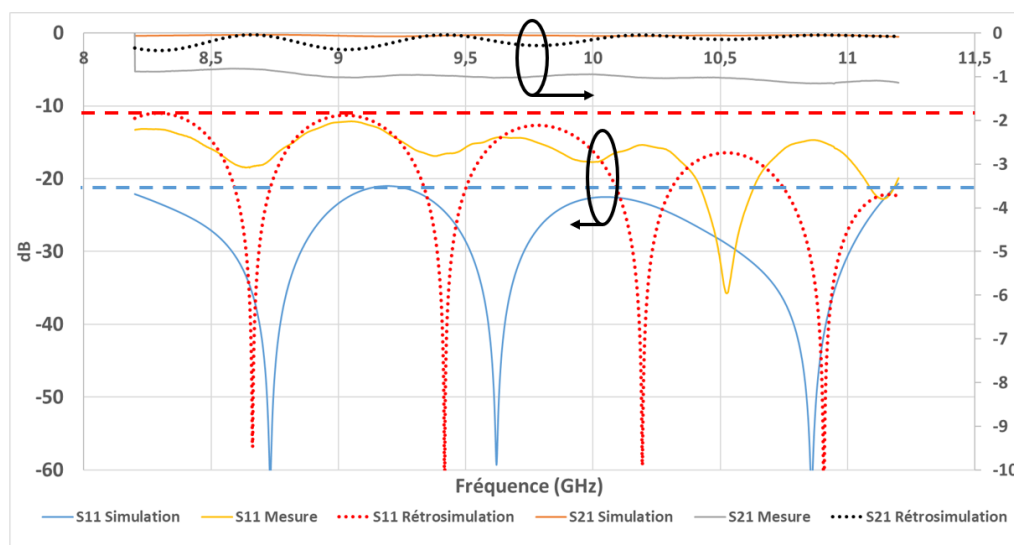


Figure 64 : paramètres S (simulation, mesure et rétro-simulation)

### II.3.1.2. Transition guide

Cette configuration d'un guide rectangulaire métallique vertical à un guide GGW horizontal se base sur le même principe que les configurations présentées dans les références [65] et [67]. La référence [65] propose une solution avec une valeur d'adaptation élevée, mais dans une faible bande de fréquence relative. La référence [67] propose une solution avec une meilleure adaptation à plus large bande (en simulation), mais la topologie utilisée est plus complexe, elle intègre des marches d'escalier avec un gap d'air pour changer progressivement la direction de la propagation sans engendrer de fortes réflexions.

Nous proposons une transition qui permet l'accompagnement progressif de la rotation du champ électrique du mode fondamental TE<sub>10</sub> du guide, par rapport à la transition en marches d'escalier, et qui se rapproche d'un guide coudé.

Les marches d'escalier ont été remplacées par deux rampes à rayon constant. Ces rampes s'inscrivent dans la continuité du guide d'onde standard WR90 d'accès.

La fig. 65b représente une vue de coté de la transition. Le champ EM se propage initialement dans la direction de l'axe z au sein du guide rectangulaire WR90 vertical puis il se propage dans la direction de l'axe Y vers le guide d'onde GGW. Le rayon de la rampe supérieure est  $R_{sup} = 4.81 \text{ mm}$ . La rampe inférieure se situe directement au-dessous du guide d'onde WR90. Elle a une hauteur  $H_r = 9 \text{ mm}$  similaire à la hauteur des clous GGW. Afin de maintenir l'effet de la zone haute impédance, une lame d'air (gap)  $A_r = 1.4 \text{ mm}$  au-dessus de la rampe inférieure, similaire à [82], a été utilisée (voir fig. 65b et fig. 65c). La longueur de la rampe inférieure est  $L_r = 13.43 \text{ mm}$ , sa largeur  $W_r = 11.88 \text{ mm}$  et le rayon de sa courbure est  $R_{inf} = 20.48 \text{ mm}$  après optimisation.

Durant cette optimisation, il a été constaté une meilleure facilité d'adaptation dans le cas où le lit de clous est inversé, comme avec la technique de transition précédente (fig. 61c). Cela élimine les modes parasites qui peuvent être générés au niveau de la transition. La conductivité est maintenue à  $20 \text{ S}/\mu\text{m}$  comme pour la transition coaxial-GGW. La fig. 65c propose un schéma simplifié de la transition. Cette étude a été réalisée grâce au logiciel de simulation ANSYS HFSS.

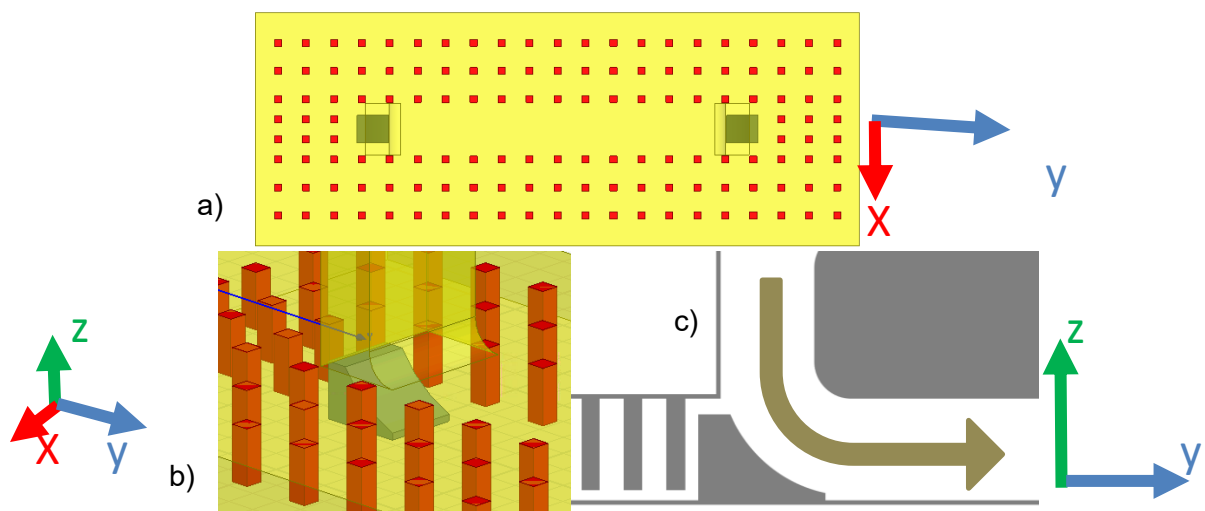
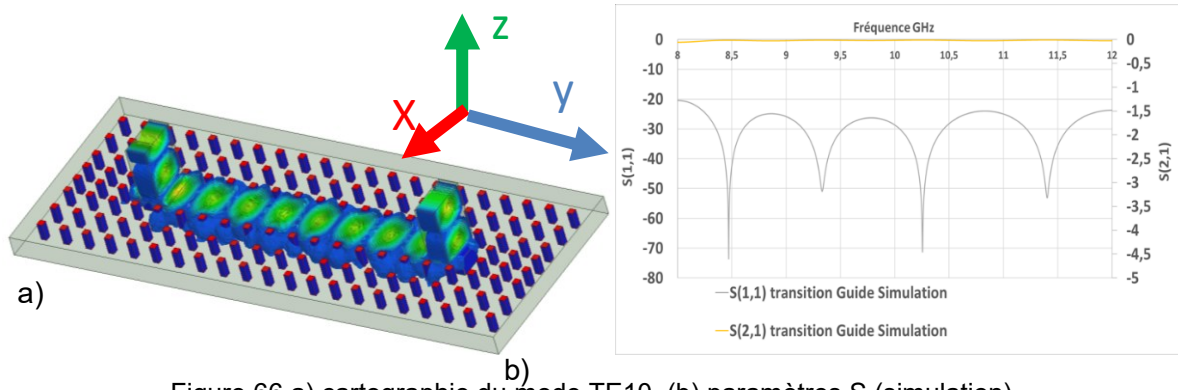


Figure 65 (a) vue de dessus de la transition WR90 GGW back-to-back, (b) vue 3D proche de la rampe inférieure, (c) schéma simplifié de la transition (flèche indiquant le sens de propagation).

La fig. 66 représente la propagation du champ à 10 GHz. On relève de nouveau un bon confinement du champ dans le guide GGW, et l'absence de fuite au niveau des transitions. Une adaptation de 23 dB entre 8.2 GHz et 12 GHz avec des pertes d'insertion de 0.035 dB ont été obtenues. Cette nette amélioration des pertes d'insertion de la transition WR90-GGW par rapport à la transition coaxial-GGW est classique, elle est liée aux pertes supérieures dans un câble coaxial par rapport à celles du guide rectangulaire.





La réalisation de la transition WR90-GGW est faite par impression 3D à l'aide d'une imprimante 3D EDEN Stratys Polyjet. Cette dernière permet d'atteindre une tolérance de fabrication de l'ordre de  $\pm 50\mu m$ . L'impression 3D en plastique a été choisie pour la commodité de fabrication (potentielle difficulté de réalisation de la rampe) avec une métallisation des surfaces à l'aide d'une laque d'argent de faible conductivité de  $1 S/\mu m$ . Au final le prototype fait une longueur de 252.8 mm et une largeur de 120 mm, la hauteur y compris des parties du guide est de 60 mm.

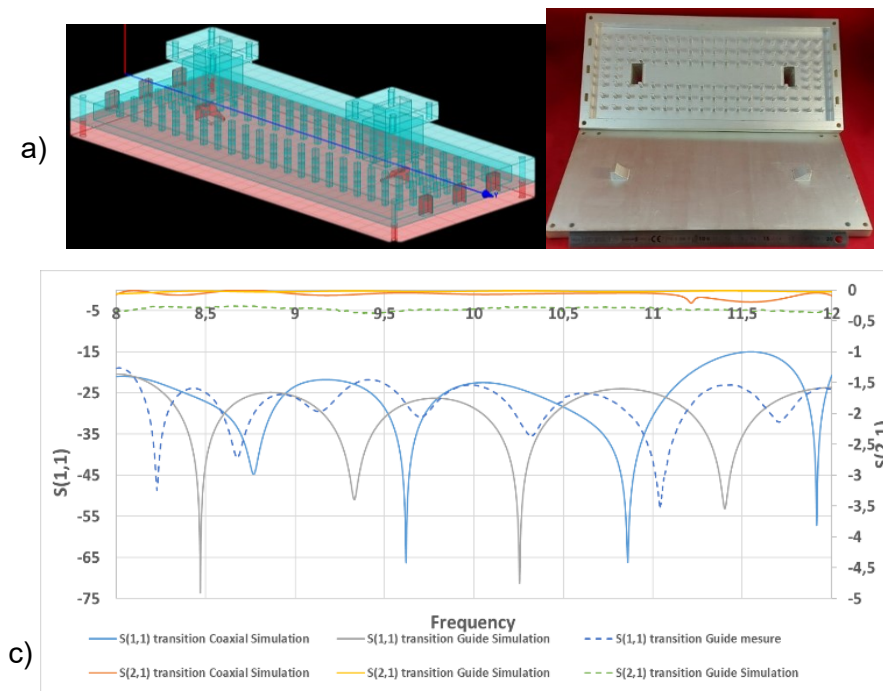


Figure 67 a) prototype de la transition WR90-GGW, (b) prototype à mesurer, (c) paramètres S (simulation et mesure)

Les résultats de mesure sont présentés fig. 67c. Ce graphique montre une bonne correspondance entre l'adaptation simulée et mesurée pour la transition guide WR90 – guide GGW, avec une adaptation supérieure à 21 dB sur la bande 8,2-12 GHz (23 dB en simulation). Les pertes d'insertion, autour de 0,5 dB, sont directement la traduction de la faible conductivité de la laque d'argent utilisée.

### II.3.1.3. Conclusion

Les deux réalisations mentionnées ci-dessus n'ont pas pour but premier d'être comparées. En effet, chacune d'entre elles aura un intérêt spécifique différent lié au contexte applicatif. Au premier regard du tableau récapitulatif ci-dessous, nous vérifions que la transition WR90-GGW

offre des meilleures performances, notamment un meilleur niveau d'adaptation qui est dû à trois raisons principales. La première raison est la similitude du mode propageant entre le guide d'onde Standard WR90 et le guide d'onde GGW, ce qui n'est pas le cas pour la transition coaxial-GGW ; le champ passe d'un mode TEM à un mode Quasi TE<sub>10</sub>. La deuxième est la progressivité de la transition. En utilisant la rampe au lieu des marches des escaliers, nous arrivons à nous rapprocher de la transition d'un guide d'onde standard à coude. La dernière raison est le gap d'air situé entre la rampe inférieure et la plaque supérieure qui impose une condition de surface à haute impédance.

Mise à part des avantages d'adaptation et de pertes de transmission qui sont en faveur de la transition WR90-GGW, la transition coaxial-GGW possède un avantage mécanique qui est visible en mesure (après fabrication). Afin d'assurer une bonne corrélation entre les résultats de simulation et mesure pour la transition WR90-GGW, des cales d'alignement entre la moitié supérieure et la moitié inférieure ont été ajoutées de façon à bien placer la rampe inférieure vis-à-vis du guide d'onde standard situé verticalement. Un tel alignement n'est pas nécessaire pour la transition coaxial-GGW, car une fois l'emplacement du connecteur SMA bien fixé pendant la phase d'optimisation, cette dernière nécessite une simple plaque métallique inférieure. Cet avantage simplifie l'étape d'assemblage. De plus, cela nous permettra de réaliser plus simplement des composants accordables par les mouvements mécaniques limités à des translations suivant l'axe X et/ou Y en maintenant un gap d'air constant.

Tableau 9 : tableau récapitulatif des performances des transitions

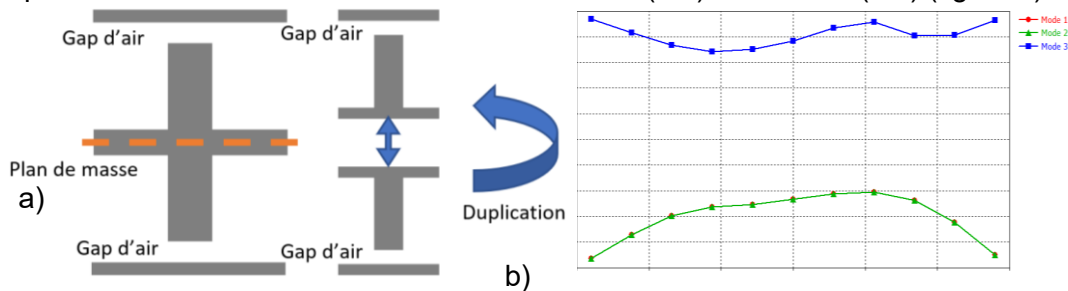
	Transition WR90-GGW		Transition coaxial-GGW	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
Bande de fréquence (GHz)	4	4	3.25	2.6
Adaptation (dB)	23	21	20	10
Pertes d'insertion (dB)	0.035	0.4	0.08	2
Alignement	--	Nécessaire	--	Non nécessaire

### II.3.2. Forme innovante de cellule élémentaire développée dans un objectif de flexibilité des dispositifs

Nous explorons dans cette partie une forme de motif élémentaire visant à explorer la possibilité de réaliser des dispositifs accordables sur la base d'une commande mécanique, tout en limitant les pertes d'insertion en réduisant la surface métallique vue par le champ EM propageant.

Au cours du chapitre 1, il a été montré que la cellule élémentaire de la structure périodique peut adopter différentes formes géométriques, comme des clous rectangulaires, cylindriques ou encore en forme de champignon. Nous savons dans toutes ces configurations tracer le diagramme de dispersion pour les deux premiers modes qui résonnent dans la cellule élémentaire. Ces deux modes caractérisent les limites de la bande interdite. Dans la fig. 68a, il est proposé une cellule élémentaire GGW dont la bande interdite se situe entre les modes 2 et 3. Cette forme de GGW, ou bien comme nous préférons l'appeler forme de Groove Gap à double gap (DGGW), est une duplication par rapport au plan de masse commun d'une simple cellule élémentaire standard en GGW. Cela signifie que les paramètres géométriques sont maintenus entre GGW et DGGW pour conserver la même bande interdite.

Du fait de la duplication de la cellule GGW standard, une superposition entre les modes 1 et 2 et les modes 3 et 4 apparaît au niveau du diagramme de dispersion. Ces modes sont simplement les modes propageant au sein du lit de clous au-delà de la bande interdite (mode 1 et 2 dans les limites inférieures et 3 et 4 pour les limites supérieures). En fait, un effet capacitif se crée entre un clou GGW et la plaque supérieure au niveau du gap d'air qui permet à ces modes d'apparaître. Dans une structure GGW traditionnel (à un seul gap d'air), les modes qui délimitent la bande stoppée sont au nombre de deux, mais la duplication du lit de clous (duplication du nombre de gaps d'air) provoque une duplication des modes résonnants, et par conséquent la bande interdite se trouve entre le mode (1/2) et le mode (3/4) (fig. 68b).



Cette cellule élémentaire a été proposée récemment dans la référence [83]. Le but de cette étude était de réaliser un filtre passe-bande à onde lente (SW-GGW). Pour obtenir plus de flexibilité de conception et de fabrication, les quatre parois du SW-GGW sont séparées en utilisant la technologie de guide d'onde GGW à double gap (Voir figure 69).

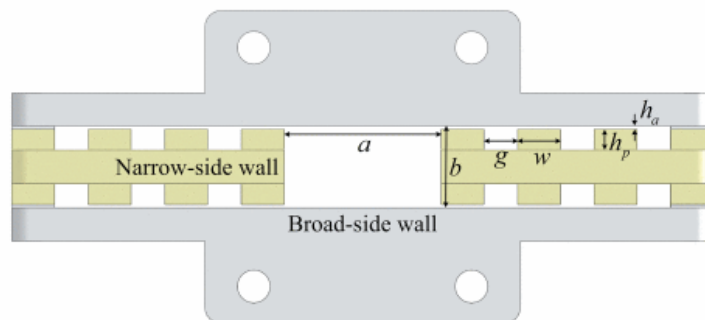


Figure 69 : géométrie du SW-GGW à double gap d'air [83]

Après plusieurs tests que nous expliquerons ultérieurement, la cellule DGGW -similaire à [83] sur laquelle nous travaillons est présentée sur la Fig. 70a. La conception consiste en une cellule unitaire à double clous en aluminium avec une couche intermédiaire (plan de masse) de 1 mm d'épaisseur continue sur la section perpendiculaire à l'axe des clous. Un gap d'air de 0,5 mm est placé entre ces clous et les plaques supérieure et inférieure. La périodicité (distance entre deux centres de clous adjacents) est de 12 mm La hauteur totale d'une cellule est de 9,4 mm, de sorte à ce que la hauteur de conception finale soit de 10,4 mm, ce qui est proche d'un guide d'onde standard WR90 (les dimensions intérieures d'un guide d'ondes WR90 sont de 22,86 mm x 10,16 mm et couvrent la bande X).

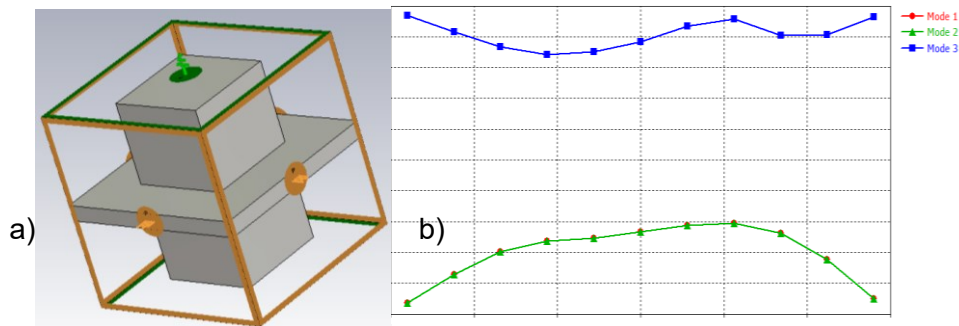
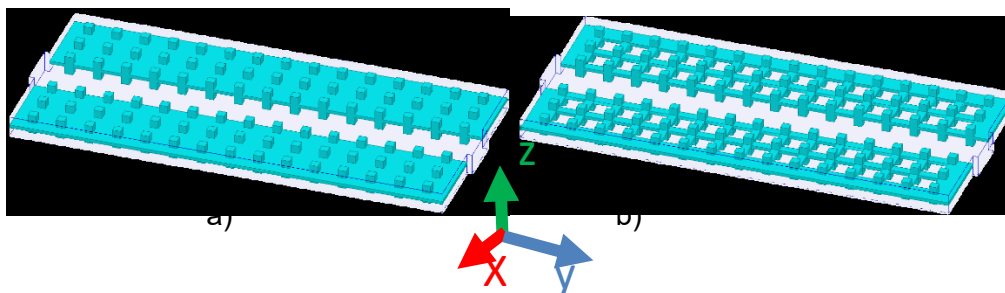


Figure 70 (a) vue 3D de la cellule élémentaire à 10 GHz, (b) diagramme de dispersions correspondant

La bande interdite présentée fig. 70b est centrée autour de 11,4 GHz et couvre une large bande de fréquence de 11,13 GHz (97,6% de la fréquence centrale) qui est 265% plus large que celle de la bande X. Comme il a été vu au cours du premier chapitre, pour réaliser une structure GGW standard, il faut en premier lieu déterminer la hauteur des clous et le gap d'air. Ces deux paramètres impactent fortement la largeur de la bande interdite. Ici ce n'est pas le cas. Étant donné que nous nous fixons comme condition de respecter au plus près les dimensions du guide d'onde standard WR90, nous avons choisi au mieux ces hauteurs des clous et du gap d'air afin de répondre à trois critères importants. Le premier critère consiste à obtenir une zone de guidage similaire au standard WR90. Le deuxième critère vise à concevoir une structure suffisamment solide mécaniquement pour maîtriser sa fabrication (en CNC ou bien en fabrication additive). Le dernier critère porte sur l'obtention d'une structure GGW de facteurs de qualités élevés. Une fois la hauteur des clous et le gap d'air déterminés sur la base de ces critères, les paramètres géométriques secondaires tels que le diamètre des clous, la période et l'épaisseur de la plaque métallique centrale (plan de masse) sont optimisés afin de d'atteindre une large bande interdite (fig. 70b).

Une fois la cellule élémentaire optimisée, la conception d'un guide d'onde DGGW à excitation directe (donc sans transition, fig. 71a) a été effectuée afin de quantifier les pertes d'insertion. La topologie de ce nouveau motif DGGW, considéré dans sa forme de base, rend le composant plus lourd et engendre des pertes métalliques additionnelles. Si nous reprenons la théorie des structures GGW, il faut que la structure soit périodique (minimum 2 rangées) afin de générer une bande interdite. Dans la forme classique, tous les clous partagent le même plan de masse (pour rappel la hauteur des clous est  $H = \frac{\lambda}{4}$ , et donc ces derniers jouent un rôle d'inverseur d'impédance [CCE vers CCM]). La hauteur des clous pour la structure DGGW est maintenue par principe, mais le plan de masse intégré entre les clous supérieurs et inférieurs peut être structuré pour limiter les pertes et poids.



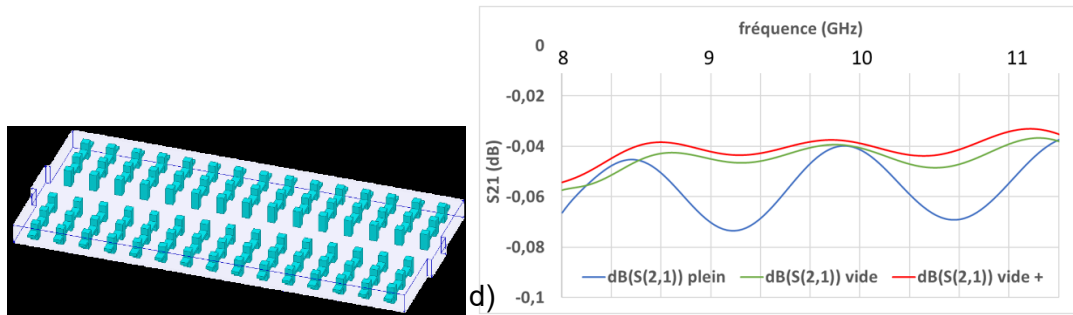


Figure 71 vue 3D d'un guide d'onde DGGW, (a) avec un plan de masse plein, (b) avec une réduction de matière, (c) avec une réduction de matière avancée, d) différence de pertes d'insertion par rapport type de cellule GW utilisée.

Deux tests ont été effectués. Comme il est montré sur la fig. 20b (nous avons éliminé une bande de métal parallèlement à la direction de propagation. Cette action a permis d'améliorer la valeur moyenne des pertes d'insertion de l'ordre de 15% sur la bande X [8 GHz ... 12GHz], pour un niveau d'adaptation identique (22 dB). Dans une seconde approche, nous avons éliminé une bande de métal dans une direction orthogonale à l'axe de propagation, comme il est montré dans la fig. 71c. Cette action a permis un gain additionnel de 28% en moyenne dans toute la bande X. La fig. 71d résume les résultats obtenus.

Une simulation de la propagation du champ EM est présentée figure 72a, à 10 GHz.

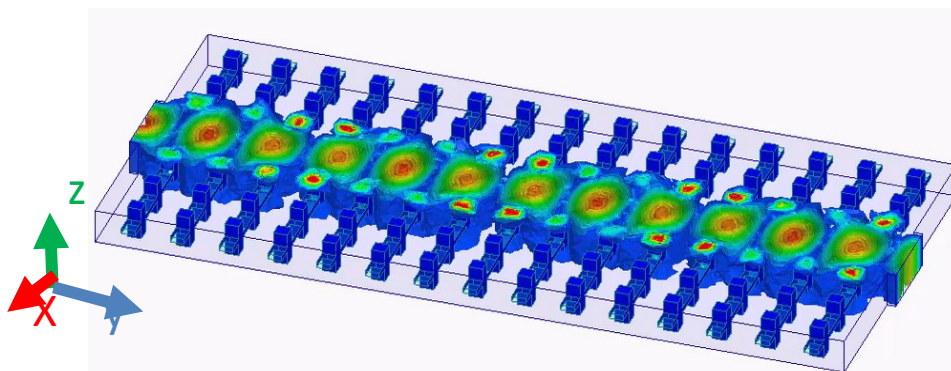


Figure 72 : résultats de simulation des guides GW, b) cartographie de champ E @ 10 GHz

Comme le montre la fig. 72, le champ électrique se propage en sein du guide d'onde DGGW. Cette structure permet donc de confiner le champs EM durant sa propagation. Cela est dû à deux raisons. La structure périodique constituée des clous métalliques agit d'une part en tant qu'un mur électrique. D'autre part, la faible distance entre chaque rangée (9 mm), liée au pas du réseau, agit en tant qu'un guide évanescent dans la direction perpendiculaire à l'axe de propagation du guide, empêchant la fuite des champs pour des fréquences inférieures à 16.5 GHz.

Cette structuration de motif résonant avec des clous non connectés aux plans métalliques supérieurs et inférieurs, solidaires entre eux par rangée, nous permettra surtout dans les parties suivantes de rendre les dispositifs accordables, en déplaçant mécaniquement les rangées de clous les unes par rapport aux autres. C'est cette propriété qui a principalement motivé ce choix.

### II.3.3. Cavité accordable

Dans la suite de nos recherches, nous nous sommes penchés sur les performances de la structure DGGW dans le contexte du confinement du champ dans une cavité résonante.

Dans cet objectif, une section du guide d'onde décrit sur la fig. 20c a été repris. Puis deux rangées de DGGW, figurant en noir dans la fig. 22, ont été insérées de part et d'autre de la zone de guidage. La cavité conçue ainsi est analysée en oscillation libre (Eigen-mode). Les dimensions limitées par les rangées de clous sont prises égales à  $21 \times 21 \times 10.4 \text{ mm}$ . La conductivité de cette cavité considérée pour effectuer les simulations est  $\sigma = 20 \text{ S}/\mu\text{m}$ . En faisant glisser les tiges représentées en noir sur la figure 22a suivant l'axe Z, nous engendrons un changement de la fréquence de résonance, sans provoquer des fuites de champ.

Pour évaluer la fréquence de résonance de cette cavité, considérons l'équation 7

$$f_{r_{m,n,p}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a \pm \Delta l}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{w \pm \Delta l}\right)^2} \quad 7$$

Dans laquelle  $f_r$  est la fréquence de résonance des modes TE et TM de la cavité,  $c$  est la célérité de l'onde dans le vide,  $a$ ,  $b$  et  $w$  sont les dimensions respectives de la largeur (en  $x$ ), hauteur (en  $z$ ) et profondeur de la cavité (en  $y$ ). Et pour finir,  $\Delta l$  est une dimension corrective caractéristique de la différence entre les dimensions mécaniques et les dimensions électriques de la cavité (les clous en périphérie de la cavité ne définissant pas un mur électrique parfait).  $m$ ,  $n$  et  $p$  correspondent à la nomenclature du mode qui résonne au sein de la cavité.

Nous changeons la valeur de la fréquence de résonance d'une façon linéaire en variant les dimensions mécaniques de la cavité sans besoin de faire appel à un perturbateur/plongeur (métallique ou diélectrique). Cette variation assure aussi le non-chevauchement du mode fondamental et le mode supérieur (TE<sub>101</sub> et TE<sub>102</sub>) en gardant un écart fréquentiel relatif constant qui élargira notre bande d'accord. Ainsi, en maintenant la même surface métallique, nous pouvons maintenir un facteur de qualité constant ce qui n'est pas le cas avec les résonateurs accordables à perturbateur.

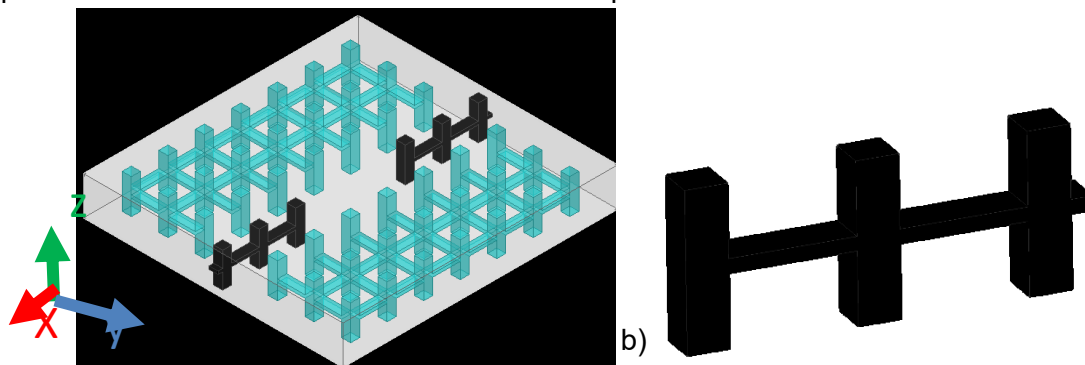


Figure 73 (a) vue 3D de la cavité accordable en DGGW, (b) une tige DGGW

Un déplacement continu des tiges (en noir) selon l'axe  $x$  provoque une irrégularité de la structure périodique. Cela peut potentiellement réduire la taille de la bande interdite et par conséquent engendrer des fuites. Cependant, la bande interdite initiale est large (11,13 GHz autour de 11,4 GHz), il faut simplement veiller à ce que ces discontinuités maintiennent une bande interdite couvrant la bande fréquence souhaitée pour l'accord de la cavité, généralement inférieure à la bande de fonctionnement du guide d'onde WR90 du fait de l'excitation de plusieurs modes de cavité.

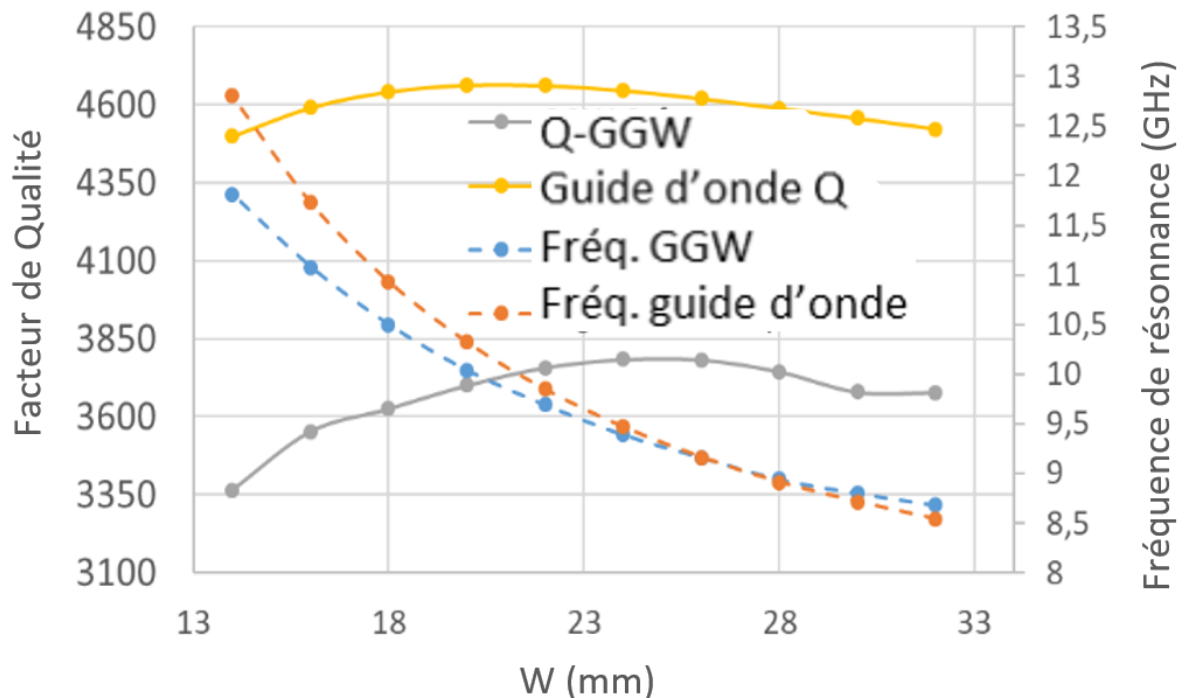


Figure 74 Fréquence de résonance et facteur de qualité en fonction de W, comparaison avec une cavité métallique

La figure 74 présente les résultats de cette simulation. La profondeur  $w$  de la cavité DGGW varie entre 14 mm et 32 mm. Nous comparons les fréquences de résonance et facteur de qualité à vide simulés pour une cavité métallique standard (fermée par des parois métalliques) de dimensions 21mm x 10.14 mm x  $w$ .

Cette variation de la dimension  $w$  engendre une grande variation fréquentielle, de l'ordre de 3.3 GHz. Cette plage d'accordabilité de la cavité DGGW est cependant moins importante que celle de la cavité métallique (égale à 4.25 GHz). Cette différence est dû à la cellule élémentaire même qui génère une incertitude dimensionnelle, caractérisée par le terme  $\pm\Delta l$  dans la l'équation 1. Cette variable est positive pour les structures à groove gap simple. Dans le cas du DGGW, une rétro simulation permet d'estimer que pour  $w = 14\text{ mm}$   $\Delta l = +1.5\text{ mm}$  et à partir de  $w = 21\text{ mm}$ ,  $\Delta l$  devient négative et tend vers  $\Delta l = -1.7\text{ mm}$  pour  $w = 32\text{ mm}$ . La cavité DGGW génère une variation fréquentielle de 76% en comparaison à une cavité métallique classique, ce qui reste tout de même très significatif.

La fig. 74 montre également la variation du facteur de qualité à vide en fonction de  $w$  pour la cavité DGGW et la cavité classique. Le facteur de qualité de la cavité DGGW est légèrement dégradé par rapport à celui d'une cavité classique, qui resterait parfaite lorsque ses dimensions évoluent. Le niveau de stabilité simulé pour la cavité DGGW est de  $\pm 6\%$  aux alentours de 3600. Cette faible variation est similaire à la variation simulée au sein de la cavité idéale (qui est de l'ordre de  $\pm 4\%$  aux alentours de 4577). Un paramètre spécifique joue un rôle crucial sur le niveau du facteur de qualité des cavités de la famille des GGW, comme il est montré dans la référence [84]. Le facteur de qualité à vide est lié au gap d'air ( $g$ ), il augmente quand le gap augmente. Par contre, un gap important conduit à une faible bande interdite. Il faut donc établir un compromis en fonction des spécifications données pour l'application visée.

Nous avons choisi dans notre cas un gap d'air  $g=0.5\text{ mm}$ , ce qui permet d'obtenir un facteur de qualité élevé ( $>3000$ ), une bande interdite supérieure à la bande de fonctionnement du guide standard pour toute valeur de  $w$ , une hauteur de guide similaire à celle du guide

d'onde standard WR90 et, pour finir, une structure suffisamment robuste être fabriquée et manipulée.

Dans l'objectif d'utiliser cette cavité accordable pour réaliser un filtre microonde, couplant plusieurs cavités, nous avons analysé la possibilité de réaliser une iris de couplage inter-cavités accordable, un système de couplage entrée sortie accordable intégrant une transition vers un guide d'onde rectangulaire standard.

### II.3.4. Iris accordable

Nous avons analysé le comportement de la structure présentée fig. 75a. Deux cavités DGGW ont été mises côte à côte, séparées par une rangée de DGGW (en bleu foncé sur la fig. 75a). Cette dernière réalise la fonction d'un iris inductif. Nous faisons varier la valeur de la profondeur de pénétration ( $P$ ) de la tige de couplage (en bleu) par rapport aux tiges noires, dont l'enfoncement règle la fréquence centrale (les 2 cavités restent synchronisées). Cette variation du paramètre  $P$  permet d'étudier la variation du couplage entre les deux cavités adjacentes. La valeur minimum de profondeur  $P$  est définie nulle (0) lorsque le composant se comporte comme une seule cavité DGGW qui résonne alors à 7.8 GHz. La valeur maximum de  $P$  est 12 mm et est égale à la valeur d'une période de la structure DGGW. Les résultats de cette étude sont présentés dans la fig. 75b.

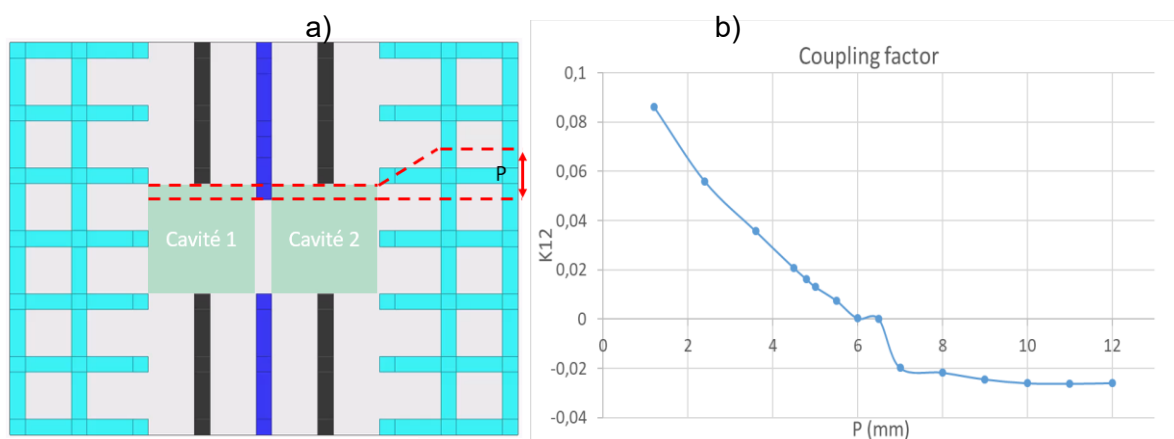


Figure 75 (a) vue de dessus de deux cavités DGGW couplées par un iris inductif en DGWW, (b) fonction de couplage en fonction de la valeur de pénétration

A partir de  $P = 0.5\text{mm}$  nous retrouvons le comportement d'un iris inductif. Pour  $0.5\text{mm} < P \leq 6\text{mm}$ , la valeur de couplage obtenue est positive. Pour  $6.5\text{mm} < P \leq 12\text{mm}$ , le couplage devient négatif. Cette variation est liée à la période de la structure DGGW. Pour une valeur de profondeur  $P$  inférieure ou égale à 6 mm, la rangée DGGW de couplage maintient sa faculté à réaliser une bande interdite, elle impose des conditions équivalentes à celles d'un mur métallique, et par conséquent le couplage est positif. Pour une valeur de  $P$  supérieure à 6.5 mm, le couplage prédominant s'établit par les deux gaps d'air en haut et en bas de la rangée DGWW. Ce couplage via ces gaps d'air est de nature capacitive, et devient négatif.

Pour  $6\text{mm} < P < 6.5\text{mm}$ , nous passons par un état dans lequel les couplages inductifs et capacitifs se compensent, les 2 cavités sont alors isolées.

#### II.3.4.1. Transition et couplage aux accès

Comme il est présenté dans la fig. 76a, nous avons incorporé la transition vers des guides d'onde en position verticale, avec des WR90-GGW (section II.3.1.2). Au sein de cette



transition, une structure à double gap d'air accordable est incorporée. La fig. 26 représente le dispositif analysé, composé de deux guides d'onde standard WR90 verticaux reliés à un guide d'onde GGW horizontal via les rampes optimisées dans la partie précédente. Les clous qui n'ont pas à être mobiles ont été remplacés par des clous GGW standard. Enfin, les tiges accordables DGGW sont intégrées d'un seul côté, mais elles permettent de larges plages de translation (31 mm).

Pour vérifier le fonctionnement de la partie transition (sans intégrer de cavité), nous avons aligné les tiges DGGW avec le lit de clous GGW (réalisation d'un guide uniforme) afin de vérifier le niveau d'adaptation et les pertes d'insertion (pour une conductivité égale à  $20 S/\mu m$ ). Ces résultats sont présentés dans la fig. 16b.

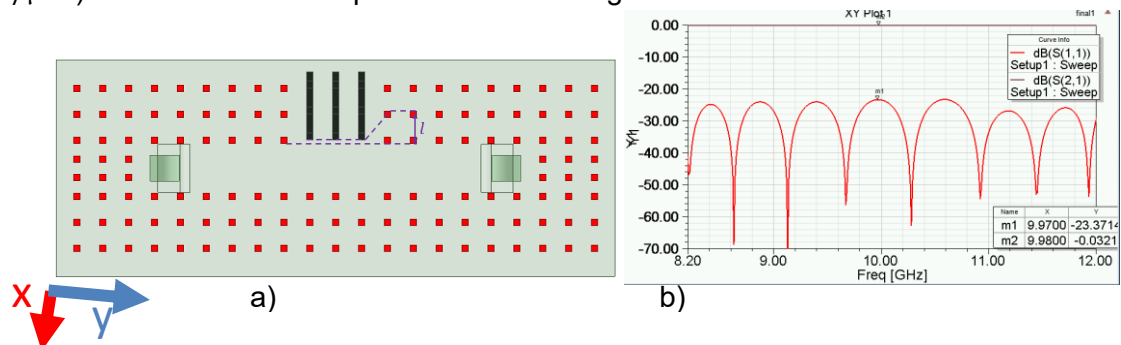


Figure 76 (a) transition WR90 vers un guide d'onde à gap hybride, (b) paramètres S en simulation

Sur le graphique ci-dessus, nous relevons un très bon niveau d'adaptation dans toute la bande X, supérieur à 23 dB. Ce niveau est proche de celui de la transition WR90-GGW simple (23,2 dB). Il est à noter que la position effective de condition de mur métallique diffère pour les topologies DGGW et GGW. En reprenant les notations utilisées pour caractériser la fréquence de résonance d'une cavité, nous introduisons des termes correctifs  $\Delta l_{GGW} > \Delta l_{DGGW}$ . L'adaptation optimale est obtenue pour :  $l = \Delta l_{GGW} - \Delta l_{DGGW} = 0.73 mm$ , avec l défini sur la figure 76a.

Nous pouvons donc en conclure que deux structures GGW à forme géométrique différentes, mais avec des recouvrements de bandes interdites, peuvent cohabiter le long du guide

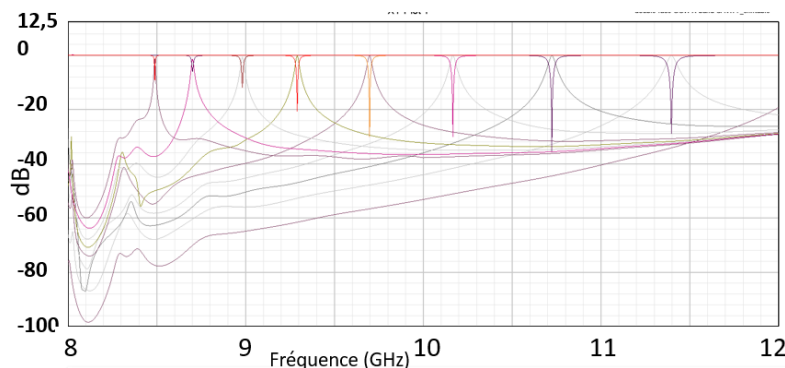


Figure 77 Variation de fréquence de résonance au sein d'une cavité accordable en oscillations forcées

Nous avons alors augmenté la valeur de pénétration des tiges accordable pour obtenir un fonctionnement en cavité résonante DGGW. Le comportement de cette dernière a été étudié par un calcul en oscillations forcées sans pertes. Le graphique de la fig. 77 présente

les résultats. Avec une variation de  $w = 17\text{mm}$ , un accord fréquentiel de 3.3 GHz est obtenu ce qui valide les résultats de la simulation en oscillation libre

### II.3.5. Conception d'une structure de test

Nous avons alors conçu un dispositif dans le but de le réaliser, et de vérifier nos simulations par des mesures. Nous avons repris la transition WR90-GGW et la même partie inférieure de la structure, intégrant les rampes de transition, a été conservée. En revanche la plaque supérieure a été modifiée afin d'incorporer les tiges DGGW accordables. Trois rangées de GGW ont été éliminées d'un seul côté et ont été remplacé par trois tiges DGGW comme cela est montré sur la fig. 78a. La translation de la tige centrale aura pour rôle de faire varier la fréquence de résonance. La translation des deux tiges DGGW adjacentes changera la valeur de couplage aux accès et par conséquent la valeur du facteur de qualité externe.

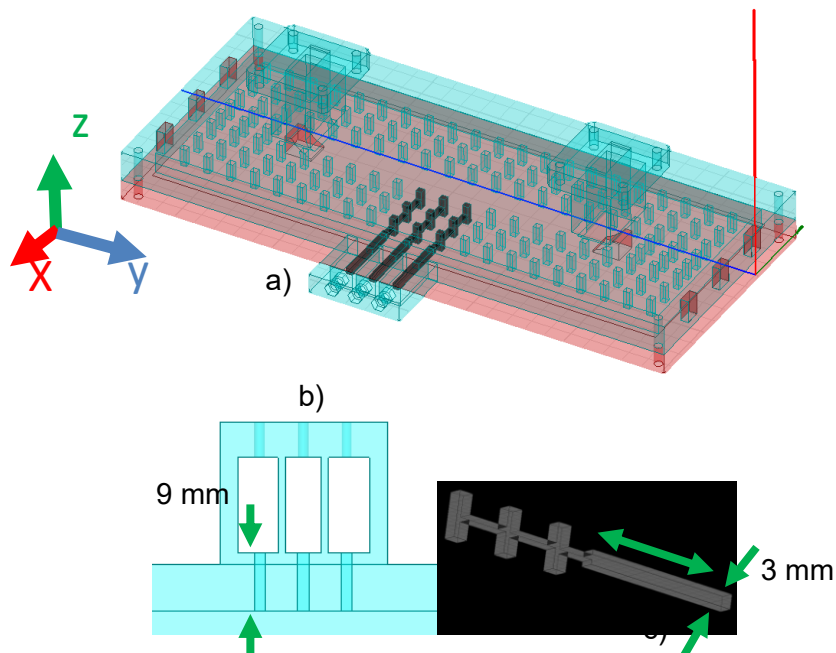


Figure 78 (a) vue 3D du prototype cavité accordable DGGW avec une transition WR90, (b) butée latérale, (c) tiges DGGW prolongée

Pour finir, un système a été ajouté afin d'assurer un mouvement de translation bien contrôlé des tiges DGGW. Nous avons en ce sens créé des encoches de dimension 3 x 3 mm dans le mur latéral du prototype afin de guider le mouvement des tiges. Cette paroi métallique est d'épaisseur 9mm soit trois fois la dimension des tiges, dans l'objectif de minimiser les mouvements des tiges dans des directions orthogonales à leur déplacement. Il faut en effet maintenir au mieux la périodicité des motifs, et les deux gaps d'air, pour maintenir une bande interdite large. Nous avons par ailleurs dans le même objectif augmenté la longueur et l'épaisseur de ces tiges de 20 mm et 2 mm respectivement à partir du dernier clou (fig. 78c) afin d'améliorer leur rigidité.

Pour assurer une translation stable et répétitive, un système vis/ressort a été intégré. Les vis contrôlent la translation des tiges DGGW. Ces vis sont maintenues grâce à une butée attachée au mur latéral. Des ressorts sont ajoutés pour éliminer les flottements des tiges liés au pas des vis. Les ressorts sont introduits entre l'extrémité des tiges DGGW d'un côté et le mur latéral de l'autre côté. Ce dispositif est décrit fig. 78b.

L'intégralité du système d'accordabilité est assemblée avec la moitié supérieure du prototype. La moitié inférieure contiendra seulement les rampes d'adaptation.

### II.3.6. Fabrication et mesure

Similairement au prototype proposé pour valider le fonctionnement de la transition WR90-GGW, la réalisation de la cavité accordable DGGW se fait par impression 3D à l'aide d'une imprimante 3D EDEN Stratys Polyjet. Cette dernière permet une tolérance de fabrication de l'ordre de  $\pm 50 \mu m$ . Une couche de laque argent a été ajoutée afin de métalliser les surfaces internes (en contact avec le champ EM). Une conductivité de  $\sigma < 2 S/\mu m$  est estimée par expérience d'utilisation de ce type de laque. La fig. 79 présente des photos des pièces réalisées.

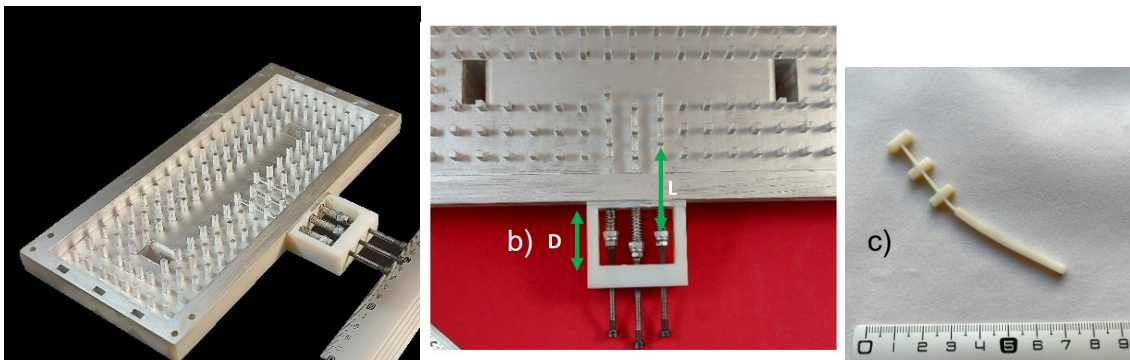


Figure 79 (a) vue 3D du prototype cavité accordable, (b) zoom sur le système d'accordabilité, (c) tige DGGW courbée (exagéré)

A l'issue de la fabrication, nous avons constaté que les tiges accordables DGGW n'étaient pas droites. Cela est dû au fait que, pendant la fabrication, le filament plastique a été chauffé. En revanche, sa température baisse une fois la fabrication terminée, ce qui provoque une contraction thermique. Par conséquent, les tiges présentent une légère courbure (fig. 79c, courbure exagérée pour une meilleure visualisation). Un autre inconvénient de cette fabrication repose sur la méthode d'assemblage. Il était prévu que les tiges DGGW rentrent dans les encoches par l'intérieur du prototype. Cette technique d'assemblage étant difficile à réaliser, nous avons été obligés de déformer ces tiges pour les faire rentrer dans leurs guides de coulissage. La dernière problématique de cette fabrication tient à la distance entre la butée latérale et le mur latéral (D), et à la longueur des tiges DGGW (L) exposée sur la fig. 79. Nous ne pouvons, sur la base de ce jeu de dimensions, atteindre des valeurs de pénétration importantes au sein de la cavité DGGW. Ces défauts seront corrigés dans les versions suivantes.

Pour mesurer ce prototype, deux configurations ont été analysées. La première consiste à aligner les tiges DGGW avec les lits de clous GGW standard (en tenant compte de la différence  $l = \Delta l_{GGW} - \Delta l_{DGGW} = 0.73 \text{ mm}$ ). Cet alignement donne naissance à une fonction équivalente au guide d'onde vu précédemment. Les résultats sont présentés dans la fig. 80.

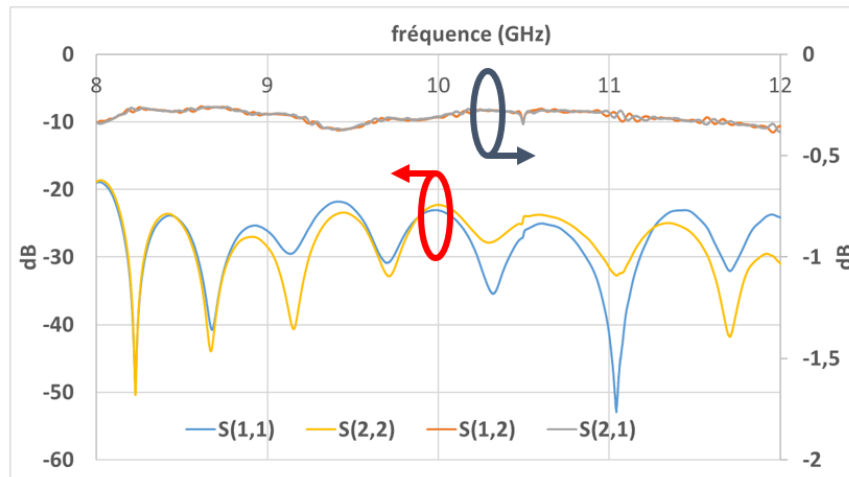


Figure 80 Résultats de mesure de la configuration guide d'onde, paramètres S

Le niveau d'adaptation obtenu est supérieur à 22 dB entre 8.2 GHz et 12 GHz. Une amélioration de 1 dB comparé à la transition WR90-GGW standard a ainsi été constatée, probablement du fait d'un travail de nettoyage qui été effectué afin d'éliminer les résidus de fabrication pouvant perturber le flux du champ au sein du guide. Le niveau des pertes d'insertion est de l'ordre de 0.3 dB, soit 0.1 dB d'amélioration par rapport à la transition WR90-GGW standard. Cette amélioration tient aux couches supplémentaires de laque d'argent que nous avons déposées, ce qui améliore la conductivité (Nous estimons une augmentation de conductivité de 25%).

Une cavité accordable DGGW est à la suite analysée dans cette campagne de mesure. Pour cela nous avons fait pénétrer les tiges DGGW au sein du guide. Comme il est montré sur la fig. 81a, la tige centrale qui affecte la valeur de la fréquence de résonance pénètre moins que les deux tiges adjacentes, responsables du couplage aux accès. Les résultats sont présentés sur la fig. 81b et fig. 81c.

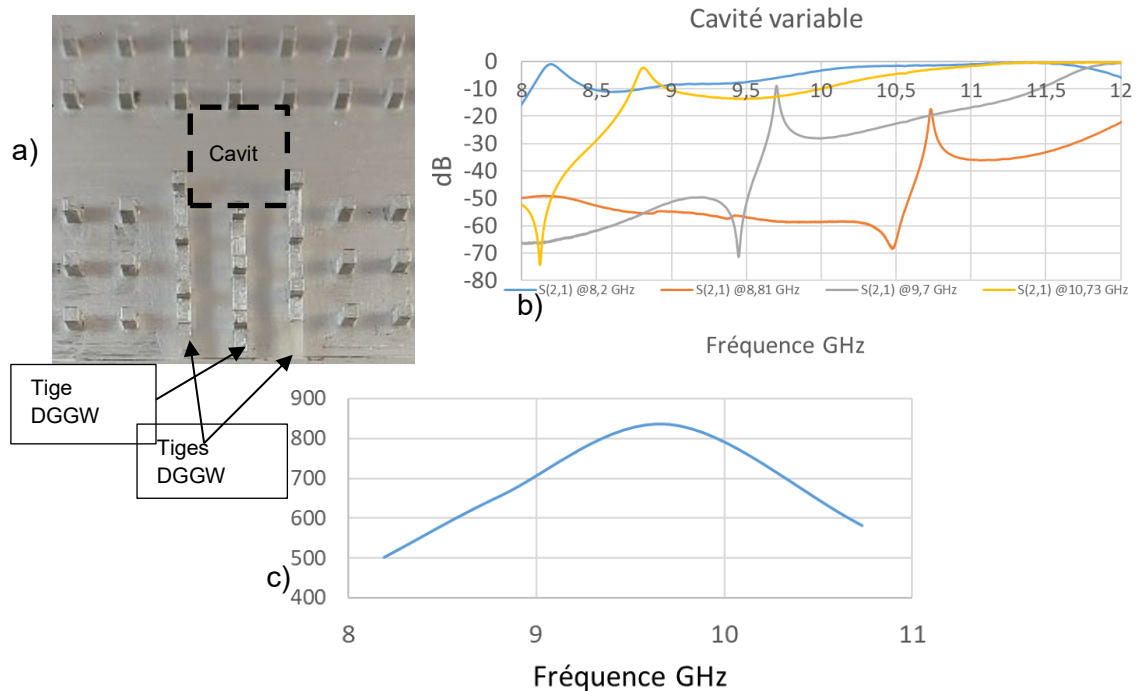


Figure 81 (a) configuration d'une cavité accordable DGGW, (b) résultats de mesure paramètres S, c) variation du facteur de qualité en fonction de la fréquence de résonance

Nous mesurons sur la figure 81b un accord fréquentiel de 2.53 GHz (entre 8.2 GHz et 10.73 GHz), soit une réduction de 20% comparé à l'accord fréquentiel simulé, qui était de 3.2 GHz. Cette limitation est liée à la faible valeur de D et L, qui sont les dimensions respectives de la distance entre le mur latéral et la butée latérale et la longueur de la tige DGGW. Cette limitation empêche d'atteindre des dimensions de cavité faibles, donc des fréquences de résonance élevées.

La fig. 81c représente les variations du facteur de qualité à vide ( $Q_0$ ) en fonction de la fréquence de résonance. Nous constatons que  $Q_{0_{mesure}}$  est égal à  $650 \pm 150$ , soit 18% du facteur de qualité à vide simulé  $Q_{0_{simulation}}$ . Cette différence est la conséquence de deux raisons. D'une part, la conductivité varie fortement entre la simulation et la mesure ( $\sigma_{mesure} \approx 2S/\mu m$ ,  $\sigma_{simulation} = 20S/\mu m$ ). Une rétro-simulation à 9 GHz et à deux valeurs de conductivité ( $\sigma = 0.5S/\mu m$  et  $\sigma = 2S/\mu m$ ) a été réalisée. Ces deux valeurs représentent les limites de la conductivité à la laque d'argent. Les facteurs de qualité obtenus sont les suivants :  $Q_{0_{rétro-simulation \sigma=0.5 S/\mu m}} = 650$  et  $Q_{0_{rétro-simulation \sigma=2 S/\mu m}} = 1200$ .

Donc :

$$Q_{0_{rétro-simulation \sigma=0.5 S/\mu m}} = 650 < Q_{0_{mesure}} = 700 < Q_{0_{rétro-simulation \sigma=2 S/\mu m}} = 1200 \quad 8$$

D'autre part, cette limitation de facteur de qualité est liée à la contraction thermique que les tiges DGGW ont subi pendant l'impression 3D. Durant le mouvement de la translation induit par le système vis/ressort, les tiges ont une trajectoire plutôt parabolique. Cela induit à une variation des paramètres géométrique de la structure (spécialement le gap d'air) par rapport au cas idéal, qui, comme nous l'avons dit précédemment, affecte la valeur de  $Q_0$  [84]. Cette imperfection réduit ainsi la stabilité du  $Q_0$  vers les limites de la bande d'accord, car cet effet de trajectoire parabolique est plus marqué aux extrémités.

### II.3.7. D'autres cellules unitaire GGW

Dans cette dernière partie du chapitre, nous modifions les dimensions de la cellule DGGW, tout en maintenant la largeur de bande interdite. La fig. 82 présente la nouvelle cellule unitaire à double face en aluminium avec une couche intermédiaire de 2.1 mm d'épaisseur. Un gap d'air de 0,7 mm est placé entre les clous et les plaques supérieure et inférieure. La périodicité est maintenue à 12 mm mais la section des clous est de 7 mm\*7mm. La hauteur totale du motif central est de 8.76 mm, de sorte à ce que la hauteur entre plaque haute et basse soit de 10,16 mm, ce qui est exactement la hauteur d'un guide d'ondes standard WR90 (les dimensions intérieures d'un guide d'ondes WR90 sont de 22,86 mm x 10,16 mm et couvrent la bande X).

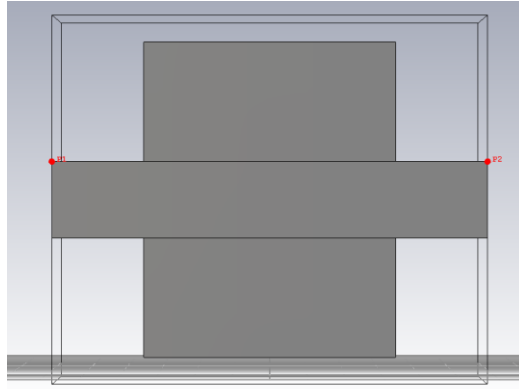


Figure 82 Autre cellule DGGW

Le but principal de ce test est de définir une cellule élémentaire de solidité mécanique et de hauteur de zone de guidage optimisées. Avec des telles conditions, les pertes par rayonnement ainsi que les valeurs du facteur de qualité sont considérées comme des critères secondaires. Les performances de cette cellule ont été étudiées. Cette cellule génère un facteur de qualité  $Q_{0_{cellule\ N^{\circ}2}} = 2300$  à 10 GHz.

Tableau 10 comparaison entre deux cellules élémentaires à forme géométrique différente

	Cellule élémentaire N°1	Cellule élémentaire N°2
Bande interdite (GHz)	11.13	9.7
Hauteur de zone de guidage	10.4	10.16
Solidité mécanique	+-	++
Perte par rayonnement (dB/m)	0.4	2.07
Facteur de qualité @ 10 GHz	3700	2400

Nous constatons alors que le prix à payer pour renforcer la robustesse des tiges est trop important. Étant donné que notre objectif est de réaliser des composants accordables à faibles pertes d'insertion et à forts facteurs de qualité, nous avons fait le choix d'adopter la cellule élémentaire N°1 comme point de départ pour nos travaux suivants. Dans le chapitre suivant, nous allons discuter plus en détail des techniques de fabrication des tiges DGGW afin d'éviter les défauts que nous avons relevés sur le prototype mesuré dans cette section.

## II.4. Conclusion

Ce second chapitre avait pour objectif d'optimiser les briques de base des travaux que nous allons présenter dans le chapitre 3.

En premier lieu, une comparaison a été faite entre la technologie GGW et la technologie GSH. Nous en avons conclu que mise à part la potentielle difficulté de fabrication et d'assemblage des composants en GGW, cette dernière offre une meilleure rejection par rangée que le technologie GSH. La technologie Groove Gap offre aussi un facteur de qualité plus important ( $Q_{0_{GGW @ 114.5\ GHz}} = 1420$ ,  $Q_{0_{GSH @ 114.5\ GHz}} = 703$ ) et des pertes d'insertion moins élevées ( $\alpha_{GGW} = 0.0106\ dB/mm$ ,  $\alpha_{GSH} = 0.0133\ dB/mm$ ). Un inconvénient major qui est ressorti avec la technologie GSH est la génération des modes parasites. Cette problématique est dû à la forme de la cellule elle-même ainsi qu'à son emplacement vis-à-vis de la zone de guidage. Cela génère des modes parasites entres ces plaques et par conséquent rend son utilisation délicate. Un dernier avantage est ressorti en faveur de la technologie GGW. Comme

nous l'avons vu dans le chapitre précédent ainsi que lors du chapitre actuel, cette technologie offre la possibilité de réaliser des composants accordables post fabrication. Cela n'est pas le cas avec la technologie GSH, d'où notre choix.

Nous avons à la suite analysé deux techniques de transitions vers un guide d'onde GGW. La première transition « guide d'onde standard WR90 vers un guide d'onde GGW » est semblable à un coude à 90°. La seconde transition « câble coaxial vers un guide d'onde GGW » intègre des pastilles d'adaptation et évite l'utilisation de marches d'escaliers plus complexes à réaliser, et plus encombrantes. Les avantages et les inconvénients de chacune de ces transitions ont été recensés. La transition WR90-GGW nécessite un alignement pour assurer un niveau d'adaptation élevé, en contrepartie une valeur proche de la simulation a été maintenue lors de la mesure ( $S_{1,1_{simulation}} = 21 \text{ dB}$ ,  $S_{1,1_{mesure}} = 23 \text{ dB}$ ). Cependant la transition coaxial-GGW ne nécessite pas un alignement. la valeur d'adaptation faible (10dB) est due aux erreurs de fabrications. Une différence des pertes d'insertion a été remarquée, cela est principalement dû au téflon dans les connecteurs SMA mais aussi au faible niveau d'adaptation. La transition WR90-GGW a été utilisée par la suite pour évaluer le fonctionnement d'une cavité accordable.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur les guides d'onde à double gaps d'air (DGGW). Cette technologie est une dérivée des guides d'onde GGW, et nous avons réussi à réduire ses pertes d'insertion en réduisant la matière métallique en contact avec le champ électromagnétique par rapport aux résultats publiés. Cette réduction a induit une amélioration de 40% des pertes d'insertion en comparaison à un guide d'onde DGGW plein. Cette cellule élémentaire a été optimisée afin d'avoir des pertes par rayonnement les plus faibles possible et parallèlement respecter les tolérances de fabrication et les limites géométriques de la zone de guidage. Nous avons étudié également le comportement d'un iris, permettant de générer des coulages positifs ou négatifs en fonction de l'enfoncement de tiges DGGW. Suite à ça, une cavité accordable DGGW a été réalisée et nous avons mis en évidence :

- Le fonctionnement d'une telle transition.
- La cohabitation des différents groove gap GGW et DGGW.
- L'accordabilité fréquentielle du composant.

Un accord fréquentiel de 2.53 GHz autour de 9.6 GHz a été obtenu lors des mesures, contre 3.2 GHz en simulation. La réduction de la plage d'accord est due aux limites mécaniques. Cette cavité accordable a un facteur de qualité à vide faible comparé à la simulation ( $Q_{0_{mesure}} = 650 \pm 150$ , soit 18% du  $Q_{0_{simulation}}$ ). Cette dégradation est due principalement à la conductivité utilisée ( $\sigma_{mesure} < 2S/\mu m$ ,  $\sigma_{simulation} = 20S/\mu m$ ).

Les analyses générales du retour de nos expériences ont fait ressortir quelques défauts dans notre prototype. Le premier défaut tient dans les dimensions des tiges, qui limitent notre plage d'accordabilité. Le second défaut est la façon dont nous assemblons le composant. Ce choix oblige de plier légèrement ces tiges afin de les assembler.

Ces divers défauts n'ont pas empêché de prouver le concept d'accordabilité avec la technologie DGGW. Ce sont donc de bonnes bases pour faire évoluer ce design afin de réaliser des fonctions plus complexes tel qu'un filtre accordable ou bien un déphaseur en tentant d'éliminer bien évidemment les défauts soulignés dans la conclusion. Le chapitre suivant est une continuité du chapitre actuel, nous allons pousser les limites de cette technologie afin de réaliser des composants hyperfréquences multifonctions à base de la technologie DGGW.

## Chapitre III. GROOVE GAP composant innovant : d'un guide d'onde à un filtre accordable multifonctions

---

### III.1. Introduction

Dans un monde où le flux des données prend de plus en plus d'importance et de valeur, les infrastructures de communication doivent s'adapter pour rendre accessible à tous ces données, ou bien gérer un grand nombre d'utilisateurs en même temps. Parmi ces infrastructures, nous nous intéressons dans ce travail de thèse aux réseaux d'accès, les stations de base et les satellites de communication, qui intègrent des sous-systèmes analogiques complexes.

Pour ce qui concerne les stations de base, leur emplacement sur la terre facilite leur accès et leur potentiel maintenance ou changement de fonction (ex : passage de 4G vers 5G). Cela est beaucoup plus compliqué bien entendu avec les satellites de communication. Il n'est en particulier pas permis aujourd'hui de modifier ou remplacer des équipements embarqués. Un composant peut devenir non-fonctionnel, il faut prévoir ainsi des composants en doublon et des systèmes de commutation pour restaurer la fonctionnalité de l'équipement. Nous n'adressons pas ce problème dans ces travaux. Nous nous concentrons sur une autre nécessité, la capacité de modifier les spécifications d'un équipement embarqué (fréquence de fonctionnement et bande passante (émission et/ou réception), puissance émise, focalisation du faisceau, ...). Il est en effet par exemple exigé pour de nombreuses missions de changer les canaux de fréquence pendant la durée de vie d'un satellite. Il faut alors que tous les éléments de sa chaîne de transmission (antennes, filtres, amplificateurs, ...) soient capables de s'adapter à ces nouvelles spécifications. Les charges utiles des satellites ont en ce sens été numérisées ces dernières années, et des opérations complexes de traitement de signal sont embarquées. Les dispositifs de routage ne sont ainsi plus analogiques pour l'essentiel des opérations maintenant. Il reste cependant à rendre flexible les antennes actives, qui intègrent elles des filtres, des amplificateurs, des combineurs et d'autres fonctions.

Dans ce chapitre, nous allons proposer des solutions innovantes pour la réalisation de fonctions passives (filtres, diviseurs, déphaseurs, routeurs) accordables mécaniquement, sur la base de l'utilisation de la technologie Groove Gap.

Nous allons présenter dans une première partie un filtre accordable continu, pour lequel il est possible de changer sa fréquence centrale et/ou sa bande passante et/ou son ordre. Par la suite, nous allons exploiter la même structure pour réaliser diverses fonctions telles qu'un déphaseur ou bien un filtre coupe bande.

Dans un deuxième temps, un composant multi-accès (4 accès) sera proposé. Ce composant est une évolution directe du filtre accordable précédent. Cette évolution multi-accès permettra de réaliser les mêmes fonctions de filtrage accordable continu, en ajoutant des fonctions de routage et/ou la possibilité de superposer deux fonctions en même temps (exemple : filtrage + routage, routage + déphasage + etc..).

Le but de ce chapitre est, dans un premier temps, de mettre en évidence le fait que la technologie GGW est particulièrement bien adaptée à la réalisation de composants accordables performants, en termes de bande d'accord et de pertes associées. Secondement, il est possible de regrouper plusieurs fonctions, qui nécessitent habituellement des composants séparés, dans un seul méta-composant capable de se modeler et d'additionner des fonctions hyperfréquences pour répondre aux besoins demandés en temps réel (à la vitesse de l'accord mécanique).



La fin de ce chapitre proposera une forme de perspectives à ces travaux, par d'autres orientations pour bénéficier des propriétés des techniques Groove Gap pour réaliser des fonctions accordables.

### III.2. GROOVE GAP, accordabilité au-delà du filtrage

Le composant proposé dans cette partie s'inscrit dans une progression naturelle des travaux présentés dans le chapitre précédent concernant les cavités accordables à base de technologie DGGW. A travers cette dernière technologie, nous allons proposer la conception d'un filtre accordable continu en bande et/ou fréquence.

#### III.2.1. Topologie du prototype

Suite à nos travaux du chapitre précédent, nous proposons de travailler sur la topologie présentée figure 83. En comparaison à la cavité accordable du chapitre 2 (fig. 76a), le filtre proposé utilise la même technique d'excitation, une transition guide d'onde-GGW. La cohabitation des deux types de groove gap est aussi maintenue. En revanche, nous avons augmenté le nombre des tiges DGGW (représentées en noir sur la figure 83, 9 tiges au lieu de 3) afin de pouvoir réaliser une fonction de filtrage à quatre pôles.

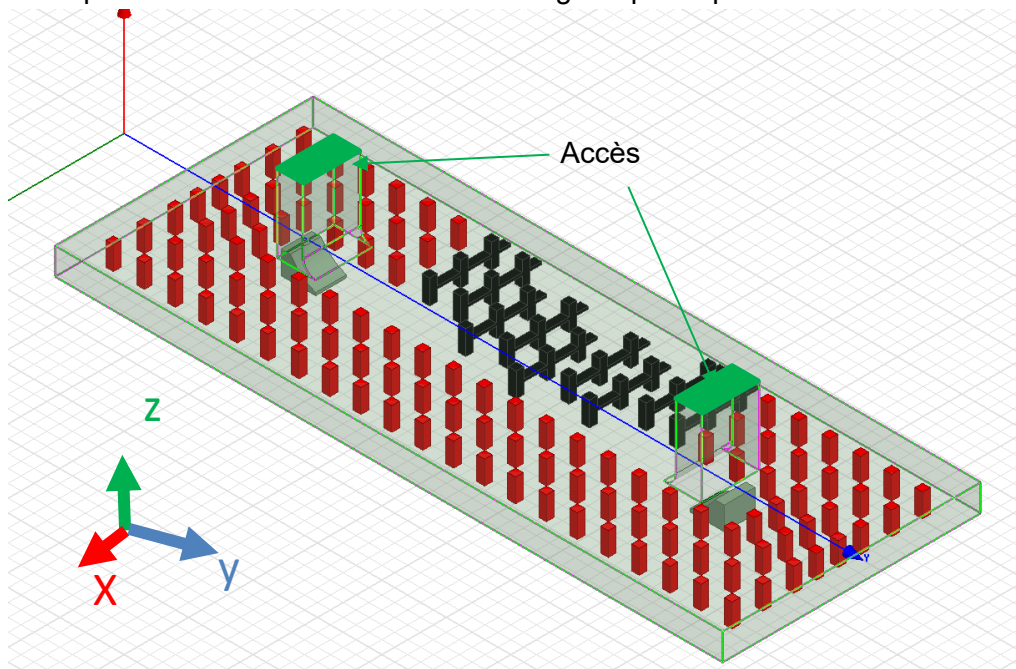


Figure 83 - vue 3D du filtre accordable

Le cahier des charges que nous nous sommes donnés reposait sur les spécifications suivantes :

- Permettre la conception d'un filtre multi pôles.
- Disposer d'un nombre de variables minimum pour une facilité de réglages poste fabrication

Nous avons choisi d'intégrer neuf tiges DGGW, ce qui permet potentiellement de concevoir un filtre 4 pôles intégrant :

- Quatre éléments résonnants (4 cavités)
- Trois éléments de couplages inter-résonance (3 iris inter-cavités)
- Deux éléments de couplages d'entrée/ sorties (2 iris d'entrée-sortite)

Grâce au test que nous avons réalisé dans le chapitre 2 (chapitre 2, fig. 76), la translation des tiges nous permet théoriquement de désactiver ou d'activer des pôles et donc d'ajouter une troisième souplesse d'accordabilité (mise à part la bande et la fréquence) à ce dispositif. La figure 84 décrit une part de ces possibilités.

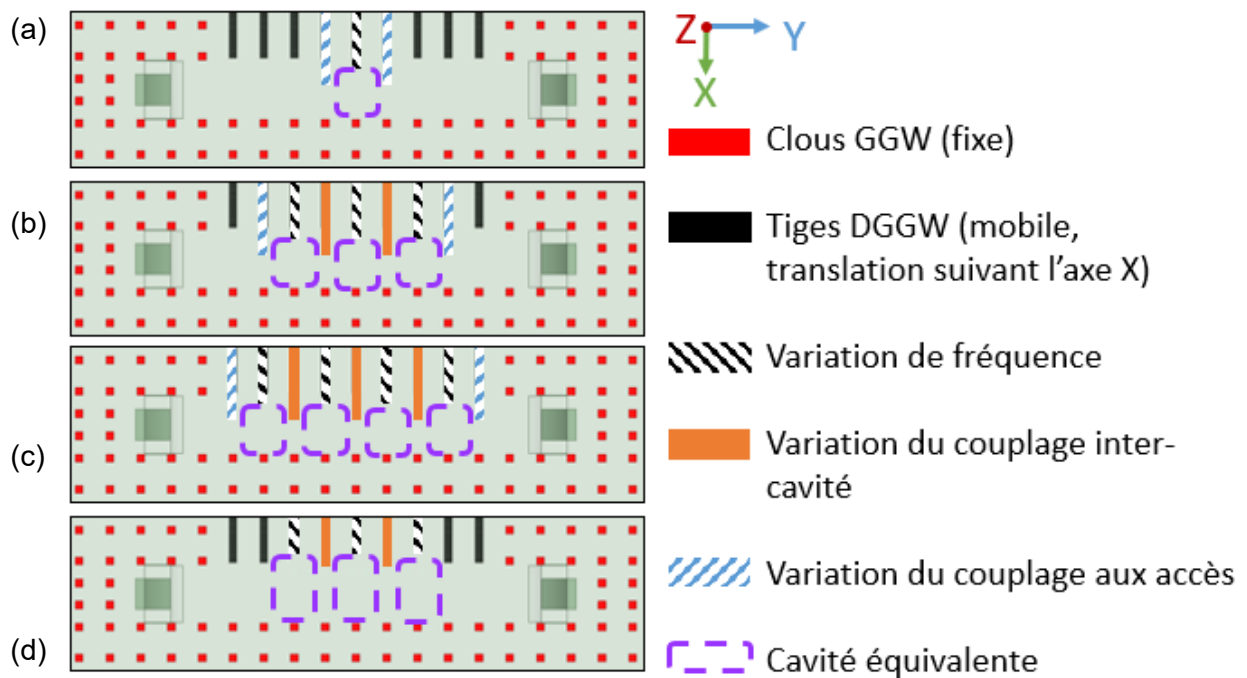


Figure 84 : configurations envisagées du filtre accordable en DGGW, a) cavité résonante accordable, b) filtre accordable d'ordre trois, filtre accordable d'ordre quatre, filtre stop bande d'ordre trois

La première configuration (qui n'est pas décrite sur la figure 84) est bien évidemment d'aligner toutes les tiges DGGW suivant la largeur du guide GGW d'accès. Cela nous permet de retrouver la fonction guide d'onde (comme dans chapitre 2 fig. 76).

La deuxième configuration (a) est la même cavité résonnante que celle analysée dans le chapitre précédent. 6 tiges DGGW sont alignées pour former un guide d'onde. La profondeur de pénétration des trois tiges restantes (tiges fonctionnelles) est adaptée pour permettre le réglage de la bande passante et de la fréquence centrale du résonateur passe bande. L'accord est alors continu en bande passante et fréquence centrale.

La troisième et la quatrième configurations sont des filtres accordables d'ordre 3 et 4 respectivement. Comme il est visible sur la fig. 84, les tiges DGGW fonctionnelles peuvent jouer le rôle d'un accord en fréquence ou bien d'un accord de couplage (entrée sortie et/ou entre résonateurs). Cela est fonction de l'ordre du filtre et son emplacement.

Dans les cas où la conception ne nécessite que 8 ou moins de tiges DGGW fonctionnelles :

- L'emplacement du filtre n'est pas important, le composant en question peut être centré ou pas dans le design proposé.
- Les tiges fonctionnelles sont toutes adjacentes.

En premier lieu et comme vu dans la fig. 76a du chapitre 2, nous avons aligné les tiges DGGW avec un décalage de  $\Delta l = 0.76\text{mm}$  ( $\Delta l$  est la différence de la largeur entre la section du guide GGW et la section du guide DGGW décrite au chapitre 2) afin de réaliser la fonction de guidage.

Le résultat de la simulation est présenté sur la figure 85a.

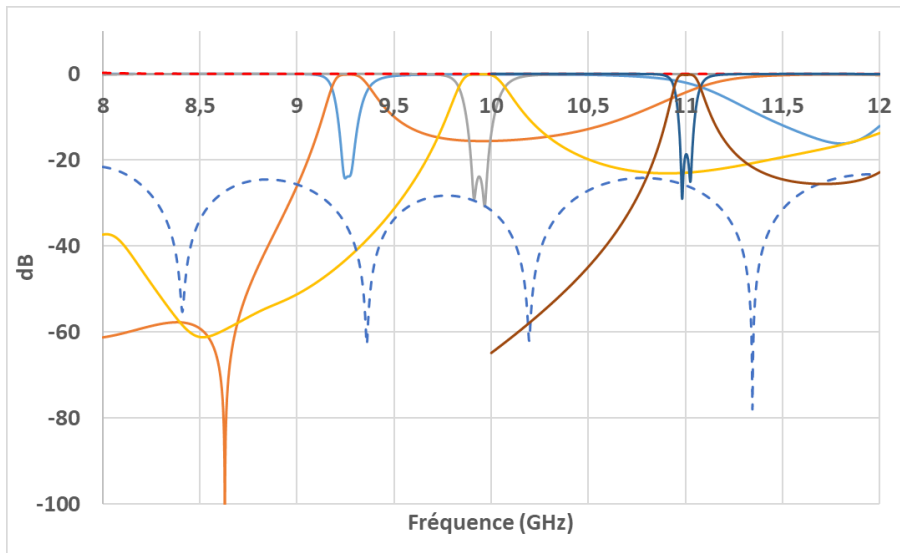


Figure 85 : résultat de simulation, en configuration guide d'onde GGW (en pointillé) et en configuration filtre d'ordre deux

De manière similaire au chapitre 2, cette configuration nous permet un niveau d'adaptation de 23.3dB sur toute la bande travail [8 GHz ... 12GHz] avec un niveau de pertes maximales égales à 0.035dB (en intégrant les transitions vers les guides d'accès rectangulaires).

De plus nous avons testé la configuration en filtre accordable d'ordre deux. Nous utilisons alors cinq rangées DGGW (deux rangées pour régler la fréquence de résonance des 2 cavités, deux rangées pour les couplages aux accès et une rangée pour le couplage inter-cavités). Les résultats de la simulation sont présentés sur la figure 85.

Ce test permet d'estimer la bande d'accord fréquentiel dans laquelle une telle fonction de filtrage pourra être réalisée. Une bande passante de 59 MHz  $\pm$ 1MHz est maintenue sur trois valeurs de fréquence centrale, pour un niveau d'adaptation inférieure à -20 dB. Le premier filtre est centré à 9.2 GHz avec une bande passante de 58 MHz et un niveau des pertes d'insertions inférieur à 0.16 dB. Le deuxième filtre est centré à 9.95 GHz avec une bande passante de 59 MHz est des pertes d'insertions inférieures à 0.1 dB. Le dernier filtre est centré à 11 GHz, sa bande passante est égale à 60 MHz, ses pertes ne dépassent pas 0.21 dB.

Nous sommes limités par des problèmes d'isolation en fréquence au-delà de 11 GHz : le filtre serait fonctionnel à une fréquence plus élevée, mais il ne pourrait alors être accordé jusqu'à 9 GHz.

Etant donnée la fiabilité de notre méthode de conception (très bonne corrélation entre les simulations et les mesures (adaptation du guide d'onde, accordabilité de la cavité) montrée au chapitre 2), nous avons pris la décision de passer directement à l'étape suivante où nous procéderons à la fabrication du prototype et sa mesure.

### III.2.2. Prototype et fabrication

Nous avons logiquement intégré notre expérience acquise sur le prototype mesuré au chapitre 2 pour faire évoluer la conception mécanique de ce nouveau prototype, dans l'objectif d'améliorer les performances des filtres mesurés.

L'aluminium a d'une part été choisi comme matériaux de fabrication pour ses meilleures performances en niveau de conductivité ( $\sigma_{\text{alu en mesure}}=17 \text{ S/m}$ ,  $\sigma_{\text{laque argent en mesure}} \approx 1 \text{ S/m}$ ). Un autre avantage de l'utilisation de l'aluminium est sa facilité d'usinage, avec de bons états de surface, et sa non déformation durant la fabrication.

Pour la technique d'usinage, nous avons opté pour le CNC classique, qui permet d'obtenir des tolérances de l'ordre de  $\Delta=\pm 30 \mu\text{m}$ .

D'autre part, nous avons essayé de résoudre les problèmes occurrents dans la réalisation de la cavité du chapitre 2. Les tiges DGGW sont maintenant fabriquées en aluminium en usinage CNC afin d'éviter la contraction thermique qui accompagne la fabrication 3D à faible dimension. La longueur de la portion de guidage a été elle aussi augmentée pour permettre une plage d'accord plus importante. La plaque supérieure est constituée maintenant des trois pièces séparées (voir fig. 86). Le corps principal contient les transitions WR90 GGW, les clous GGW à un seul gap d'air mais aussi les rainures pour le guidage des tiges DGGW.

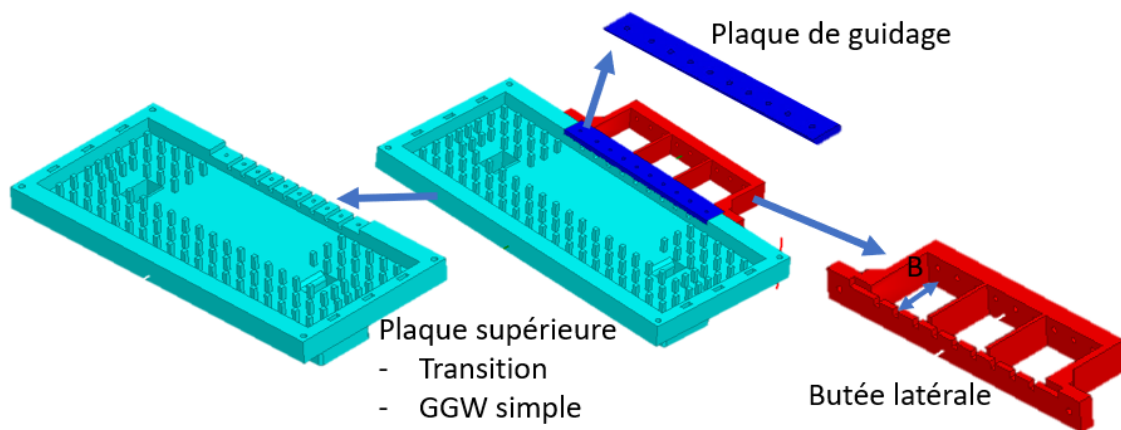


Figure 86 : schéma éclaté du filtre GGW accordable

La butée latérale ne fera plus désormais partie du corps principal, elle s'attachera sur le côté de ce corps principal. Cette évolution a pour but de faciliter le montage et le démontage de l'ensemble. La largeur de la butée B (voir fig. 86) a été aussi augmentée comme indiqué précédemment afin d'augmenter la plage d'accord des dispositifs. Une plaque métallique plate (en bleu sur la figure 86) plaque les tiges DGGW dans leur emplacement afin de réduire le jeu mécanique. Cette plaque est fabriquée en laiton pour un meilleur glissement entre elle les tiges en aluminium.

Pour ce qui concerne la plaque inférieure, elle reste identique à celle vue au chapitre 2 pour la partie transition. Seuls le matériau et la technique de fabrication changent (aluminium et usinage classique CNC respectivement). Deux plots de centrage sont ajoutés pour le bon alignement des rampes avec les transitions.

Pour la réalisation des transitions dans le corps principal, nous avons opté pour la technique d'électroérosion en masse afin d'avoir de bonnes précisions pour respecter des angles à  $90^\circ$  et un rayon de courbure conforme au cahier de charge (rayon =  $4.81 \text{ mm}$ ).

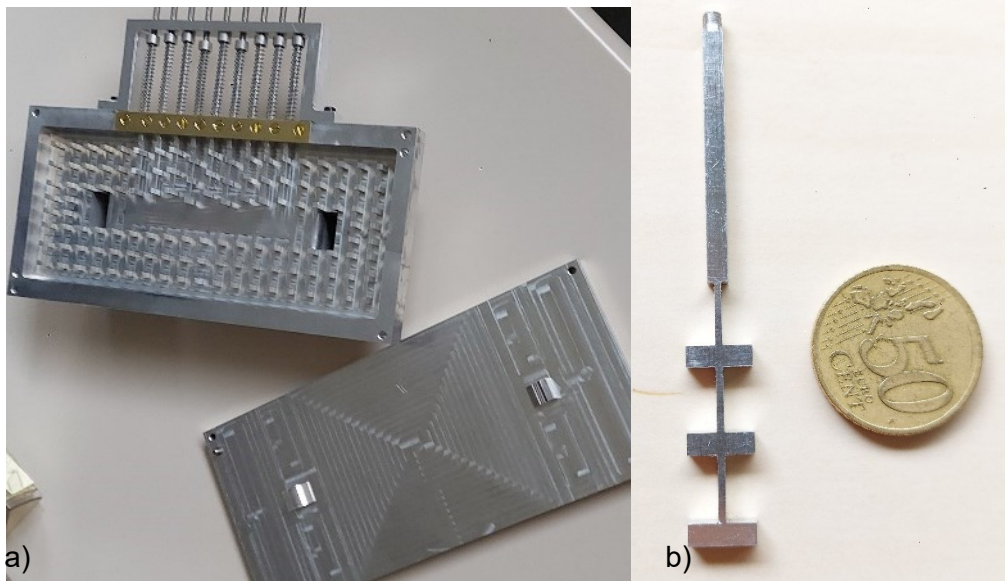


Figure 87 : a) prototype filtre accordable PF. V1.0, b) tiges DGGW

Le prototype final (fig. 87) intègre une plage de guidage de 30mm, avec un mécanisme de guidage similaire à celui présenté au chapitre 2. Ce mouvement est réalisé par une action mécanique (manuelle ou motorisée) sur des tiges filetées en acier inoxydable attachées à la butée latérale. Les ressorts choisis possèdent une force de rappel de 0.05 N, ce qui suffit pour éviter le jeu lié au filetage. Ils sont intégrés aux tiges DGGW grâce à une butée vissée (fig. 87b).

Les étapes d'assemblage consistent dans l'ordre à :

- Intégrer les ressorts dans les tiges DGGW
- Fermer les ressorts avec la butée dans les tiges DGGW
- Mettre les ensembles ressort - tige DGGW dans les rainures dédiées
- Assurer leur bon emplacement avec la plaque en laiton plate et la visser
- Fixer la butée latérale dans le corps principal
- Visser les tiges filetées à la butée latérale jusqu'au contact avec les ensembles ressort tige DGGW
- Faire avancer les tiges DGGW au sein du corps principal jusqu'à un alignement initial avec les tiges GGW à un seul gap d'air (les ressort permettent de tenir la position finale)
- Couvrir l'ensemble par le capot métallique

Des premiers tests, que nous allons présenter par la suite, nous ont montré que cette première version du prototype (nommée PF. V1.0 : prototype version 1) présente des problèmes mécaniques qui vont réduire ses performances. Le premier défaut que nous avons essayé de rectifier concerne le glissement des tiges DGGW. Etant donné que ces dernières et les rainures dans lesquelles elles glissent sont toutes les deux fabriquées en aluminium, ce frottement a rapidement créé une sorte de grippage des tiges DGGW pour une part d'entre elles. D'autres tiges ont souffert de l'apparition d'un jeu mécanique créé par usure, qui engendre une perturbation de la valeur du gap d'air des tige DGGW dans leur zone fonctionnelle. Ce phénomène sera expliqué en détail dans la section « III.2.3.3. ».

Pour corriger ces problèmes, nous avons éliminé la zone de guidage au sein du corps principal et nous l'avons remplacée par une pièce similaire réalisée en laiton, pour un meilleur

glissement entre ces deux matériaux (aluminium et laiton). Nous nommons cette version PF. V1.1.

Cette correction a été efficace pour éviter le problème de grippage, mais insuffisante pour éliminer le problème du jeu mécanique. Une nouvelle version a été fabriquée avec des longueurs de rainures augmentées d'un cm afin d'améliorer le guidage (PF. V1.2).

Le filtre accordable a subi une dernière évolution qui a consisté à augmenter l'épaisseur de la zone de guidage des tiges filetées sur la butée latérale pour réduire leur jeu fonctionnel. Des butées en téflon sont également intégrées pour un meilleur glissement des tiges (PF. V1.3).

Nous précisons que ces évolutions ont été effectuées au fur et au mesure de nos tests sur le prototype. Cela signifie que dans la suite du chapitre les mesures sont effectuées avec des versions différentes du filtre accordable. La version du prototype sera indiquée sur chaque mesure avec la nomenclature PF. V. version.

La fig. 88 synthétise toutes les modifications effectuées

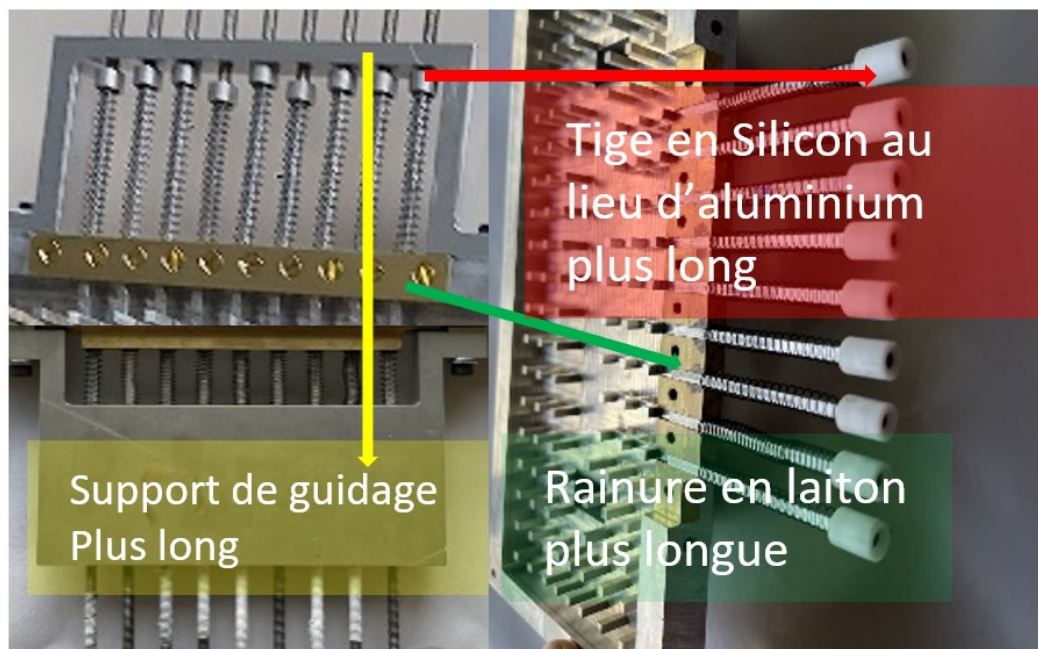


Figure 88 : modifications sur le prototype

La fig. 88 montre la version finale du prototype. Nous avons réussi à maintenir une plage de réglage de 32mm.

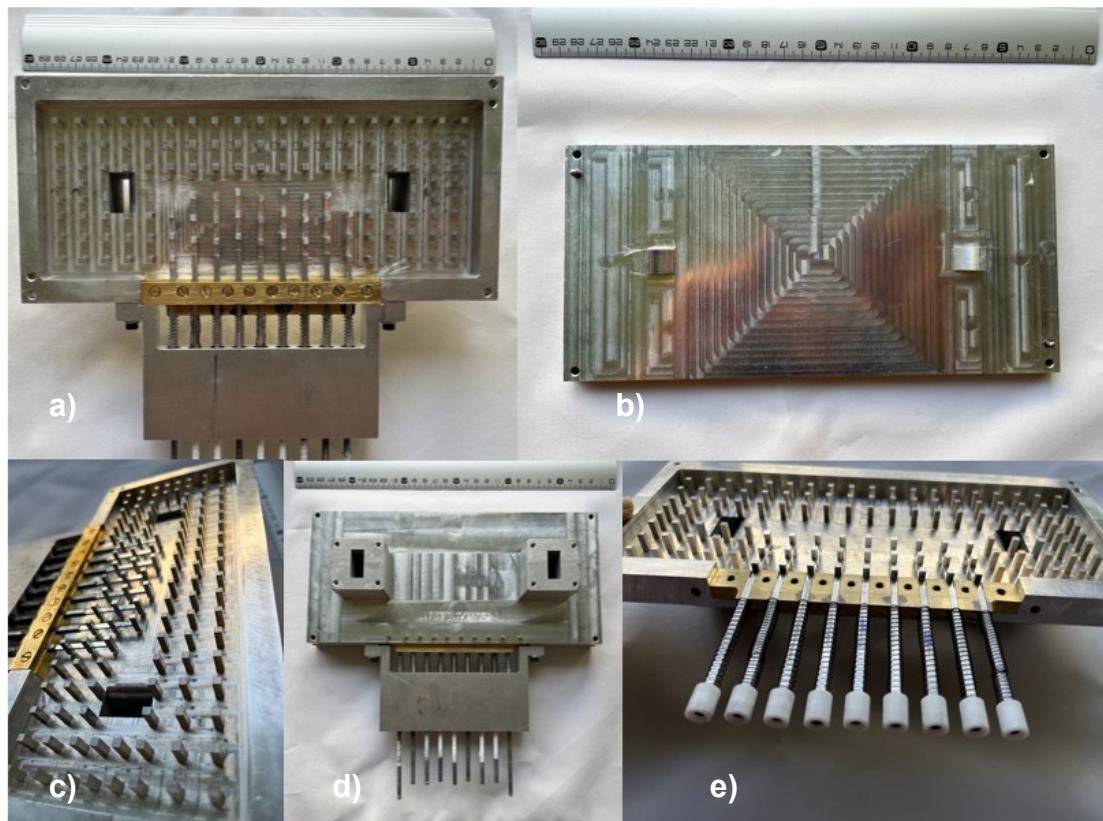


Figure 89 : prototype du filtre accordable PF. V1.3, a) vue intérieure du corps principal, b) vue de dessus de la plaque inférieure, c) vue latérale du corps principal (tiges DGGW suspendue), d) vue de dessus du corps principal, e) corps principal sans la butée latérale et sans la plaque de guidage

Dans la suite de ce chapitre, nous allons tester et mesurer plusieurs configurations que permet de réaliser ce dispositif (guide, filtre et déphaseur).

Nous allons évaluer également ses limites, et identifier de nouvelles évolutions à apporter sur le prototype suivant.

### III.2.3. Différentes configurations et mesures

#### III.2.3.1. Configuration guide d'onde

Pour commencer, nous avons testé la configuration guide d'onde. Pour cela, un alignement visuel des tiges DGGW avec les tiges GGW à un seul gap d'air a été effectué. Ensuite, un réglage manuel sur les neuf tiges a permis d'améliorer la réponse obtenue, qui est présentée sur la figure 90b.

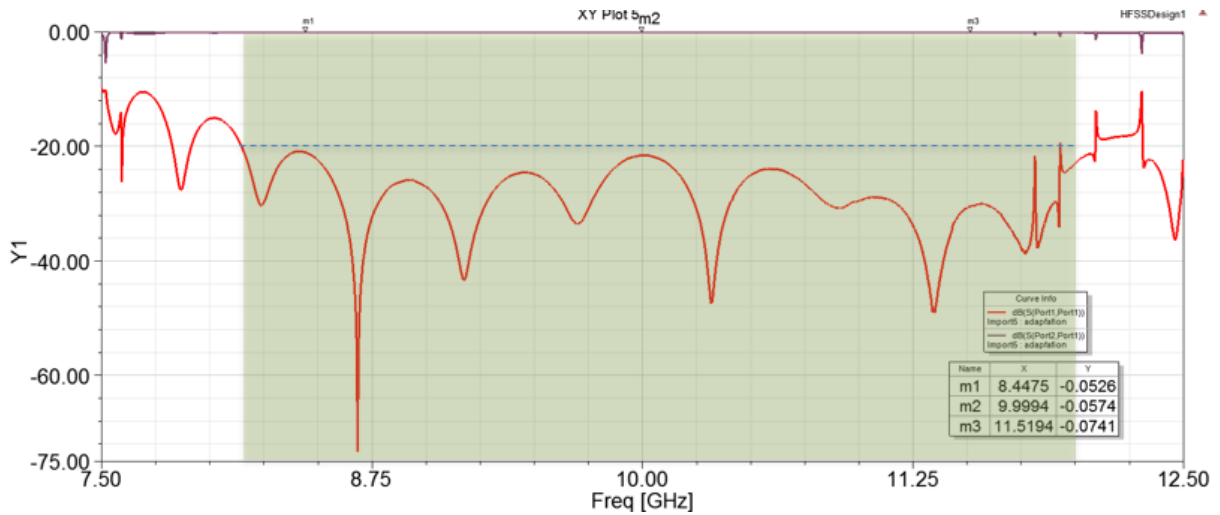


Figure 90 : a) configuration guide d'onde, mesure paramètres S (avec P. V1.0)

Cette mesure a été effectuée avec la version PF. V1.0. Dans sa configuration la plus simple, nous avons un niveau d'adaptation supérieur à 21 dB sur la bande [8.2 GHz ... 12 GHz] avec un niveau de pertes inférieur à 0.074 dB. A titre de comparaison, un guide d'onde WR90 associé à deux coudes à 90°, de même longueur que notre guide génère 0.05db de pertes en simulation. Il faut préciser que ces mesures sont calibrées à la transition extérieure de notre structure (sans de-embedding donc), ce qui signifie que les pertes d'insertion intègrent les pertes dans la partie guide d'onde WR90 de la transition et les coudes.

Tableau 11 : comparaison entre simulation et mesure des paramètres S en configuration guide d'onde

	Bande passante (GHz)	Adaptation (dB)	Perte d'insertion (dB)
Simulation	8.2 GHz ... 12 GHz (3.8)	23.3	0.035
Mesure	8.2 GHz ... 12 GHz (3.8)	21	0.074

Le tableau ci-dessus fait apparaître une bonne corrélation entre la simulation et la mesure. Le niveau d'adaptation est dégradé de 2 dB, ce qui peut être attribué aux tolérances de fabrication mais aussi à la sensibilité de l'alignement entre les tiges DGGW et les clous GGW. Les pertes d'insertion additionnelles (+0.04 dB) sont liées au niveau d'adaptation légèrement dégradé et à l'état de surface des différentes pièces du filtre qui dégrade la conductivité équivalente, qui a probablement été légèrement surévaluée en simulation.

La figure 90 permet aussi d'identifier des modes parasites vers les limites supérieures de la bande de fonctionnement, qui ne sont pas vus dans la simulation. Ces modes parasites peuvent s'expliquer par un contrôle insuffisant des gaps d'air et position des tiges mobiles. Sachant que la valeur visée du gap d'air est égale à 0.5mm de chaque côté, une erreur de fabrication peut placer les tiges mobiles plus proches d'un côté ou de l'autre. Cela perturbe l'efficacité du mur électromagnétique virtuel. Ce phénomène sera plus détaillé dans la section « III.2.3.3 ».

Ces résultats (tableau 11) restent cependant très cohérents avec nos simulations initiales et permettent de poursuivre ce travail.



### III.2.3.2. Configuration résonateur accordable à haut facteur de qualité.

Dans une seconde partie, nous avons mis la configuration cavité accordable à l'épreuve pour consolider les résultats trouvés dans le chapitre 2. Le but était d'élargir la bande d'accord vers les hautes fréquences (proches de 12 GHz), mais aussi d'améliorer le facteur de qualité avec une faible fluctuation entre les différentes fréquences centrales.

Comme il est présenté dans la fig. 91a et afin de réaliser cette fonction, nous avons gardé l'alignement des trois premières tiges DGGW de chaque côté. Nous avons agi sur les trois tiges DGGW centrales. Comme vu au chapitre 2, la tige centrale permet de contrôler la fréquence de résonance, et les deux tiges règlent les couplages d'entrée-sortie, liés au facteur de qualité extérieur.

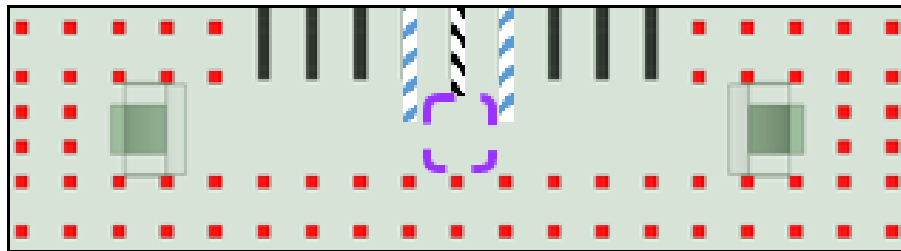
Le facteur de qualité à vide  $Q_0$  est un paramètre fondamental d'un résonateur, tout autant que sa fréquence centrale. Nous précisons maintenant la technique employée pour extraire ce paramètre de la mesure.

La modélisation du résonateur permet d'exprimer la relation suivante :

$$Q_0 = \frac{Q_l}{1 - |S_{21}|_{lin}} = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} * \frac{1}{1 - |S_{21}|_{lin}} \quad 9$$

Où  $Q_0$  est le facteur de qualité à vide,  $Q_l$  est facteur de qualité en charge,  $|S_{21}|_{lin}$  est l'amplitude de S21 en linéaire à la fréquence de résonance  $f_0$  et  $\Delta f_{-3dB}$  est à la bande passante à -3 dB. Dans le cas où le résonateur est faiblement couplé ( $|S_{21}| < -20$  dB), nous pouvons considérer :

$$Q_0 = Q_{l-20dB} = \frac{f_{0-20dB}}{\Delta f_{-3dB}} \quad 10$$



(a)

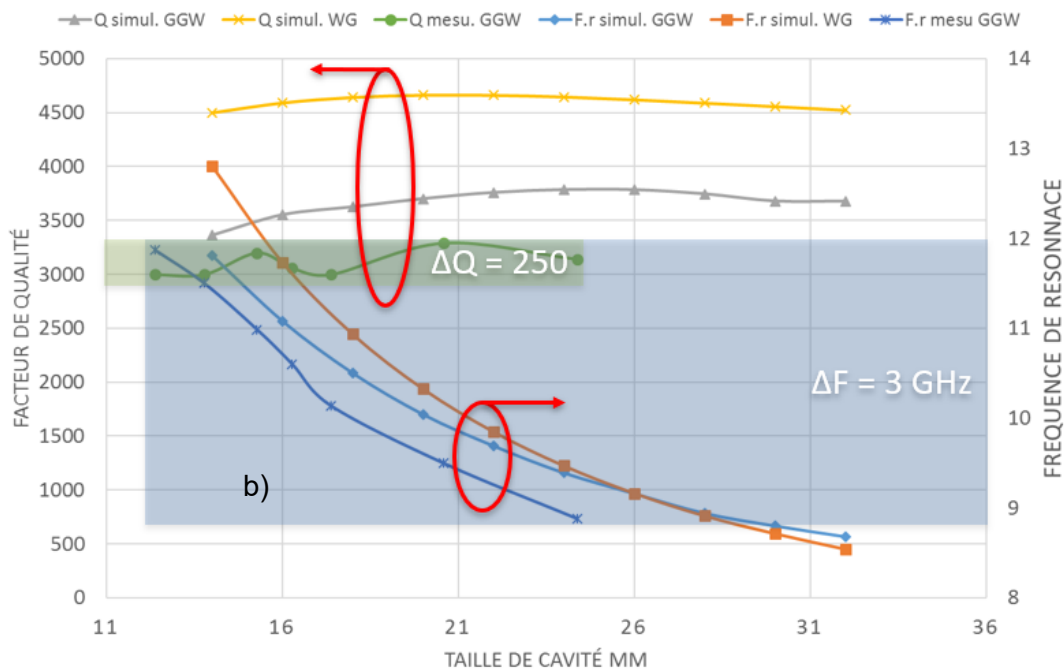


Figure 91 : a) configuration cavité résonante, b) mesures (avec P. V1)

La figure 91b présente les résultats des mesures en comparaison avec la simulation. La taille de la cavité est liée à sa largeur dans la direction X (fig. 91a) entre 2 clous d'extrémité. Nous comparons en même temps ces résultats à ceux obtenus pour la simulation d'une cavité métallique classique (simul. WG).

Le graphique ci-dessus montre une plage de variation fréquentielle de 3.1 GHz, à comparer aux 2.5 GHz obtenus en utilisant le premier prototype en impression 3D et aux 3.3 GHz obtenus en simulation dans chapitre 2 (fig.77 et fig.81b).

Tableau 12 : comparaison des résonateurs GGW

	Balayage fréquentiel [GHz]	Facteur de qualité moyen $Q_0$	$\Delta Q_0$
Mesure PF. V1.0	3.1 (de 8.5 @ 11.6)	3100	$\pm 250$ (8%)
Mesure prototype de test	2.53 (de 8.2 à 10.73)	675	$\pm 175$ (26%)
Simulation cavité GGW en oscillations forcées	3.3 (de 8.4 à 11.7)	3600	$\pm 200$ (5%)
Simulation cavité métallique en oscillations libres	4.5 (de 8.4 à 13 GHz)	4600	$\pm 100$ (2.6%)

Une première indication que le tableau ci-dessus nous donne est la nette amélioration entre les prototypes des filtres accordables des chapitres 2 et 3. Il est clair que les modifications mécaniques et électromagnétiques apportées nous ont permis d'élargir la zone d'accord fréquentielle et la valeur du facteur de qualité moyen. L'augmentation des zones de coulissage pour les tiges DGGW a permis d'atteindre des fréquences plus élevées (11.6 GHz au lieu de 10.73 GHz). Quant à l'utilisation de l'aluminium, il permet d'augmenter le facteur de

qualité, qui est passé de 675 à 3100. La fluctuation de valeur de  $Q_0$  s'est réduite aussi, en lien avec l'homogénéité de l'état de surface sur le prototype PF. V1.0.

En comparant la mesure du prototype PF. V1.0 et la simulation, la légère dégradation de  $Q_0$  est due aux pertes additionnelles mentionnées dans la section configuration guide d'onde « III.2.3.1 ». Ces imperfections augmentent aussi la fluctuation de la valeur moyenne du facteur de qualité (8% au lieu de 5%).

Le graphique ci-dessus (fig. 91b) montre aussi qu'à dimension de cavité GWW identique, la valeur de fréquence de résonance en mesure est souvent plus petite (de 200 à 300 MHz). Ceci est dû principalement à des erreurs de prélèvement des dimensions des cavités GWW (DGGW) pendant la mesure mais aussi aux faits que les valeurs de simulation de la fréquence de résonance sont prélevées à partir d'une oscillation libre tandis que les fréquences de résonance en mesures sont prélevées à partir d'un calcul en oscillations forcées. L'intégration des iris altère légèrement les valeurs de fréquence.

Si nous comparons ces résultats au cas idéal, là où une cavité métallique résonne en oscillations libres avec une conductivité similaire ( $\sigma=17S/m$ ) nous constatons un facteur de qualité  $Q_{0_{PF.V1.0}} = 67\% Q_{0_{cavité\ métallique}}$ , un accord fréquentiel  $\Delta f_{0_{PF.V1.0}} = 69\% \Delta f_{0_{cavité\ métallique}}$ .

Il faut noter que cette comparaison permet simplement d'évaluer l'efficacité du filtre accordable face à la situation idéale, les performances d'une cavité métallique se dégraderont en la rendant accordable.

Nous vérifions au final que le filtre accordable permet de réaliser deux fonctions distinctes (guide d'onde et cavité accordable) en maintenant un niveau de performances élevé mais aussi proche de la simulation. Ces résultats nous ont motivé à aller explorer les autres possibilités de filtrage multi pôles.

### III.2.3.3. Configuration filtre accordable multi pôles

Avant commencer cette partie, il faut mentionner que les évolutions apportées sur le filtre accordable (différentes versions décrites précédemment) ont été exploitées dans cette partie, elles étaient indispensables pour atteindre les performances obtenues.

Dans cette partie nous allons réaliser de fonctions de filtrage passe bande d'ordre deux, d'ordre trois et d'ordre quatre. Ensuite nous analyserons la possibilité de concevoir des filtres stop bande.

#### III.2.3.3.1. Filtre passe bande d'ordre 2

Comme le montre la fig. 92a, les deux premières tiges DGGW de chaque côté du filtre sont alignées avec les clous GWW standard. Les cinq tiges DGGW restantes sont agencées pour régler le filtre. La tige centrale remplit le rôle du couplage inter cavités. Les tiges 4 et 6 font varier la fréquence de résonance et les tiges 3 et 7 ajustent le couplage aux accès.

Dans ce test, nous avons maintenu une bande passante absolue constante et nous avons fait varier la fréquence centrale. Ce test nous permet d'identifier la bande fréquentielle sur laquelle un filtre passe-bande peut être conçu. Il est plus pertinent et exigeant qu'un test à bande relative constante, les niveaux des couplages étant alors moins impactés lorsque la fréquence centrale du filtre évolue.

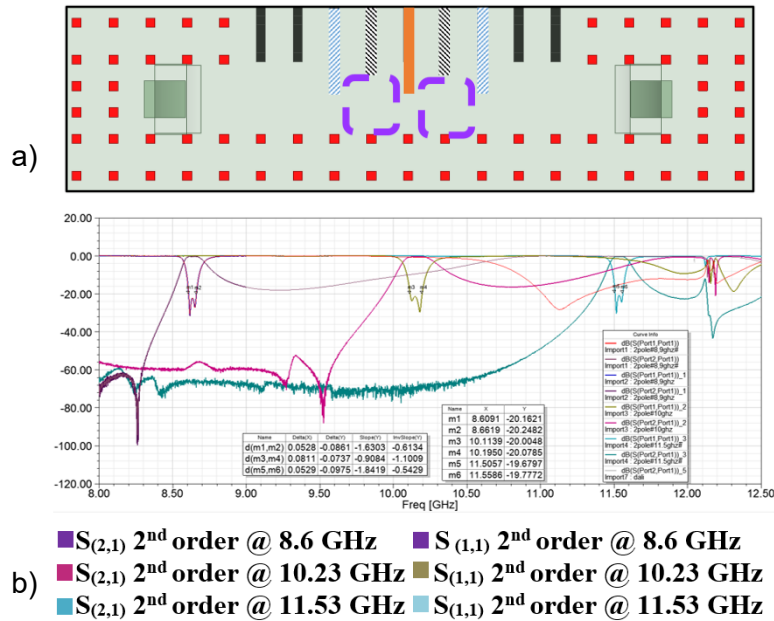


Figure 92 : a) configuration filtre accordable d'ordre 2, b) mesure (P. V1.1)

La fig. 92b montre les résultats des mesures du filtre d'ordre 2.

Trois mesures sont prélevées et présentées dans le tableau ci-dessous.

Tableau 13 : récapitulatif des mesures filtre d'ordre 2

Fréquence [GHz]	Bande passante (MHz)	Pertes d'insertion (dB)	Adaptation (dB)	Facteur de qualité équivalent
8.635	53	0.3	20	3100
10.18	65	0.34	20	2800
11.55	53	0.44	20	2800

Un premier filtre a été réglé, centré à 8.635 GHz, avec une bande passante de 53 MHz. Son niveau de pertes est inférieur à 0.3 dB. La deuxième réponse est centrée à 10.17 GHz avec une bande de 65 MHz, le niveau de pertes est alors inférieur à 0.34 dB. La dernière réponse est une translation fréquentielle de 2.9 GHz de la première (à même bande passante). Il reste à noter une légère augmentation des pertes d'insertion avec l'augmentation de la fréquence centrale, ce qui est attendu (les pertes d'insertion augmentent lorsque la bande passante relative diminue). Les réponses sont adaptées, a minima à 20 dB.

Il faut préciser qu'il n'a pas été aisé d'optimiser les réponses de ces filtres. Comme nous le constatons, la deuxième réponse ne respecte pas la même bande passante que les deux autres. Le jeu mécanique a un impact très important sur les niveaux de couplage. Il entraîne une variation du gap d'air des tiges DGGW, qui perturbe fortement le réglage, et ne permet pas d'atteindre rigoureusement les objectifs fixés. Une optimisation dure entre 2 et 3 heures pour un filtre d'ordre deux. Cet impact du jeu mécanique sur la qualité des mesures sera montré plus clairement dans la section suivante.

Revenons aux résultats présentés sur la figure 92b. Cette dernière traduit une faible réjection en haut de bande pour les filtres centrés à 8.5 GHz et à 10 GHz. Une première raison tient à

la bande passante relative qui augmente lorsque la fréquence centrale diminue, ce qui entraîne une diminution de la sélectivité. Mais cette règle commune à tous les filtres à résonateurs couplés n'est pas la principale origine de cette détérioration. Les tiges DGGW pénètrent moins fortement au sein du filtre lorsque la fréquence diminue. En effet, la bande relative augmentant, les couplages augmentent, les iris sont plus ouvertes. Par conséquent, la fréquence de coupure de la portion de guide d'onde formé par ces iris diminue, le guide d'onde devient propageant en haut de la bande d'accord, d'où la remontée du coefficient de transmission à 0 dB à 11GHz pour la réponse du filtre centré sur la fréquence la plus basse par exemple.

Afin de simplifier et d'accélérer la phase de mesure, nous avons opté pour l'utilisation d'un robot régleur (fig. 93a) conçu au sein de l'équipe MACAO à Xlim dans le cadre des travaux de thèse de Oualid Ourya [85]. Le banc de mesure comprend :

- Le filtre accordable (PF. V1.1, PF. V1.2 et PF. V1.3)
- Neuf moteurs phidget pas à pas
- Neuf contrôleurs phidget
- Un support métallique

Les moteurs et contrôleurs sont connectés en paire à l'ordinateur qui va piloter leur déplacement via un code Matlab. Les cartes contrôleurs sont alimentées par une source de tension continue 12V. Les moteurs sont attachés aux vis de réglage par des cardons, qui permettent une transmission permanente du mouvement indépendamment de l'axe de rotation du moteur. Le prototype de filtre accordable est solidaire du support métallique.

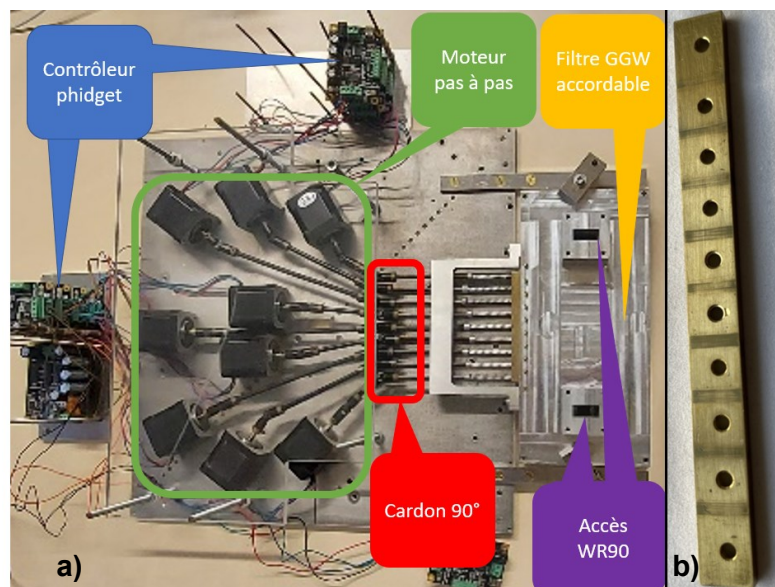


Figure 93 : a) robot régleur, b) plaque métallique de guidage après usage

Durant les premiers tests, nous nous sommes rendu compte que l'automatisation de l'accordabilité était difficile à réaliser, du fait de la faible répétabilité des mesures. En effet, le mouvement en rotation des tiges filetées perturbe le glissement des tiges DGGW dans l'axe dans lequel il doit s'opérer (X sur la figure 94), des mouvements latéraux se superposant à la direction de glissement des tiges (dans les axes Y et l'axe Z de la figure 94).

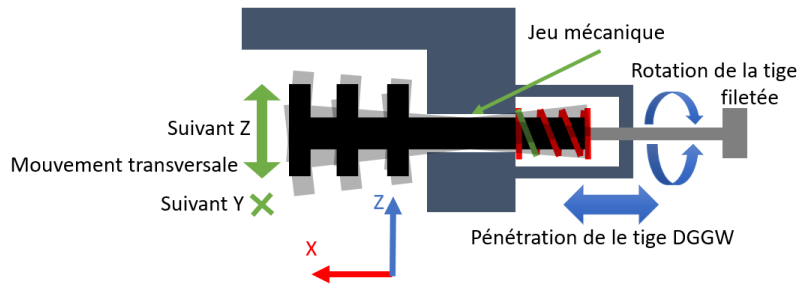


Figure 94 : Effet de la rotation de tige filetée sur le glissement des tiges DGGW

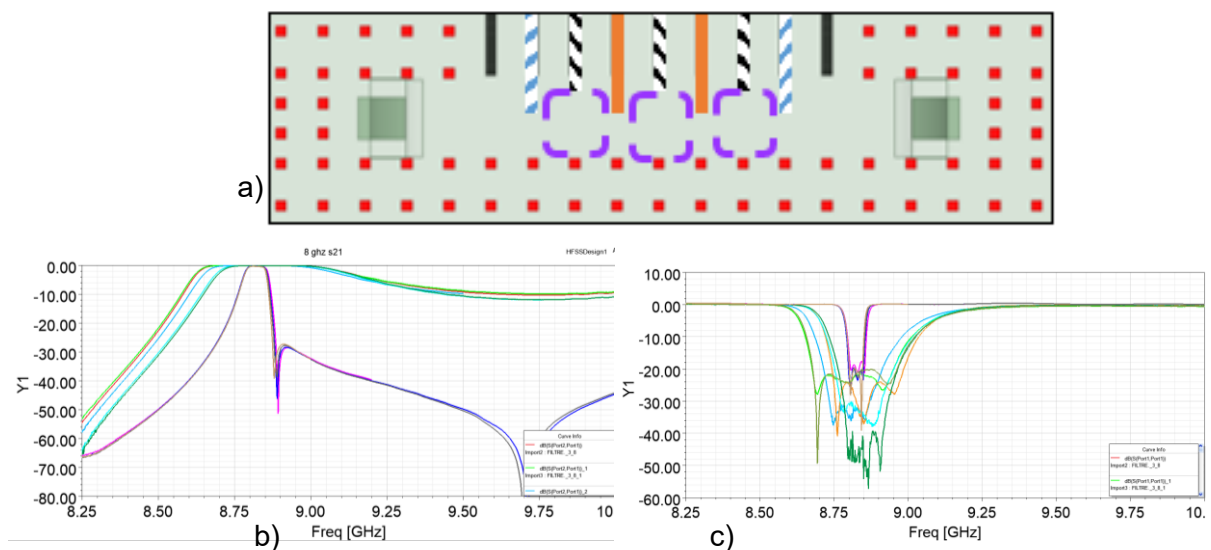
Ces perturbations transversales ont été accentuées par le fait que les pièces en laiton se sont progressivement érodées par le glissement des tiges DGGW. Nous montrons sur la fig. 93b la plaque métallique de guidage comportant ces traces d'usures à l'endroit où sont positionnées les tiges. Ces tiges sont fabriquées en aluminium, matériau plus dur que le laiton, ce qui renforce cette dégradation. Nous avons ainsi rencontré des difficultés à réaliser des fonctions de filtrage d'ordre supérieur à deux. En fait, ce phénomène intervient de manière prédominante sur les tiges DGGW qui règlent les coefficients de couplage. Durant les ajustements mécaniques (avec ou sans le robot régleur), des modes parasites apparaissent dans la bande de fonctionnement, et altèrent les réponses fréquentielles des filtres.

A cause de ces problèmes, la durée d'une optimisation devient plus aléatoire, et passe à 4h au moyenne (voir plus à 11.6 GHz).

Nous discuterons dans la conclusion du chapitre des techniques de fabrication et assemblage à envisager afin de réduire ces phénomènes.

### III.2.3.3.2. Filtres passe bande accordable d'ordres 3 et 4

Pour réaliser un filtre d'ordre 3, nous gardons les tiges DGGW d'extrémité alignées avec les clous GGW et nous agissons sur les 7 tiges centrales. De manière similaire au filtre à deux pôles, trois tiges DGGW agissent pour accorder les fréquences de résonance des 3 résonateurs, deux tiges sont utilisées pour régler les couplages inter cavités. Les 2 tiges mobiles d'extrémité accordent le couplage au accès (Voir fig. 95a). Plusieurs mesures sont réalisées et présentées dans les figures 95b à 95g, pour différentes fréquences centrales et des bandes passantes variables.



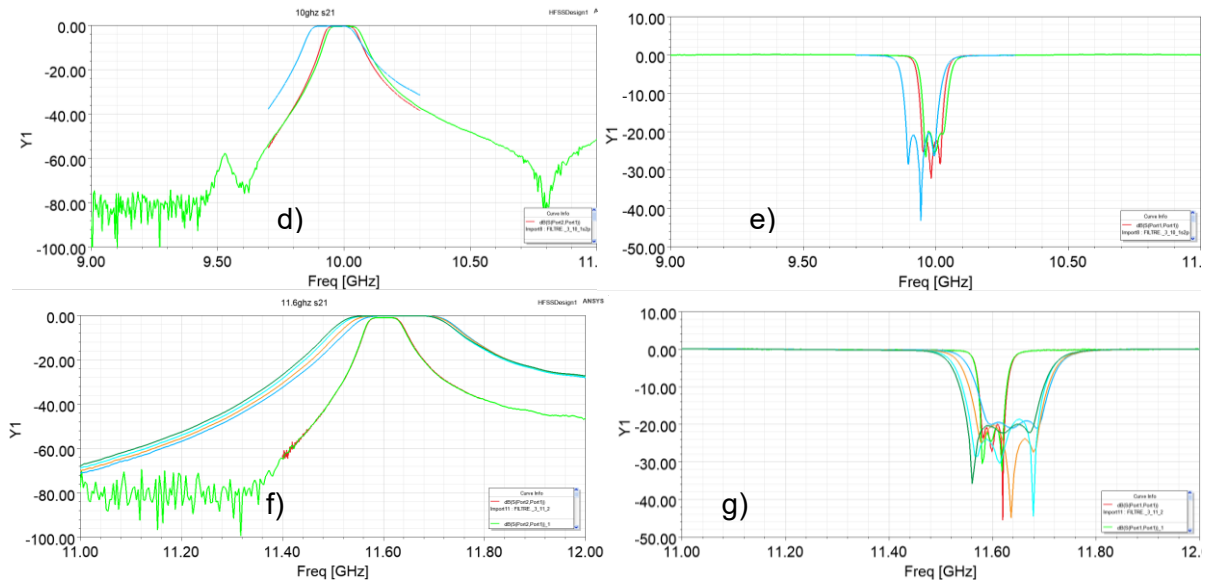


Figure 95 : a) configuration filtre accordable d'ordre 3, mesure des paramètres S (P. V1.3), b) S21 à faible fréquence (8.8GHz), c) S11 à faible fréquence (8.8GHz), d) S21 à fréquence médiane (10 GHz), e) S11 à fréquence (10 GHz), f) S21 à haute fréquence (11.6GHz), g) S11 à haute fréquence (11.6GHz)

Ces graphiques présentant les résultats des mesures des filtres accordables d'ordre 3 montrent une adaptation supérieure à 19.7 dB sur tous les cas. Pour les mesures en bas de bande de fréquence (autour de 8.8 GHz), la bande passante varie de 45MHz à 8.82 GHz, avec 0.37dB de pertes, à 285 MHz à 8.85GHz avec 0.19 dB de pertes. Nous retrouvons la caractéristique relevée pour le filtre 2 pôles, le filtre centré aux basses fréquences centrales possède une faible rejection en haut de bande passante du guide.

L'analyse de la réponse à faible fréquence centrale et à faible bande passante (8.82 GHz, 45 MHz) montre qu'un zéro de transmission apparait à la limite supérieure de la bande passante. Cette propriété intéressante s'explique par la pénétration des tiges DGGW dans le prototype. Nous nous rappelons qu'à forte pénétration P (+12 mm), un couplage négatif apparait, à l'origine de ce zéro de transmission, qui s'éloigne vers les hautes fréquences lorsque la bande passante augmente.

Le tableau ci-dessous synthétise tous les résultats de mesures présentées dans le graphique de la figure 95.

Tableau 14 : récapitulatif des mesure filtre trois pôles

Réponse	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante (MHz)	Bande (%)	Pertes (dB)	Facteur de qualité équivalent
1	8,74	202	2,31	0,19	2700
2	8,81	198	2,25	0,195	2800
3	8,82	45	0,5	0,42	3100
4	8,82	0,51	0,57	0,37	3200

5	8,85	200	2,26	0,19	2900
6	8,85	285	3,2	0,17	2500
7	8,87	241	2,71	0,18	2500
8	9,94	76	0,76	0,47	3200
9	9,95	115	1,15	0,32	3200
10	9,99	77	0,77	0,47	3200
11	11,6	45	0,39	1,05	3000
12	11,61	126	1,08	0,24	3200
13	11,62	120	1,03	0,26	3200
14	11,62	132	1,13	0,2	3200

Pour les filtres centrés en haut de bande passante du guide (à 10 GHz et à 11.6 GHz), il est clair que nous n'avons pas réussi à avoir une grande plage d'accord de la bande passante.

En effet, l'impact des perturbations transversales que nous avons évoquées précédemment s'accroissent vers les hautes fréquences. La pénétration des tiges plus importantes pour atteindre des réponses fréquentielles en haut de bande conduit à une augmentation le bras de levier des tiges DGGW glissantes au sein du filtre accordable. Par conséquent la variation du gap d'air autour de sa dimension nominale augmente plus fortement dans ce domaine de fréquences centrales. Néanmoins, nous sommes parvenus à couvrir des domaines de variation en bande passante importants, représentatifs de la capacité du prototype proposé.

Deux réponses à 9.95 GHz et 9.99 GHz, avec des bandes passantes de respectivement 115 MHz et 77 MHz sont présentées dans ce tableau. Le niveau de pertes varie de 0.32 dB à 0.47 dB. Pour les réponses autour de 11.6 GHz, la bande passante varie de 45 MHz à 132 MHz pour des pertes d'insertion inférieures à 1.05 dB et 0.2 dB respectivement.

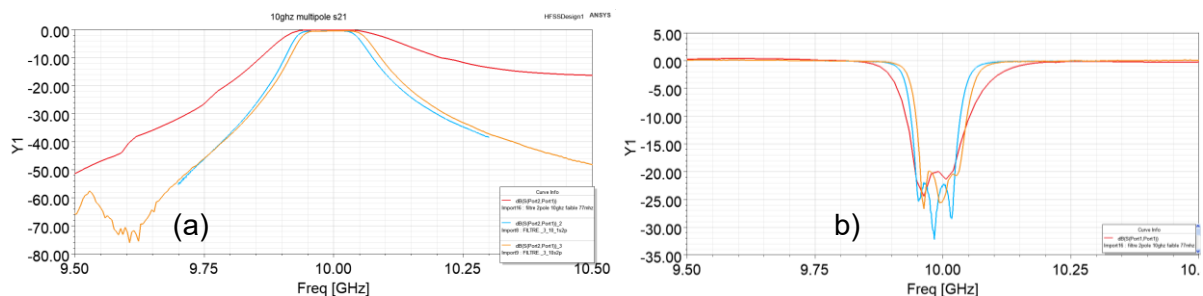


Figure 96 mesure des paramètres S de l'accordabilité de l'ordre du filtre (2 et 3) à 10 GHz, a) S21, b) S11

La figure ci-dessus (fig. 96) présente la possibilité d'accordabilité de l'ordre du filtre. Nous avons ici deux réponses à iso fréquence (9.99 GHz  $\pm$  1 MHz) et iso bande (77MHz  $\pm$  0.5 MHz). Les deux réponses sont adaptées à 20 dB. Ces figures montrent clairement l'effet de



l'ordre du filtre sur la sélectivité et sur la rejection au-delà de la bande passante. En revanche, des pertes supplémentaires apparaissent pour le filtre d'ordre trois. Ces évolutions sont attendues et conformes à la théorie pour ce type de filtre (Tchebychev).

La figure 97 suivante synthétise l'ensemble des mesures effectuées, et évalue les potentialités d'accord du filtre. Cet abaque intègre tous les tests réalisés pour les filtres d'ordre 2,3 et 4. Quelques points de cet abaque n'ont pas été présentés auparavant car le niveau d'adaptation n'a pas atteint l'objectif de 20 dB.

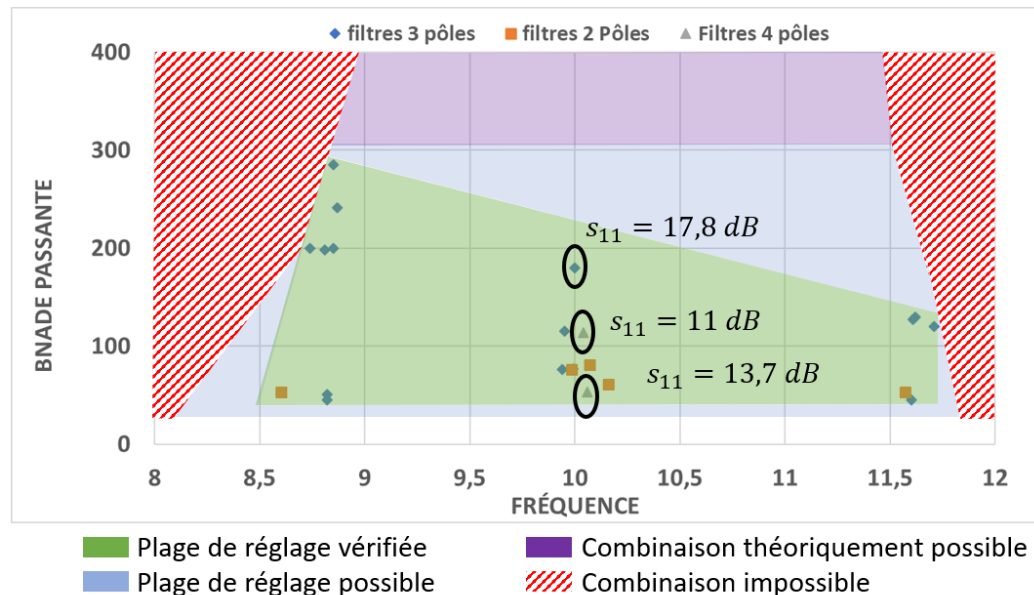


Figure 97 : abaque synthétique des potentialités du filtre accordable

L'abaque est divisé sur quatre zones. La zone verte correspond aux combinaisons vérifiées par la mesure pour des filtres 2, 3 et 4 pôles (sauf points encadrés dus à la faible adaptation).

La zone bleue délimite les combinaisons [fréquence centrale bande passante] que nous sommes capables de faire. Une part de ces combinaisons nécessiterait cependant un réglage plus fin, avec des pas de vis plus faibles et un jeu mécanique nettement moins important.

La zone violette correspond aux combinaisons qui sont possibles théoriquement, sur la base d'un dispositif aux dimensions adaptées (plage de variation des tiges en particulier). Nous estimons être capables de réaliser ces combinaisons sur la base de la décorrélation entre technologie GGW et filtres hyperfréquences : la seule condition est que la bande passante du filtre se situe dans la bande interdite du lit de clous.

La zone rouge hachée montre les domaines impossibles à couvrir par ce filtre. Cette zone sera décrite en deux parties, la limite aux basses fréquences et la limite aux hautes fréquences.

Aux hautes fréquences, nous sommes limités par deux paramètres, la bande interdite du GGW, et la largeur possible de la bande passante, qui peut dépasser alors la bande fonctionnement de la transition WR90-GGW.

Aux basses fréquences, nous sommes limités par trois paramètres. De manière similaire à la limite aux hautes fréquences, deux de ces paramètres sont la largeur de bande interdite et le passage au-delà la bande fonctionnement de la transition WR90-GGW. Le troisième paramètre déjà discuté est la faible rejection que notre prototype aurait en haut de bande du guide (les iris deviennent propagatifs).

Nous avons souhaité effectuer des mesures pour un filtre d'ordre quatre, mais le jeu mécanique nous a empêché d'atteindre le niveau d'adaptation souhaité. Deux mesures sont présentées sur l'abaque avec des niveau d'adaptation supérieurs à 14 dB.

Tableau 15 : comparaison des résultats avec l'état de l'art sur les filtres accordables

Références	Ordre	Mode de résonance	Facteur de qualité Q	Balayage fréquentiel [GHz (%)]	Bande passante [MHz (%)]	Facteur de mérite FM	Facteur de mérite avec $Q : FM_{mod}$
Driven plates [86]	5	TE113	11.200	25.55-26.45 (3.5)	30 (0.12)	20	--
Compressible bellows [87]	4		8.000	11.73-12.19 (3.8)	160 (1.34)	2.875	--
Driven plates (for both sides) [88]	2	TM110	11.000	11.125-11.275 (1.3)	26-52 (0.23-0.46)	57.7	15
Driven plates, pseudofilters, and Solator [89]	2x2	TE211	17.000	19.82-20.06 (1.2)	50-200 (0.25-1)	4.8	62
Driven plates [90]	4	TE011	9.000	11.95-12.15 (1.7)	30	6.67	--
Driven plates, pseudofilters, and Solator [91]	2x6	TE011	15.500-16.000	19.7-20.2 (2.5)	40-160	12.5	118
Metallic insert [92]	5	TE101	3.000	14.8-16.2 (9.0)	300	4.67	--
Driven plates and nonresonant nodes [93] & [94]	4	TE011	6.000-7.000	19.9-20.4 (2.5)	36-72	13.9	15
Tuning screws [95]	4	TE113	19.000	17.55-17.65 (0.5)	36-51	2.5	5
Tuning screws [95]	4	TE103	4.000	17.05-18.15 (6.25)	36-69	15.2	24

Sapphire tuning screws [96]	5	103	5.000	25.5-26.5 (3.8)	100	10	--
Driven plate and movable iris [97]	3	TM010	1.000	11.1-12.5 (11.9)	120-1.350	11.67	129
Dielectric inserts [98]	3	TM110	1.500- 2.300	9.915- 12.189 (20.6)	516	4.4	--
Dielectric inserts [99]	4	TE311	2.600- 3.100	19.36— 19.7 (1.74)	180	1.8	--
Dielectric inserts [100]	4	TE101	2.200	12.43- 12.84 (3.24)	200	2.9	--
Comblines and dielectrics [101]	5	TM010	2.000- 2.500	1.81-2.17 (1.81)	25	14.4	--
Ce travail	2 et 3	TE101	2500/3.2 00	8.74-11.62 (15)	45-285 (1.56- 9.87)	64	439

Dans le tableau ci-dessus nous comparons nos résultats de mesures avec ceux issus de la littérature dans les dernières 20 années. Etant donné qu'à notre connaissance des filtres accordables en GGW ne sont pas référencés à ce jour, nous allons comparer notre technologie aux techniques employées dans les guides d'onde standard pour les accorder en fréquence centrale et/ou en bande passante. Pour comparer les performances des différents filtres, un facteur de mérite FM a été proposé dans [95] et dans [102] :

$$FM = \frac{f_{0max} - f_{0min}}{BW} * 1000 \quad 11$$

$f_{0max}$  et  $f_{0min}$  délimitent la plage de balayage fréquentiel possible et BW est la bande passante la plus faible possible atteignable par le filtre. Ce facteur de mérite permet de comparer l'efficacité des filtres accordables en fréquence, mais sans intégrer les variations permises de bande passante et sans référence au facteur de qualité à vide équivalent des résonateurs composant le filtre. Ce dernier dépend de la qualité de surface, du niveau de la conductivité des métaux utilisés, et également du mode résonant. Ces paramètres ne sont pas directement liés à l'accordabilité des filtres. Cependant, les systèmes d'accord génèrent bien souvent des pertes nettement supérieures aux solutions fixes réalisées dans une même technologie, du fait par exemple d'un mauvais contrôle des pertes par rayonnement.

Ce tableau montre une bonne stabilité des facteurs de qualité pour toutes les références, mais dans des plages d'accord réduites, et il est possible que ce ne soit pas le cas au-delà (ex : [95] et [101]).

Par comparaison aux autres travaux sur la base de ce facteur de mérite, nous constatons que notre dispositif présente une large plage d'accord fréquentielle (15%), avec une bande passante relative faible (45MHz). Cela nous conduit à un facteur de mérite de 64 qui est plus que le double de la meilleure valeur au tableau [104]. De plus, notre structure permet de changer l'ordre du filtre, ce qui est une innovation dans notre domaine.

Etant donné que le premier facteur de mérite met en évidence l'agilité d'un filtre et ne prend pas en considération son facteur de qualité, nous proposons dans ce travail une autre définition pour le facteur de mérite, en intégrant les variations de bande relative accessible, et le niveau du facteur de qualité. Ce facteur est défini par :

$$FM_{mod} = \frac{100 * (f_{c_{max}} - f_{c_{min}})}{f_{c_{min}}} \times \frac{(BP_{max} - BP_{min})}{BP_{min}} \times Q_{0_{min}} / 1000 \quad 12$$

Où  $FM_{mod}$  est la nouvelle expression du facteur de mérite,  $f_{c_{max}}$  est la fréquence de résonance maximale possible,  $f_{c_{min}}$  est la fréquence de résonance minimale,  $BP_{max}$  la bande passante maximale réalisable,  $BP_{min}$  la bande passante minimale réalisable et  $Q_{0_{min}}$  est la valeur minimale du facteur de qualité à vide dans toute la bande d'accord.

Tout en étant pénalisée par le niveau du facteur de qualité, notre réalisation conserve un facteur de mérite au-dessus des autres références, par son agilité en fréquence centrale et en bande passante.

La capacité de ce filtre accordable à se transformer en nombre de pôles, en fréquence centrale, en bande passante, donne à grande souplesse au concepteur pour réaliser différentes fonctions de filtrage. Le non contact entre les tiges DGGW mobiles et les plaques métalliques qui les entourent élimine les problèmes de fuite qui peuvent être handicapants sur la largeur de la bande d'accord (ex : [86], [88] et [90]). La forme GGW elle-même génère un niveau de pertes très faible. Par contre, la technologie Groove Gap employée est encombrante par rapport à d'autres solutions proposées.

### III.2.3.3.3. Filtre Stop bande accordable

Durant nos tests sur ce prototype, nous avons mis en évidence de nouvelles fonctionnalités, alors que la procédure initiale de conception ne les adressait pas. Nous allons montrer la faisabilité de réaliser un déphaseur dans la section suivante, ce paragraphe adresse la réalisation d'un filtre stop-bande.

Un filtre stop bande d'ordre 3 est présenté sur la figure 98a. Il est obtenu en maintenant la première tige DGGW à chaque extrémité alignée avec les clous GGW, et en retirant les tiges centrales (en hachures noir et blanc) afin d'obtenir des sections de guide d'une largeur supérieure au guide GGW. Cette configuration peut être vue comme un filtre à nœuds non résonants couplés par les tiges DGGW qui les sépare (tiges en orange), ou comme un filtre à stubs.

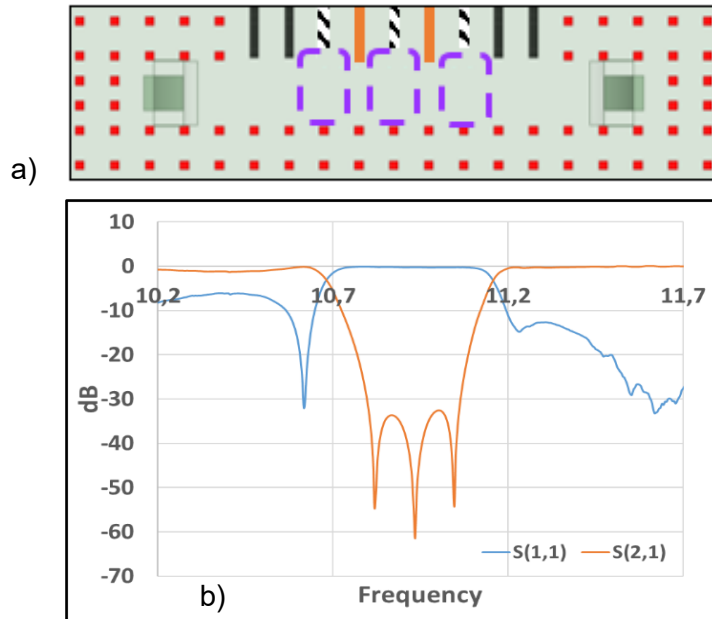


Figure 98 : a) filtre stop-bande, b) mesure paramètres S

Les mesures présentées sur la figure 98b montre un niveau d'isolation supérieur à 33dB sur une bande de 400 MHz centrée à 10.85 GHz. Une faible réjection est relevée en dehors de la bande passante. Le guide reste propageant entre les 2 accès dans toute la bande de fréquence, mais n'est pas parfaitement adapté. Conceptuellement, la topologie proposée permet de réaliser des fonctions stop bandes intégrant un nombre variable de pôles.

#### III.2.3.4. Configuration déphaseur accordable adapté à faible pertes

Nous montrons dans ce paragraphe comment le dispositif accordable peut être utilisé pour réaliser des fonctions de déphasage accordable. Dans la configuration en guide d'onde, il est possible de changer progressivement sa largeur, grâce au tiges DGGW qui peuvent avoir une valeur de pénétration qui change progressivement (en augmentant ou en diminuant) de la première tige DGGW jusqu'à la tige DGGW centrale (tige numéro 5). Nous conservons par ailleurs une symétrie du dispositif pour cette fonction. Deux possibilités sont présentées sur la figure 99.

Une possibilité consiste à augmenter la valeur de pénétration des tiges DGGW au sein du filtre accordable afin d'agir sur la largeur du guide, et par conséquent d'agir sur la constante de propagation  $\beta$  en l'augmentant. La seconde possibilité, quant à elle, consiste à réduire la valeur de pénétration des tiges DGGW de manière à ce que la largeur du guide équivalent dépasse la largeur du guide GGW. Cela permettra d'agir inversement sur  $\beta$  en la diminuant.

Nous exploitons l'expression suivante :

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad 13$$

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi f\sqrt{\mu\epsilon} \quad 14$$

Où  $\beta$  est la constante de propagation,  $k$  est nombre d'onde du matériau du guide d'onde,  $k_c$  est le nombre d'onde du coupure,  $m$  et  $n$  déterminent l'ordre du mode TE

propageant (ici  $n=1$  et  $m=0$ ) et  $a$  et  $b$  sont les dimensions géométriques équivalentes respectivement de la largeur et de la hauteur du guide d'onde.

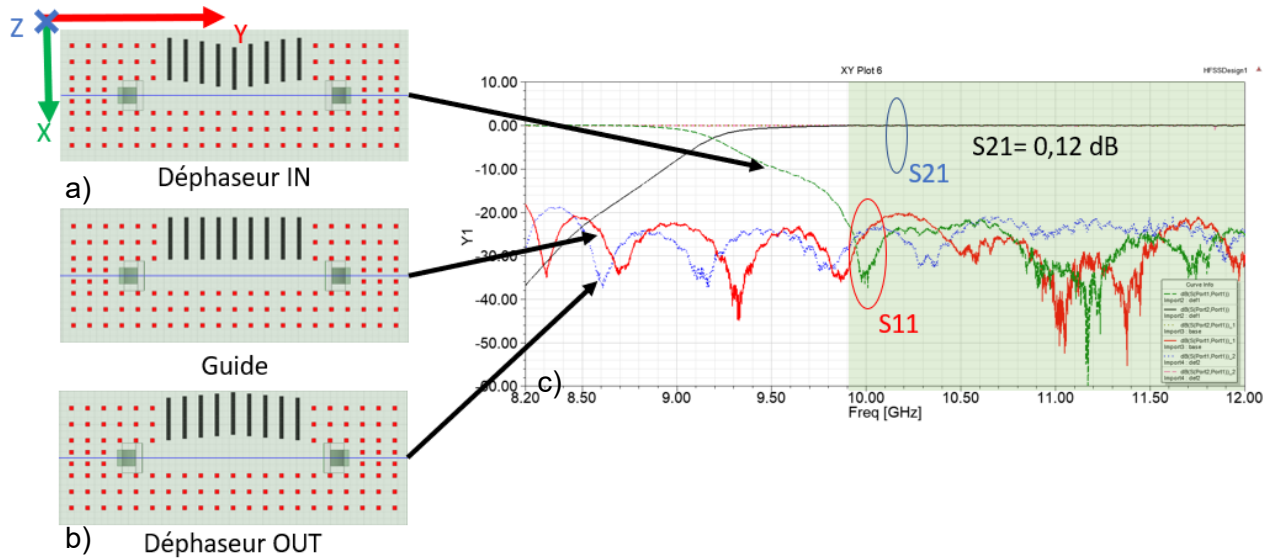


Figure 99 : a) déphaseur à phase positive, b) déphaseur à phase négative, c) mesure paramètres S

En agissant sur la largeur du guide  $a$ , on agit sur la valeur de  $\beta$  pour une fréquence donnée. Si  $a$  augmente,  $\beta$  diminue et par conséquent le déphasage augmente. Cela s'applique évidemment dans le sens inverse lorsque  $a$  diminue. Pour ce qui concerne l'effet de la fréquence  $f$ ,  $k$  est proportionnelle à  $f$ , donc quand  $f$  tend vers les hautes fréquences, la valeur du nombre d'onde augmente ce qui augmente la valeur de la constante de propagation  $\beta$ .

Dans le premier cas (déphaseur IN), l'augmentation de la pénétration des tiges augmente la fréquence de coupure du guide. Pour cette raison, nous avons fait le choix d'utiliser cette configuration sur la bande [10 GHz ... 12 GHz]. Nous avons maintenu un niveau d'adaptation supérieur à 20 dB dans cette bande et un niveau de pertes d'insertion inférieur à 0.12 dB. Dans le second cas (déphaseur OUT), nous avons maintenu également a minima à 20 dB d'adaptation sur toute la bande de fonctionnement [8.2 GHz ... 12 GHz]. Le niveau de pertes est similaire et reste inférieur à 0.12 dB. Il faut préciser qu'étant donné que le prototype utilisé n'a pas été conçu pour optimiser cette fonction, les tiges DGGW sont limitées dans leur mouvement, elles ne peuvent pas se retirer de plus de 9 mm par rapport au niveau du guide d'onde GGW.

Ceci est visible sur la figure 100c, le niveau de déphasage dans le cas out est nettement plus faible. Nous pourrions concevoir un dispositif présentant une excursion plus importante, mais il faut alors prendre en compte la modification de la bande interdite du matériau groove gap.

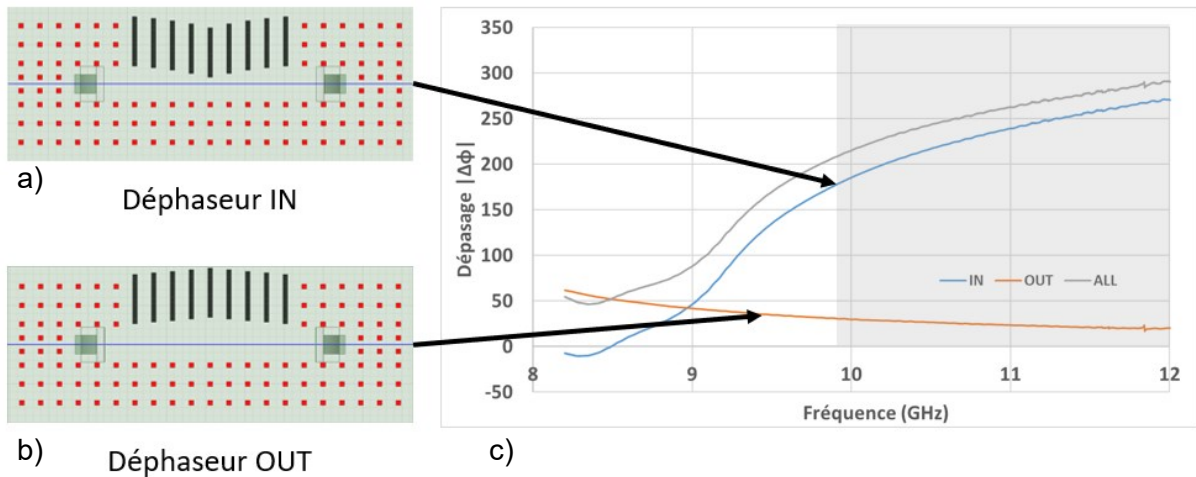


Figure 100 : a) déphaseur IN, b) déphaseur OUT, c) déphasage par rapport au guide d'onde GGW

Dans le cas déphaseur IN, une pénétration maximale de 10mm est appliquée à la tige DGGW centrale. Cela génère un déphasage  $|\Delta\phi|$  de  $180^\circ$  à 10 GHz ( $240^\circ$  à 11 GHz et  $270^\circ$  à 12 GHz). Pour le déphaseur OUT, un  $|\Delta\phi|$  de  $30^\circ$  a été enregistré à 10 GHz, avec une variation de  $15^\circ$  sur le reste de la bande de fonctionnement.

Le profil donné aux pénétrations des tiges latérales par rapport à la tige centrale conditionne en particulier l'adaptation du déphaseur. Nous pourrions nous donner d'autres spécifications pour l'optimisation du dispositif, par exemple un déphasage linéaire sur toute la bande de fréquence. L'accordabilité serait alors réduite.

En revenant sur la figure 99b, nous vérifions une adaptation de 20 dB sur le cas du déphaseur OUT avec un niveau de pertes d'insertion de 0.12 dB. Il est possible de considérer ce dernier comme le guide d'onde de référence, et de définir l'accordabilité maximale sur le déphasage comme la somme des deux déphasages IN +OUT (ex :  $210^\circ$  à 10 GHz, voir fig. 100b).

Dans le tableau ci-dessous nous comparons nos résultats avec d'autres déphaseurs à base de la technologie à gap (GGW et HGS)

Tableau 16 : comparaison des résultats avec l'état de l'art sur les déphaseurs accordable

Travail	Déphasage max ( $^\circ$ )	Pertes max (dB)	Adaptation min (dB)	Bande (GHz [GHz])	FoM (deg/dB)
Tunable GGW Phase Shifters [79]	550	0.5	15	14.35-15.75 [1.4]	1100
Tunable GGW Phase Shifters [79]	550	1.2	10	13.7-16.7 [3]	458
Tunable HGS phase shifter [103]	250	3	12	64-75 [11]	95-152
Tunable GGW Phase Shifters [104]	524	0.6	10	12-17 [5]	873

SW Tunable GGW Phase Shifters [105]	180	0.7	14	71-86 [15]	257
Ce travail	290	0.12	20	10-12 [2]	1500-2417

Le tableau 16 montre que la technologie à gap offre la possibilité d'un accord mécanique du déphasage, en évitant les fuites du champ par défaut de contact.

Un facteur de mérite FoM proposé dans [104] mesure quantitativement les performances des déphaseurs. Il est défini par :

$$FoM = \frac{|\Delta\varphi|_{max}}{IL_{max}} \quad 15$$

Où  $|\Delta\varphi|_{max}$  est la valeur absolue maximale de déphasage possible et  $IL_{max}$  représente les pertes d'insertion (insertion losses en anglais) maximales sur la bande de fréquence de fonctionnement.

Par comparaison à l'état de l'art, la réalisation proposée offre un plus faible déphasage (290° contre 550° au maximum). Cette limitation est liée à notre technique de déphasage qui consiste au changement de la valeur de la constante de propagation  $\beta$ . Dans [79], le déphasage s'obtient grâce à un changement de la longueur réelle du guide  $a$ , ce qui permet d'obtenir de fortes excursions et une platitude quasi-parfaite du déphasage sur la bande de fonctionnement. En contrepartie, l'utilisation des transitions SMA dans cette référence génère des pertes d'insertion plus élevées dû aux pertes du diélectrique ainsi qu'à la forte sensibilité des défauts de fabrication. Dans la référence [103], la technique de déphase est très similaire à la nôtre, mais les pertes sont plus importantes que celles que nous mesurons. La référence [105] montre un meilleur compromis déphasage-pertes.

Selon le tableau, nous obtenons le facteur de mérite le plus élevé (1500-2417), principalement du fait de faibles pertes d'insertion. Grâce à la transition WR90-GGW réalisée au chapitre 2 et aux faibles pertes induites par la forme GGW et DGGW, nous avons réussi à établir le niveau de pertes d'insertion le plus faible selon le tableau de comparaison.

Nous soulignons que nous avons fait le choix de conserver une adaptation de 20 dB sur la bande 10 GHz ... 12 GHz. Dans le cas où cette condition se limite à 10 dB, nous estimons avoir la capacité de doubler l'excursion maximale du déphasage.

Nous rappelons que ces mesures sont faites manuellement. Elles pourraient être améliorées dans le cas d'une automatisation. Les problèmes de jeu mécanique mentionnés dans la section filtre accordable d'ordre deux « III.2.3.3.1 » perturbent cependant significativement les optimisations.

### III.2.4. Conclusion

Dans cette première partie, notre travail consistait à rassembler les résultats trouvés dans le chapitre précédent (transition et cavité accordable), et de les faire évoluer pour réaliser des fonctions plus complexes avec un niveau de performance élevé.

Notre retour d'expérience du premier test sur la cavité accordable fabriquée en impression 3D en plastique nous a permis de résoudre une part des problèmes mécaniques,



tel que les limites mécaniques des tiges DGGW glissantes. Ces améliorations ont permis un balayage fréquentiel similaire à la simulation (3.1 GHz en mesure, 3.3 GHz en simulation). Leur robustesse grâce à l'utilisation de l'aluminium, et la procédure de fabrication et d'assemblage ont permis une meilleure tenue face aux mouvements mécaniques. Nous avons augmenté nos degrés de liberté d'accord en augmentant le nombre de tiges mobiles.

Des fonctions de filtrage accordable sont réalisées. Notre spectre d'accordabilité s'est étendu au-delà de la fréquence centrale et de la bande passante. Désormais, il est également possible de changer l'ordre du filtre grâce à la cohabitation des tiges DGGW et des clous GGW. Pour ce qui concerne la fonction du filtrage, une bande fréquentielle d'accord de 2.88 GHz a été mesurée avec une bande passante variable entre 45 MHz et 285 MHz. Un niveau de pertes faibles ne dépassant pas 1 dB dans les pires cas a été mesuré. Cette technique d'accordabilité est capable de lever des problèmes rencontrés avec les techniques d'accord classiques (perturbation électromagnétiques, plaque mobile etc.), en éliminant les problèmes de contact au niveau des pièces en mouvement.

En contrepartie les dimensions de notre prototype dépassent largement les dimensions des composants similaires, du fait de la nécessité du lit de clous pour le confinement du champ EM. La capacité de notre prototype à se métamorphoser a été montrée par la réalisation d'un déphaseur accordable. Un déphasage maximal de  $290^\circ$  à 12 GHz a été mesuré avec 0.12 dB de pertes (20 dB d'adaptation). La possibilité de réaliser un filtre Stop-bande est discutable vue les faibles performances obtenues en dehors de la bande rejetée. Comme nous l'avons expliqué, notre topologie de dispositif n'a pas été pensée initialement pour adresser une telle fonctionnalité.

Ce prototype possède encore des lacunes, spécifiquement des problèmes mécaniques qui dégradent la qualité des mesures et la rapidité à les effectuer. La résolution de ce problème est un des enjeux essentiels à relever dans la suite de nos travaux, présentés dans le paragraphe suivant.

### **III.3. GROOVE GAP, méta-composant, multifonction, multitâche, multi-accès**

Etant donné de performances obtenues dans la section filtre accordable « III.2 », nous avons voulu exploiter d'autres possibilités à plus de deux accès, ce qui fait le thème de cette section « III.3 ». Nous nous sommes basés sur le filtre accordable vu au début du chapitre actuel pour réaliser un composant à quatre accès que nous allons nommer par la suite GGWM (Groove gap méta-composant). Le but de ce nouveau dispositif est d'accéder à d'autres fonctionnalités tels que le routage, la division du signal, le duplexage, ou une combinaison de plusieurs de ces fonctions, en intégrant filtrage accordable et déphasage par exemple. Dans sa globalité, GGWM consiste à associer deux filtre GGW accordables, en intégrant un réseau de tiges DGGW entre ces fonctions (Voir fig. 101a).

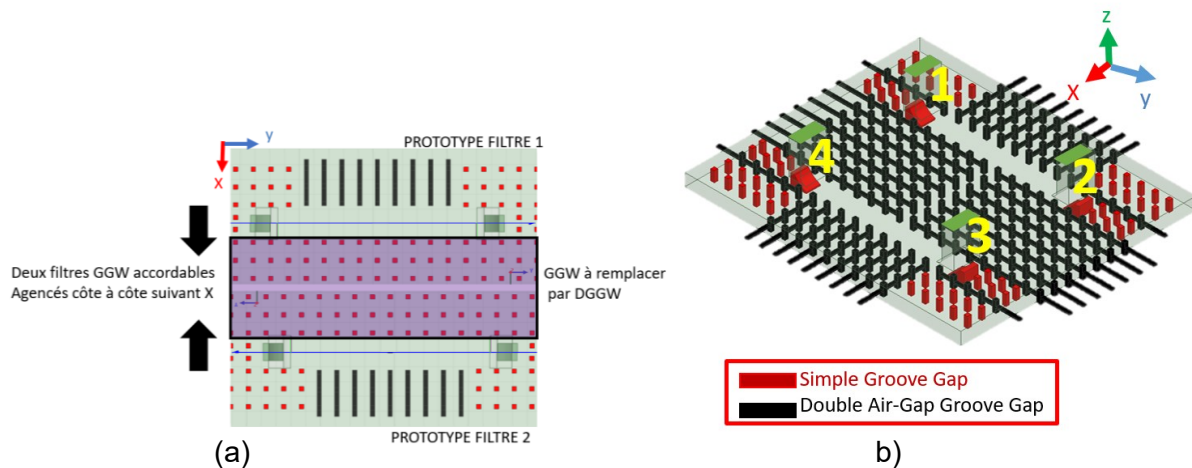


Figure 101 : a) idée derrière la conception du GGWM, b) forme générale du dispositif

La topologie du dispositif est décrite sur la figure 101b. Les clous GGW simples fixes sont en rouge et les tiges DGGW mobiles sont en noir. Nous avons conservé neuf tiges DGGW dites verticales (suivant l'axe Y) de manière similaire au filtre précédent, avec trois périodicités de clous à gap d'air pour bien confiner le champ. Deux réseaux de sept tiges (fig. 101c) DGGW dites horizontales (suivant l'axe X) sont situées entre les accès 1 et 2, et 3 et 4. Ce choix a été fait pour garder une bonne souplesse pour diversifier des fonctions que nous pourrions réaliser. Neuf périodicités de clous à gap d'air pour chacune de ces tiges mobiles ont été choisies pour permettre une large distance de translation de ces tiges DGGW suivant l'axe Y, pour conserver aux forts enfoncements une bonne isolation contre les fuites aux niveaux des ports d'accès. Ce phénomène sera mieux expliqué dans le paragraphe suivant.

Dans la suite de ce sous-chapitre, nous allons discuter des améliorations de nature électromagnétique effectuées durant nos tests en simulation. Par la suite, la conception du prototype sera détaillée avec des améliorations mécaniques apportées, pour répondre aux problèmes décrits dans la section du filtre accordable « III.2 ».

Au final, une campagne de mesures sera effectuée, dans laquelle nous allons montrer une part des multiples configurations que GGWM peut réaliser.

### III.3.1. Conception du prototype

La base de notre approche a été, comme il a été dit, une duplication du filtre accordable. Dans nos premiers tests, nous avons cherché à concevoir 2 guides isolés en parallèles, un entre les accès 1 et 2, l'autre entre les accès 3 et 4. Nous avons constaté un mode parasite à 10.35 GHz (fig. 102b). Notre première réflexion a été d'estimer qu'en approchant les tiges DGGW horizontales (suivant Y) du centre du dispositif, un espace vide (tiges lisses) se situe entre l'arrière de ces tiges et le mur métallique qui délimite la structure. Ce n'était en fait pas l'origine du problème. Ce phénomène n'apparaît pas pour des tiges DGGW contenant neuf périodicités de clous, comme montré dans l'annexe, dans laquelle figure une cartographie du champ E (avec un couplage entre accès, dit back splash).

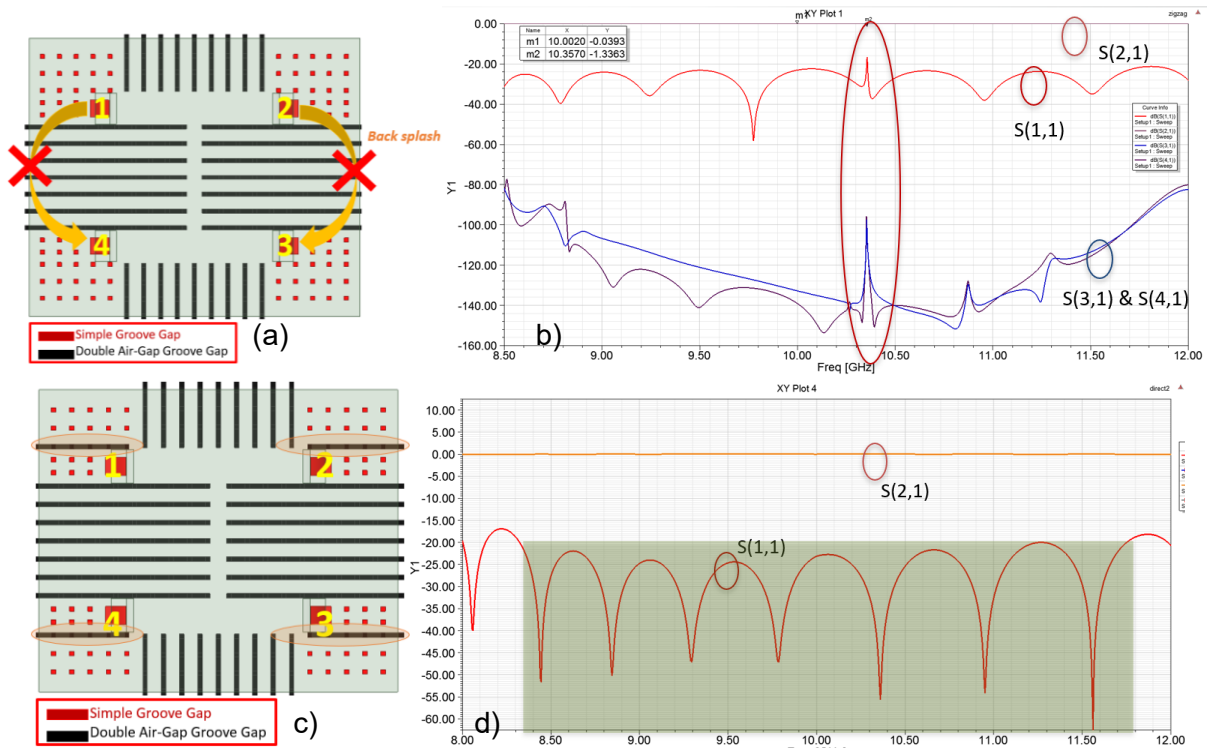


Figure 102 : a) GGWM sans symétrie aux accès, b) paramètres S correspondants (simulation), c) GGWM avec symétrie aux accès, d) paramètres S correspondants (simulation)

Après une campagne d'investigation, il a été déduit que la non symétrie au niveau des accès (au niveau de la transition WR90-GGW) perturbe la propagation du champ. En effet, sur les figures 102a et 103, la transition est délimitée par un mur GGW à un seul gap d'air d'un côté, et de l'autre côté par un mur DGGW avec un gap d'air des deux côtés. Cette non symétrie a créé une perturbation EM qui s'est traduit par un mode parasite, à la même fréquence aux quatre accès.

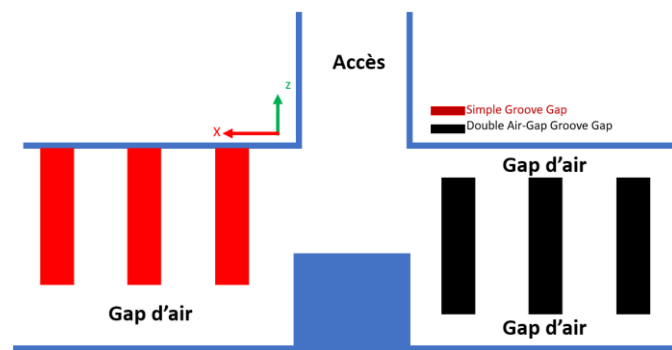


Figure 103 : schématique de la non symétrie au niveau de la transition

La figure 102c présente une alternative : nous avons remplacé le mur GGW par un autre DGGW pour établir la symétrie. Le résultat de simulation dans la figure 102d montre la disparition du mode indésirable.

L'étape suivante a été de valider en simulation la possibilité du routage, nous avons testé en ce sens les combinaisons suivantes :

- Cas 1 : de l'accès 1 vers l'accès 2
- Cas 2 : de l'accès 1 vers l'accès 3

- Cas 3 : de l'accès 1 vers l'accès 4

Dans chaque cas nous relevons le niveau d'adaptation sur l'accès 1, le niveau des pertes d'insertion sur la voie excitée et au final le niveau d'isolation sur les voies non excitées. Le cas 1 était le plus simple à traiter, en gardant une distance de 9 mm entre les tiges DGGW horizontales pour avoir une continuité du mur EM virtuel avec une période unique. Nous rappelons que la périodicité est de 12mm et que la section des tiges est 3 mm\*3 mm, ce qui explique cette distance de 9 mm. Quant aux tiges DGGW verticales, un alignement habituel avec les clous GGW fixe a été effectué. La configuration finale ressemble à la transition WR90-GGW réalisée dans le chapitre 2. Comme l'indique la figure 102d, le niveau d'adaptation est de 20 dB avec des pertes d'insertion autour de 0.05 dB dans la bande [8.3 GHz ...11.8 GHz].

Etant donné des dimensions du dispositif et le nombre de commandes mécaniques (36 tiges DGGW), ainsi que leur grande plage de translation, l'optimisation des autres configurations (cas 2 et 3) par des simulations aurait été très long. A titre d'exemple, une seule itération d'optimisation (une analyse) sur ANSYS-HFSS durait autour de 3 heures. Par l'expérience acquise sur les prototypes précédents, nous avons pris la décision de procéder à la fabrication et au réglage par la mesure.

### III.3.2. Prototypage et fabrication

Durant la fabrication, nous avons apporté des modifications à la conception mécanique afin de résoudre les problèmes récurrents sur le filtre accordable. Le jeu mécanique avait deux origines, les tolérances de fabrication et l'usure du matériau (frottement des tiges). L'expérience acquise sur le filtre nous a permis d'améliorer les tolérances d'assemblage. C'est en ce sens que nous avons essayé de réduire le nombre de pièces. La butée latérale et les rainures de glissement sont désormais réalisées en une seule pièce. Cette pièce est fabriquée en plastique afin de réduire le jeu mécanique. Les tiges DGGW glissent difficilement dans ce support plastique, et nous sommes conscients qu'elles vont user les rainures en plastique plus rapidement que celles en laiton., Mais nous avons fait ce choix vu le faible coût et la rapidité de fabrication (en interne, réparation ou changement en cas d'usure). Une plaque en laiton assure que les tiges restent dans leurs rainures. Pour assurer une fluidité du glissement, nous avons utilisé des ressorts à force de rappel plus élevées que ceux utilisés dans le filtre accordable (0.14N). Même avec la difficulté de glissement, ces ressorts permettent un mouvement uniforme et synchronisé pour l'ensemble de tiges filetées. Ces tiges sont en laiton pour un mouvement plus fluide durant la rotation d'entraînement des moteurs. Un support en aluminium est attaché sur la butée en plastique pour guider les tiges filetées. Les tiges DGGW sont fabriquées en aluminium, en raison du niveau de conductivité et de la qualité de l'état de surface qu'il permet. L'électroérosion à fils a été utilisée pour usiner ces tiges, sur la base d'une plaque de 3mm d'épaisseur (fig. 104f). La longueur des tiges, surtout les tiges DGGW horizontales, et leur fragilité ne permet par l'emploi d'un usinage classique. La figure 104 b et la figure 104c montrent un sous-système amovible qui contient les parties mobiles de notre prototype (fig. 104d). Cela facilitera la réparation en cas de besoin.

Pour le reste du prototype, la nouvelle plaque inférieure est fabriquée en usinage classique CNC dans un même bloc d'aluminium, intégrant les rampes de transition (fig. 104g). Similairement, le corps principal contient les clous GGW fixes ainsi que les transitions verticales en guide WR90. Nous avons réduit de 1 cm la longueur des portions des guides d'onde WR90 d'accès afin de réduire plus encore les pertes d'insertion, tout en évitant la présence de modes supérieurs à l'accès de mesure.

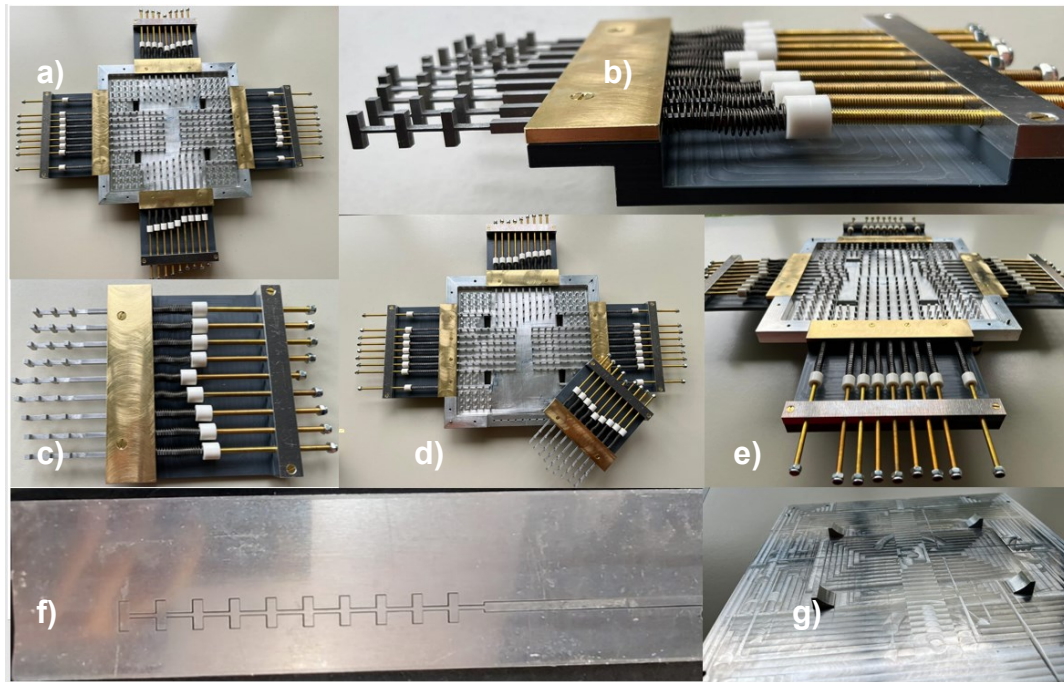


Figure 104 : Prototypage du méta-composant (fabrication)

Nos premières expérimentations après la fabrication ont été plutôt positives. Les tiges DGGW verticales glissaient uniformément avec de très faibles mouvements transversaux indésirables. Quant aux tiges DGGW horizontales, des mouvements transversaux persistent lors de leur déplacement, du fait du grand bras de levier des tiges, lié à leur dimension. Ces mouvements semblent malheureusement similaires à ceux évalués sur le filtre accordable. C'est une limitation pour notre dispositif, mais des optimisations manuelles restent envisageables, comme il a été fait pour le filtre. Une procédure de polissage a été réalisée afin d'améliorer la qualité de surface et par conséquent la conductivité.

### III.3.3. Configuration et mesure

Dans ce paragraphe, nous allons effectuer une campagne de mesures sur différentes configurations rendues possibles par le GGWM : routage, division de puissance, filtrage, etc...

La première étape sera de diriger le champ EM de la voie 1 vers les différentes voies (cas 1, 2 et 3 évoqués précédemment). Nous allons essayer d'établir une fonction de guidage entre ces différentes voies sur une bande la plus proche de notre bande de fonctionnement X. Les critères à respecter sont :

- Un niveau d'adaptation supérieur à 20 dB.
- Un niveau d'isolation supérieur à 40 dB sur les voies non excitées.

Cette première phase de mesure nous renseignera sur la faisabilité des autres fonctions.

#### III.3.3.1. Configuration routeur

De manière similaire à la simulation vue dans la section « III.3.1 », nous avons aligné les tiges DGGW verticales pour effectuer un guide d'onde entre la voie 1 et la voie 2. Pour une isolation optimale, les tiges DGGW horizontales sont à une distance de 9 mm les unes des autres pour réaliser un lit de clous séparant les voies 1 et 2 et les voies 3 et 4 (Voir fig. 105a).

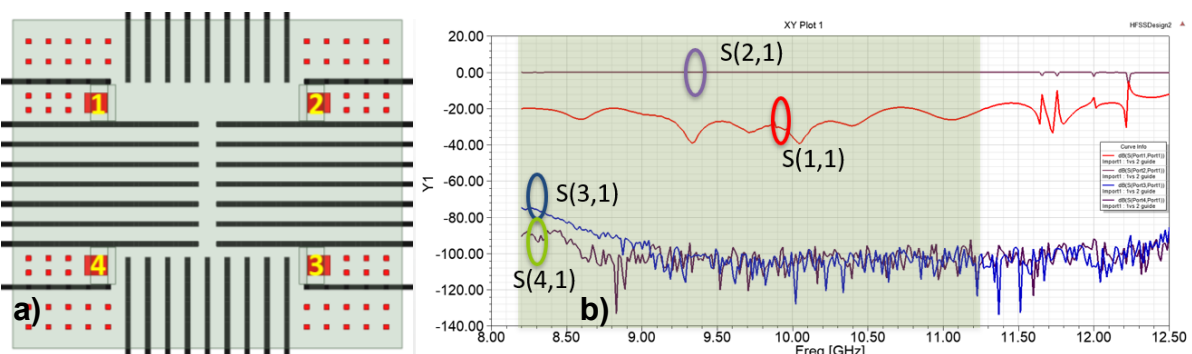
Le résultat de mesure (fig. 105a, figure explicative de la configuration) montre une adaptation de 20 dB sur la bande [8.2 GHz ... 11.27 GHz]. L'apparition de modes parasites à partir de 11.7 GHz nous a empêché d'élargir cette bande. Ces modes sont dus aux imperfections mécaniques et ils sont similaires aux modes vus dans les mesures du filtre accordable GGW dans la section « III.2.3.1 ». Le niveau de pertes d'insertion maximal est de 0.07 dB sur toute la bande [8.2 GHz ... 11.27 GHz]. Comme pour le filtre accordable, nous avons effectué les mesures des pertes sans correction des plans de mesure (elles sont faites au début de la transition). Les voies 3 et 4 sont bien isolées à 75 dB. Cela était attendu vu le nombre des tiges DGGW qui séparent les deux voies (7 rangées). Ces résultats valident ainsi la possibilité d'un double routage entre les voies 1 et 2 et les voies 3 et 4 avec un niveau d'isolation similaire (75 dB)

Le routage de la voie 1 vers la voie 3 consiste à effectuer une 'chicane' (sur la base de deux angles de 83°). Afin d'assurer un niveau d'isolation suffisant sur les voies 2 et 4, des tiges DGGW doivent être placées au niveau de ces voies. Nous avons opté pour un usage de quatre tiges DGGW, le double de ce qui est nécessaire pour établir l'effet bande interdite. Selon notre simulation dans la section « II.2.3 », et sur la base de la figure 57c, une succession de 4 clous GGW permet en effet une isolation supérieure à 40 dB. Considéré comme le plus compliqué à réaliser, le routage de la voie 1 vers la voie 3 nécessite un réglage fin des différentes tiges DGGW (verticales et horizontales). Un effet de rampe est réalisé deux fois (d'où une chicane) pour aiguiller le champ EM de la voie 1 vers la voie 3.

La figure 105c est une représentation de la forme de la transition. Afin d'optimiser l'adaptation, une distance  $\delta=1.5$  mm doit être respectée entre les tiges DGGW à l'intersection (voir fig. 105c). L'impact de ce réglage est très fort sur la valeur de  $S_{11}$ . Les autres tiges DGGW verticales pénètrent progressivement la structure pour changer la direction de propagation. Il faut préciser que cette structure dispose d'une symétrie par rotation de 180° par rapport à l'axe Z.

Nous avons réussi à obtenir 20 dB d'adaptation dans la bande [8.7 GHz ... 11.25 GHz] avec des pertes d'insertion inférieures à 0.17 dB. Cette réduction de la bande de fréquence en bande basse (8.7 GHz au lieu de 8.2 GHz) est la conséquence d'une variation de la fréquence de coupure du guide équivalent. En effet, la pénétration progressive des tiges DGGW au sein de la structure réduit progressivement la largeur du guide ( $w_{a1} > w_{a2}$ ). Par conséquent la fréquence de la coupure augmente et la bande de fonctionnement se réduit. L'augmentation des pertes d'insertion par rapport au routage vers la voie 2 est dû à une augmentation de la longueur du guide d'onde équivalent, ainsi qu'aux pertes dues aux coudes.

Les voies 2 et 4 sont isolées à 45 dB ce qui montre encore une fois l'efficacité des tiges DGGW à isoler aussi fortement que les clous GGW traditionnels.



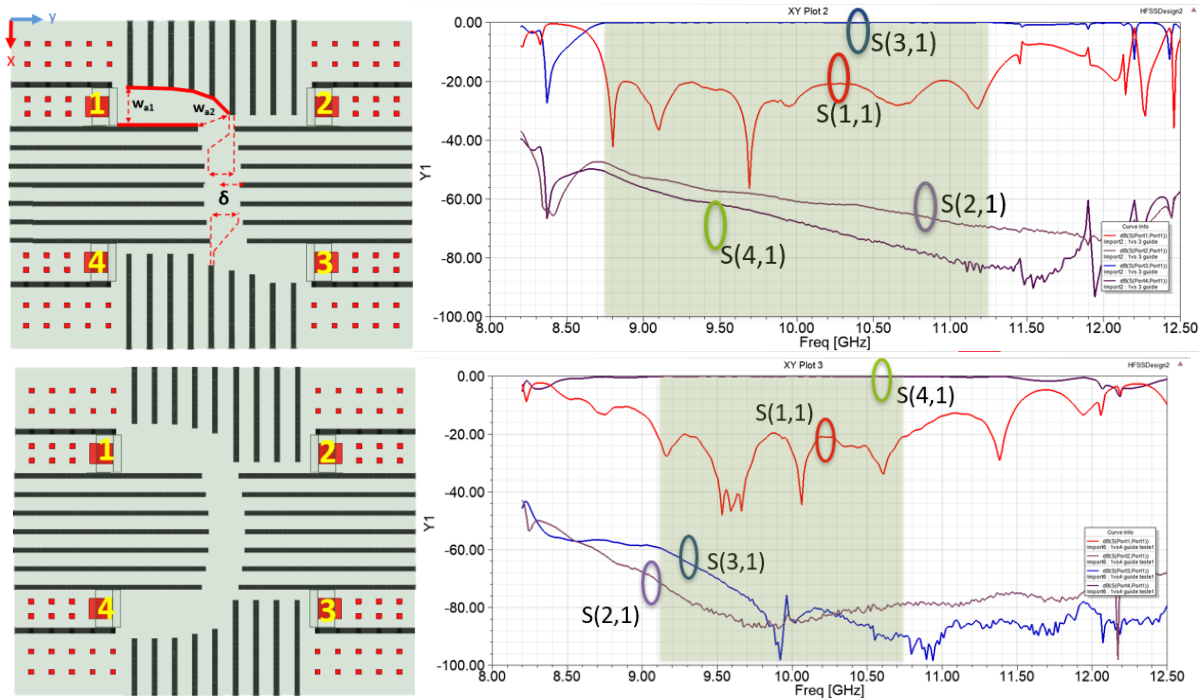


Figure 105 : Fonction de routage, a) de 1 vers 2, b) mesure paramètres S, c) de 1 vers 3, d) mesure paramètres S, e) de 1 vers 4, f) mesures paramètre S

Au final, le routage entre la voie 1 et la voie 4 (cas 3) consiste à effectuer un demi-tour ( $180^\circ$ ) pour le champ EM. Nous repartons de la première rampe optimisée pour le routage vers la voie 3 et nous réalisons sa symétrie par rapport au plan (YZ). Le résultat n'est pas comparable avec le routage de la voie 1 vers la voie 3 cependant. Un effet miroir est établi sur cinq tiges DGGW qui servent à l'adaptation. Quatre tiges DGGW isolent les voies 2 et 3.

Les résultats de mesure montrent une bande de fonctionnement [9.12 GHz ...10.75 GHz] pour laquelle le niveau d'adaptation est égal à 20 dB et les pertes d'insertion sont inférieures à 0.13 dB. Le changement du sens de propagation a un effet sur la bande fréquentielle de fonctionnement. Cette réduction vient d'une part de la variation de la largeur du guide, comme il était vu dans le routage 1 vers 3, mais ce phénomène est accentué du fait du grand changement de direction à réaliser. Pour la limite supérieure, cette réduction est la conséquence d'une faible précision de réglage manuel. Le niveau d'isolation est de 60 dB sur les voies 2 et 3.

Dans cette partie, nous avons réussi à aiguiller le champs EM émis de la voie 1 vers les autres voies, une par une. Dans chacune de ces trois configurations, le niveau d'isolation est resté supérieur à 45 dB. Le niveau de pertes d'insertion est resté inférieur à 0.17 dB dans la pire situation. Le niveau d'adaptation quant à lui est toujours supérieur à 20 dB. La bande de fonctionnement varie entre 3.1 GHz autour de 9.73 GHz et 1.15 GHz autour 9.68 GHz. Cette bande est susceptible d'être améliorée avec une automatisation.

Par symétrie, ces résultats restent valables pour des combinaisons entre autres voies.

### III.3.3.2. Multi-fonctionnement accordable

Dans cette partie, nous allons tester l'association de deux ou plusieurs fonctions au sein du même dispositif. Cela n'a pas été possible avec l'ancien prototype du filtre accordable.

Le nombre limité de tiges DGGW ne nous permettait pas de réaliser ces différentes fonctions avec un niveau de performance important.

Il est clair qu'un filtre accordable est réalisable entre la voie 1 et la voie 2 comme vu auparavant. Nous voulons plutôt montrer la faisabilité d'une telle fonction entre des voies désaxées. La fig. 10.6a montre l'agencement des tiges DGGW pour la réalisation d'un filtre accordable entre les voies 1 et 3. Comme pour le routage 1 vers 3, quatre tiges DGGW sont utilisées pour l'isolation des voies 2 et 4. Trois tiges DGGW sont alignées pour réaliser une fonction guide d'onde. Les autres tiges sont positionnées de manière à réaliser un filtre passe bande d'ordre 3. Nous avons voulu éviter la phase d'adaptation avec une rampe comme pour le routage 1 vers 3 : la transition entre guide 1 (resp 3) et filtre participe au réglage du couplage d'entrée (resp de sortie) du filtre. Nous avons exploité la totalité des tiges restantes pour réaliser la fonction de filtrage 3 pôles. Un filtre associant des résonateurs excités sur des modes  $TE_{102}$  est réalisé, en utilisant deux tiges par cavité (3 tiges dans la C3). Dans le cas où nous utiliserions une tige DGGW par cavité résonante, un filtre cinq pôles serait réalisé (sauf à intégrer des rampes d'adaptation).

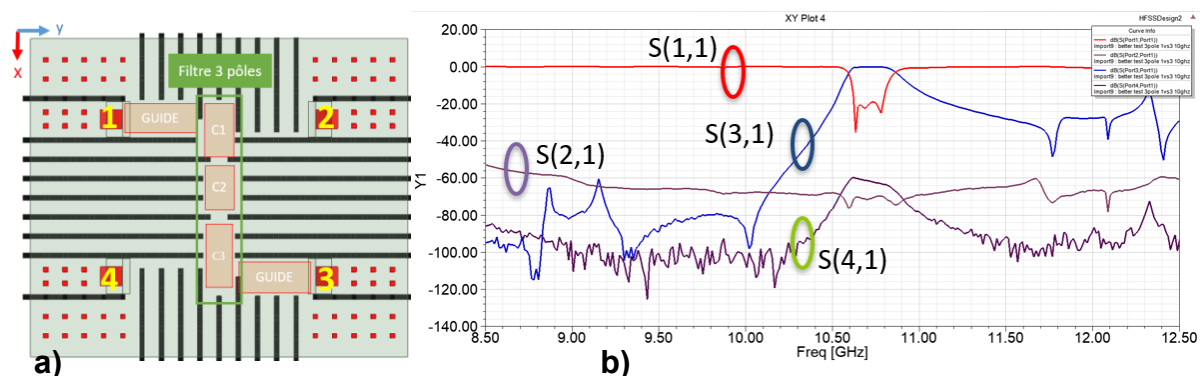


Figure 106 : a) filtre accordable désaxé entre les voies 1 et 3, b) mesure paramètre S

La figure 106b montre la mesure des paramètres S. Un filtre d'ordre trois est centré à 10.71 GHz, la bande passante est de 170 MHz. Le filtre est adapté à 19.7 dB avec 0.34 dB de pertes (facteur de qualité équivalent égal à 2400). Quant aux autres voies, un niveau d'isolation de 50 dB est maintenu sur toute la bande [8.5 GHz ... 12.5 GHz]. Les modes qui s'apparaissent autour de 9 GHz sur la voie 3 sont liés à l'excitation du mode fondamental  $TE_{101}$  des résonateurs. Le niveau d'isolation diminue dans la bande passante du filtre sur la voie 4 (voir  $S_{41}$ ) ce qui est normal, mais cette isolation reste supérieure à 60 dB.

Grâce à la non utilisation des rampes d'adaptation, il est possible de réaliser des fonctions de filtrage au-delà de la bande de fréquence adaptée dans la configuration du routage 1 vers 3 (ou même 1 vers 4).

Les possibilités sont très larges avec ce dispositif. C'est pour cette raison que nous ne montrons qu'un cas de chaque configuration possible et pas par exemple ici un filtre intégré entre les voies 1 et 4.

### III.3.3.2.1. Splitter 3 dB

Dans cette partie, nous voulons tester la faisabilité de la division de puissance. Le choix a été est de diviser la puissance entre deux voies opposées à la voie d'émission. Pour une onde EM émise de la voie 1 (ou bien 2), la division se fait entre les voies 3 et 4. Un niveau de 3 dB (sans pertes) est attendu sur ces voies avec un niveau d'adaptation de 20 dB sur la voie



1. Evidemment la voie 2 doit être isolée, et les niveaux d'adaptation sur les voies 2 et 3 ne sont pas à considérer.

La fig. 107a présente la topologie expliquée. Nous avons utilisé de nouveau des tiges DGGW verticales pour assurer un niveau d'adaptation important.

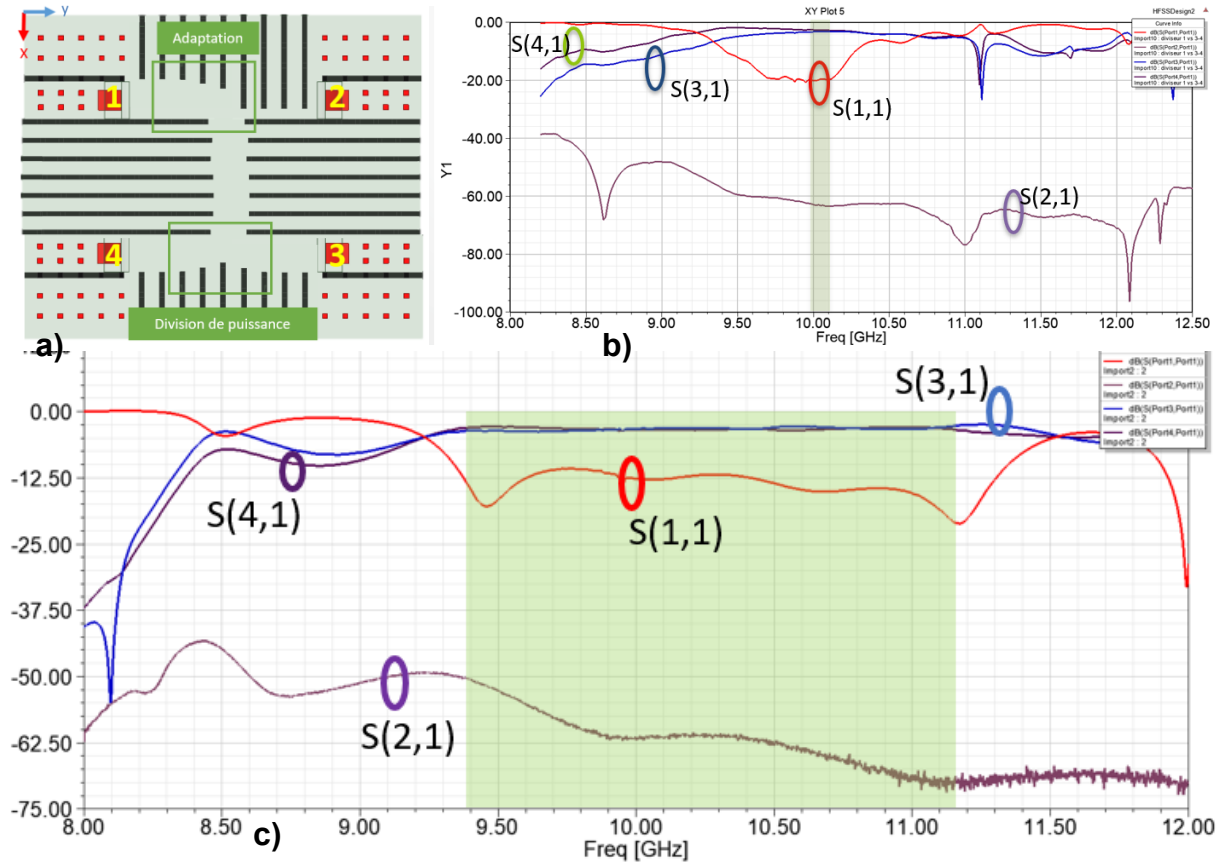


Figure 107 : a) Splitter (diviseur de puissance), mesure paramètres S b) première cas (faible bande et haute adaptation), c) deuxième cas (large bande et faible adaptation)

Les fig. 107b et fig. 107c présentent les résultats d'un diviseur de puissance 3dB pour lequel le signal émis de la voie 1 est dirigé vers les voies 3 et 4. A l'intersection, le signal est donc divisé sur 2 grâce au tiges DGGW, comme il est montré dans la fig. 107a. Sur la fig. 107b, nous avons travaillé en priorité sur l'adaptation en entrée (20 dB minimum). Cela se traduit par une faible bande fréquentielle de travail [9.9 GHz...10.12 GHz] avec une stabilité de  $\Delta S_{dB} = \pm 0.25 \text{ dB}$  entre les voies 3 et 4. Cette faible bande n'empêche pas la possibilité d'accordabilité dans la bande [9.12 GHz...10.75 GHz] (intersection entre les bandes passantes pour le routage 1 vers 3 et le routage 1 vers 4). Dans la fig. 107c, la priorité était au contraire la largeur de la bande de fonctionnement avec une adaptation minimum de 10 dB. Cette condition d'adaptation a été inspirée de conditions classiques pour des réseaux d'alimentation des antennes. Entre [9.32 GHz...11.2 GHz], les coefficients de transmissions varient de  $\Delta S_{dB} = 0.25 \text{ dB}$ . Comme nous le voyons sur la fig. 107a, la phase d'adaptation nécessite une réduction de la largeur du guide équivalent, ce qui nous empêche de travailler aux basses fréquences.

### III.3.3.2.2. Autres configurations

Mise à part les configurations mentionnées auparavant, ce dispositif permet de réaliser d'autres fonctions. Comme il est présenté dans la (fig. 108), un duplexeur, un coupleur hybride

ou bien un résonateur stabilisant un oscillateur sont aussi envisageables. La fig. 108a présente une des configurations possibles d'un duplexeur ou le signal émis de la voie 1 traverse une section du guide DGGW puis se divise en deux. De la voies 1 vers la voie 2, cinq tiges DGGW sont utilisées pour réaliser une fonction de filtrage. De la voie 1 vers la voie 3, cinq autres tiges DGGW sont employées pour une autre fonction de filtrage à une autre fréquence de la bande X. Grâce à ce montage, il est possible de décorrélérer le couplage à l'accès des filtres de chaque voie, ce qui n'est pas le cas d'autres duplexeurs de la littérature. Il est évidemment possible de partager le même couplage à l'entrée, voire même de partager le premier résonateur en réalisant le filtre de la voie 1 et de la voie 3 entre les tiges DGGW horizontales.

Pour ce qu'il concerne la fig. 108b, un couplage hybride à 90° de déphasage est proposé. En assurant une largeur de guide dans la zone centrale entre les tiges DGGW horizontales équivalente au double de la largeur du guide au niveau de la transition, le mode  $TE_{20}$  sera propagé, ce qui permettra de réaliser un coupleur hybride entre les voies 3 et 4 avec un déphasage de 90 degrés.

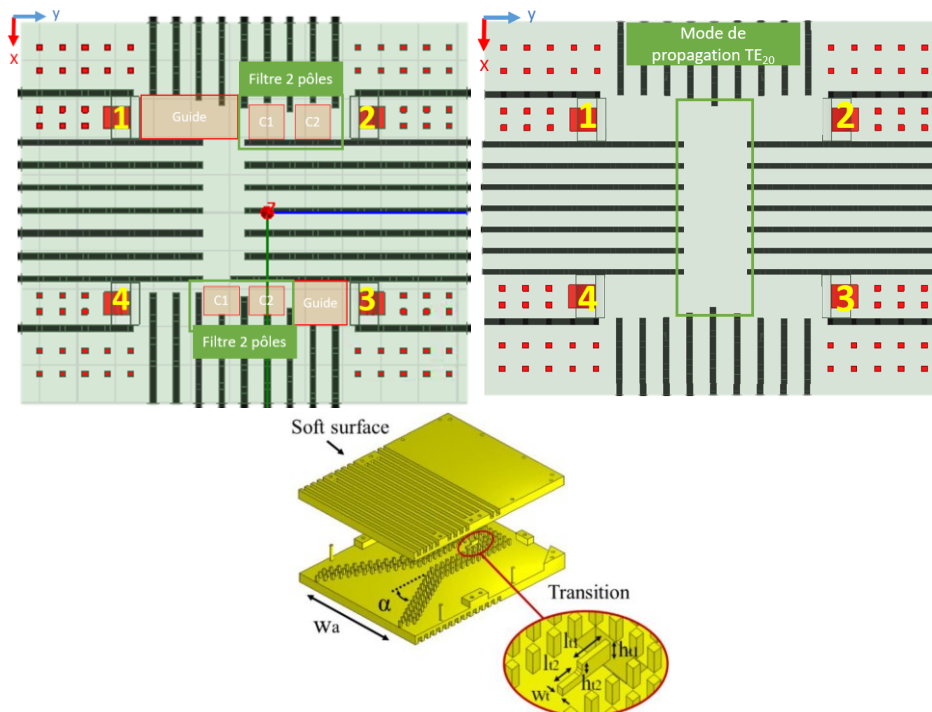


Figure 108 : a) configuration duplexage d'ordre 2 entre les voies 2 et 3, b) configuration coupleur hybride, c) configuration oscillateur, d) nouvelle idée de la littérature [106]

Malheureusement, ces deux configurations nécessitent un niveau de précision important, que nous n'avons pas actuellement avec le jeu mécanique que nous avons. Cela ne nous empêche pas de d'imaginer d'autres configurations, tel que le filtre intégré dans une antenne cornée proposé dans [106]. L'idée est de profiter de la section de guide qui alimente l'antenne pour filtrer le signal émis/reçu. Cette intégration réduit notablement le volume du composant. Nous pourrions connecter une antenne (même deux) à une des quatre voies, ce qui permettrait de réaliser une configuration similaire à [106]. Le but de cette dernière discussion est de mettre en évidence que nous sommes encore loin d'avoir exploité l'ensemble des possibilités offertes par ce dispositif.

### III.3.4. Conclusion

Dans cette partie du chapitre 3, nous nous sommes inspirés du filtre accordable vu auparavant. Grâce à la souplesse du dispositif (large plage d'accord) et sa capacité à se métamorphoser, le filtre accordable a été performant. Avec le prototype à quatre accès, notre souhait était d'ajouter d'autres fonctionnalités tel que le routage. Comme nous l'avons présenté, ce dispositif est capable d'aiguiller le champ vers les trois accès restants. Ainsi la possibilité de combiner des fonctions est née. Non avons démontré dans la section « III.3.3.2.1 » une fonction de filtrage réalisée entre la voie 1 et la voie 3 (combinaison entre filtrage et routage). Cette fonction est aussi accordable en fréquence, bande passante et même en ordre du filtre. La fonction de filtrage est également possible entre la voie 1 et la voie 4. Aussi, comme le filtre accordable de la section « III.2 », la fonction de filtrage accordable est réalisable entre la voie 1 et la voie 2. La fonction division 3 dB a été réalisée. Toutes ces configurations mesurées se sont montrées performantes. Du routage au filtrage, le niveau d'adaptation est maîtrisé. Quant aux pertes d'insertion, leur valeur coïncidait avec les simulations. Cette bonne corrélation tient au gap d'air et à l'absence de contact entre les surfaces. Le comportement mécanique a été amélioré avec un travail sur la procédure d'assemblage, et une qualité de fabrication qui a réduit les jeux mécaniques indésirables. Nous pensons qu'avec les mesures que nous avons effectuées sur le prototype multiaccès jusqu'alors, nous n'avons qu'abordé une petite partie de l'ensemble des combinaisons possibles. C'est pour cette raison que nous avons décidé de ne montrer qu'un cas pour chaque fonction, pour tester une plus grande diversité de fonctionnalités. Ce prototype n'a été disponible que dans la toute dernière période de la thèse, ce qui a limité le nombre d'expériences réalisables.

Malheureusement, avec les grandes tiges DGGW horizontales, les bras de levier sont très importants, et donc les mouvements transversaux perturbateurs apparaissent encore. Dans la conclusion du chapitre, nous discuterons d'autres méthodes pour surpasser ce problème.

### III.4. Au-delà de l'accordabilité

#### III.4.1. Cavité cylindrique accordable

Avec le recul sur nos travaux, il apparaît que la technologie à gap et spécialement à Groove Gap présente des potentialités pour aller au-delà des technologies traditionnelles. Nous nous sommes limités jusqu'alors dans ces travaux à des supports de transmission rectangulaires (guide d'onde, SIW, guide à Ridge etc..). Dans cette partie, nous souhaitons introduire la technologie à gap accordable au sein des guides de transmission cylindrique.

Dans cette partie, nous proposons une cavité cylindrique accordable en fréquence et en couplage au accès. La conception, comme proposé dans la figure 109, consiste en une cavité cylindrique de 11mm de rayon et de 42mm de hauteur totale, des dimensions qui permettent une résonance théorique à 8.8 GHz sur le mode  $TE_{111}$ . Cette cavité est réalisée en deux parties (en bleu sur la figure 109). Chaque partie contient un lit de clous GGW radial de chaque côté. Ces clous sont les mêmes que ceux que nous avons utilisés dans la section forme innovante « II.3.2 ». Le but est de faire varier la fréquence de résonance en faisant varier électriquement le rayon de la cavité.

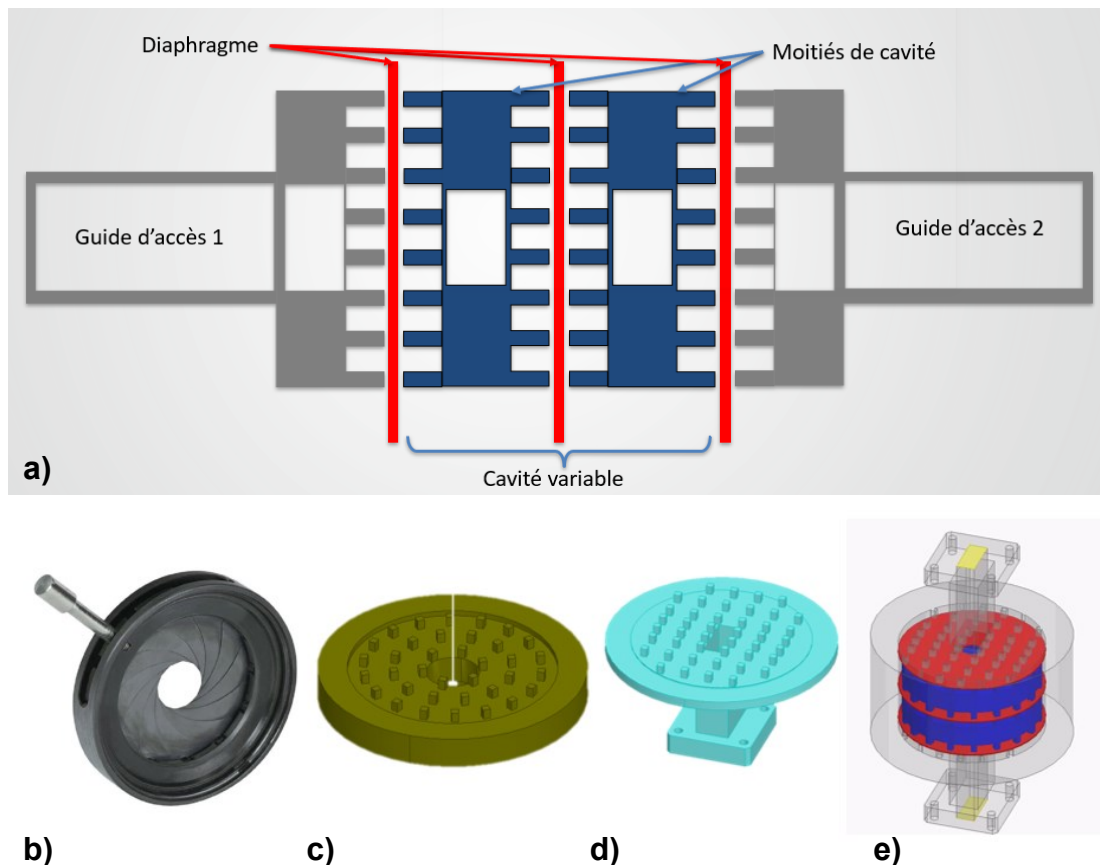


Figure 109 : a) vue schématique de la cavité, b) diaphragme optique, vue 3D de la c) moitié de cavité, d) les accès, e) de l'ensemble

Une plaque métallique sépare les deux parties de la cavité.

Cette plaque est percée en son centre, et le rayon de ce trou va être rendu réglable, ce qui permettra d'accorder la fréquence de résonance de la cavité. Le même type de plaque à trous accordable est placé de part et d'autre de la cavité. Ces 2 autres plaques vont gérer le couplage aux accès. Des guides d'onde d'accès sont placés sur les extrémités. Ces guides contiennent aussi un lit de clous sur la face qui sera en regard de la plaque métallique du couplage. La technologie groove gap permet ici un assemblage de l'ensemble du filtre sans contact électrique.

Afin de rendre l'accordabilité analogique et non discrète, nous avons utilisé des diaphragmes optiques variables pour réaliser les plaques dites trouées ci-dessus. Le diamètre mesure 90mm. Nous souhaitons tester la capacité de cet assemblage à confiner le champ et à produire un facteur de qualité élevé. En simulation, un test en oscillation libre est présenté sur la figure 110. Une variation du rayon de la plaque centrale de 5 mm à 11 mm est proposée. Sur la figure 109b, nous présentons la variation obtenue de la fréquence de résonance.

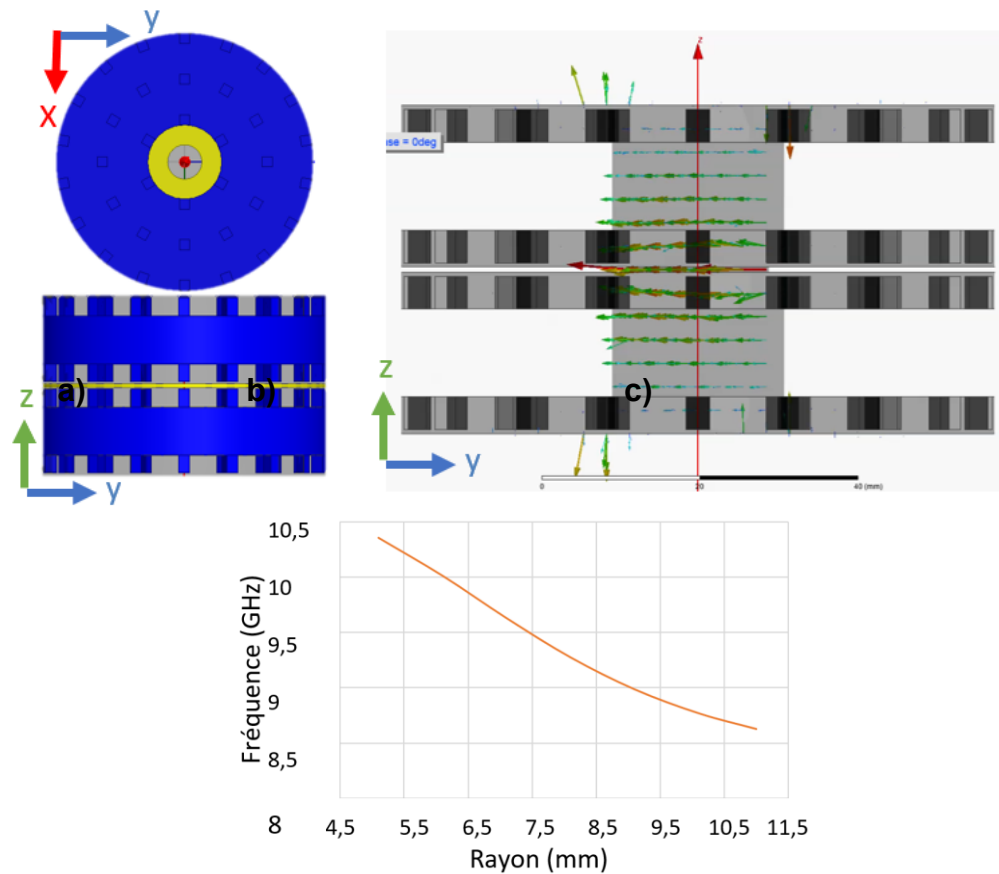


Figure 110 : a) vues de la cavité en simulation, b) cartographie du champ E du mode  $TE_{111}$ , c) variation de fréquence en fonction du rayon du trou de la plaque centrale

Ces résultats font apparaître une variation de la fréquence de résonance de 10,3 GHz pour un diamètre d'ouverture du diaphragme de 5 mm à 8.6 GHz pour 11 mm de diamètre (soit 1.7 GHz d'excursion). Nous ne pouvons pas dépasser cette plage de réglage pour deux raisons. La première est le diamètre de la cavité de 11 mm, un dépassement produit la disparition du gap d'air entre les tiges GGW et la plaque centrale. La deuxième raison tient à la limite mécanique donnée par le constructeur, un rayon minimum de trou est de 5 mm.

La fabrication de la cavité a été réalisée avec plusieurs matières. Les deux parties de la cavité sont fabriquées en aluminium en usinage CNC classique. Les transitions sont fabriquées en impression 3D en plastique puis métallisées avec la laque d'argent. Quant au diaphragme, ils sont fabriqués en acier (selon le constructeur, Edmund optics) (Voir le montage fig. 111).

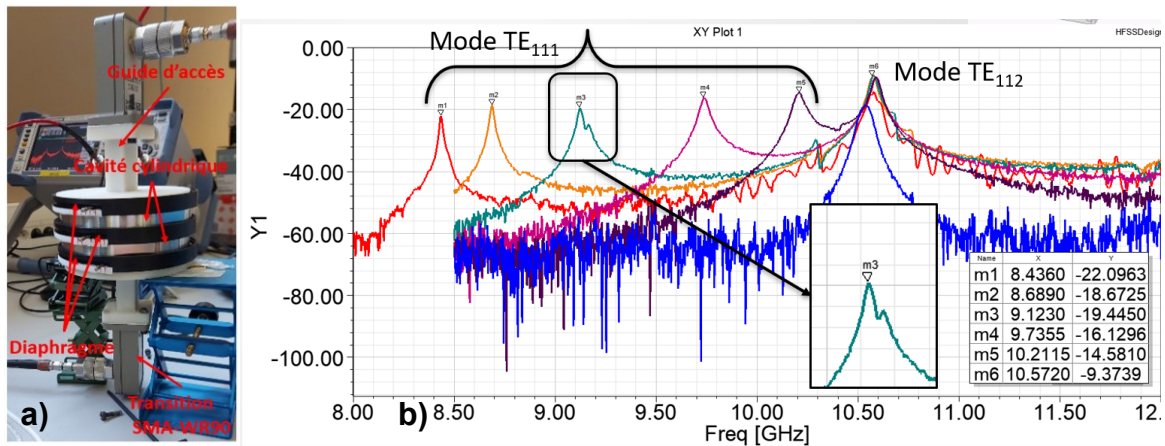


Figure 111 : a) prototype de la cavité cylindrique accordable en mesure, b) mesure paramètre S

La mesure a été effectuée et est présentée sur la figure 110b. Nous relevons une variation de fréquence du mode  $TE_{111}$  entre 8.43 GHz et 10.21 GHz, soit 1.78 GHz (1.7 GHz en simulation).

Sur le même graphique, nous remarquons une résonance à 10.57 GHz. Elle relève du mode supérieure  $TE_{112}$ , et, comme nous le voyons, la fréquence de résonance de ce mode ne varie pas en fonction du diamètre de trou, car le maximum de champ est éloigné du centre du diaphragme. Ceci le rend donc indépendant de toute perturbation EM générée par le diaphragme.

Durant la mesure nous avons vu apparaître un dédoublement du pic de résonance du mode  $TE_{111}$ , qui perturbe le prélèvement de la valeur du facteur de qualité (Ceci est plus visible sur la courbe en vert sur le graphique). En fait, le mode  $TE_{111}$  possède 2 polarisations orthogonales, qui peuvent être excitées toutes les 2 si la symétrie de révolution n'est pas rigoureusement préservée.

Une rétro-simulation est réalisée pour identifier ce problème. Elle se focalise sur la non symétrie des guides d'accès.

Comme le montre la figure 112a, une rotation de  $90^\circ$  a été effectuée sur un des deux accès suivant l'axe Z. Les paramètres S sont présentés sur la figure 112b.

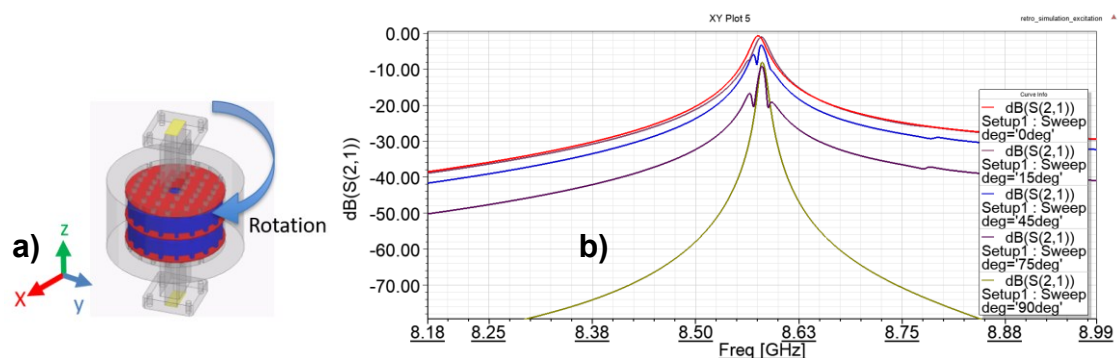


Figure 112 : a) modèle de cavité cylindrique avec une rotation d'un accès suivant Z, b) simulation des paramètres S

A partir de ce graphique, nous vérifions que pour une rotation nulle (courbe en rouge), un seul pic de résonance apparaît. Ce qui se vérifie également pour un angle de 90°. Pour une valeur de rotation intermédiaire, un second pic apparaît.

Nous assurons donc par la suite un bon alignement entre les accès pour éviter ce problème.

Tableau 17 : variation de fréquence et son facteur de qualité en fonction du rayon centrale

Rayon (mm)	11	10	9	7	6
Fréquence (GHz)	8.46	8.69	9.123	9.736	10.21
Facteur de qualité	1156	550	400	305	256

Ce tableau 17 récapitule la variation de la fréquence de résonance et du facteur de qualité lorsque le rayon d'ouverture du diaphragme placé au centre de la cavité varie. Une variation importante du facteur de qualité est remarquée. Cette variation est dû à la perturbation du champ EM du mode TE<sub>111</sub>, de manière similaire à ce qui est montré référence [95]. La variation fréquentielle via le diaphragme réduit la valeur de Q<sub>0</sub> aux hautes fréquences. Cela tient à l'introduction d'une surface métallique en contact avec le champ EM qui -avec les pertes métalliques- va réduire le niveau de facteur de qualité. La technique d'accord via une vis [95], technique souvent utilisée dans les filtres à guide d'onde, engendre le même effet à très large bande d'accordabilité. Une autre remarque à tirer de cette mesure, c'est le faible facteur de qualité obtenu sur l'équivalent d'une cavité vide, pour un rayon de trou du diaphragme central égal au rayon de la cavité elle-même. Selon nos simulations, nous devrions avoir un facteur de qualité de l'ordre de 4000 pour 11mm de rayon.

La conductivité équivalente du diaphragme est en fait très faible. Une étude est donc réalisée pour déterminer cette valeur dans la bande de fréquence [8 GHz ... 10 GHz]. Le retour de l'expérience a validé notre hypothèse, la conductivité mesurée est  $\sigma_{\text{diaphragme}_{\text{mesure}}} = 0.03 \text{ S}/\mu\text{m}$ , une très faible valeur qui explique le faible facteur de qualité. Reste à déterminer la source exacte de cette faible performance.

Afin de lever ces incertitudes, nous avons décidé d'améliorer la qualité de surface du diaphragme en augmentant la conductivité de ses lames. Cette étude est présentée en annexe, elle s'est malheureusement révélée être un échec.

Le but principal de cette étude était de valoriser davantage la technologie GGW et quantifier ses performances dans le contexte d'utilisation pour accorder une cavité cylindrique. Nous avons réussi à monter une plage d'accord fréquentielle de presque de 2 GHz entre 8.4 GHz et 10.3 GHz. L'utilisation des matériaux différents (aluminium pour la cavité, plastique métallisé pour les accès et acier pour les diaphragmes) ne nous a pas empêché d'extraire ces valeurs pertinentes.

### III.4.2. Filtre à plot capacitif accordable

Nous finissons nos travaux par un potentiel filtre accordable en fréquence centrale et en bande et qui ne nécessite que deux commandes mécaniques. L'idée consiste à réaliser un filtre à plot capacitif dans le concept présenté sur la figure 113. Dans un guide d'onde GGW, et sur une des deux plaques (que nous appelons plaque fixe) au sein de la zone de guidage, des plots métalliques (en rouge sur la fig. 113a) sont insérés. Nous formons ainsi une cavité du type réentrant, qui résonnera à une fréquence déterminée par la distance entre les deux surfaces et le diamètre du plot. Cette technique est généralement employée pour réduire la

dimension des cavités, au détriment du niveau du facteur de qualité. Des plots similaires mais de topologie différente sont aussi présents au sein du guide GGW (en vert sur la fig. 113a). Leur rôle est de réguler le couplage des différents résonateurs pour réaliser la fonction de filtrage.

La plaque qui sera mobile située en dessous du filtre GGW (Figure 113b) contient des rampes métalliques orientées perpendiculairement les unes aux autres. Les rampes ont des épaisseurs variables le long de l'axe X (indiqué en rouge sur les plots capacitifs) et sont orientées le long de l'axe Y (indiqué en vert sur les iris). Les plaques peuvent se translater sans contact métallique en utilisant les clous GGW, sans perturber le champ électromagnétique dans le guide d'onde GGW. Les rampes permettent de modifier la distance entre les plots et la plaque supérieure, entraînant ainsi une variation de la fréquence de résonance en fonction du glissement sur l'axe X et une variation du couplage et de la bande passante en fonction du glissement sur l'axe Y.

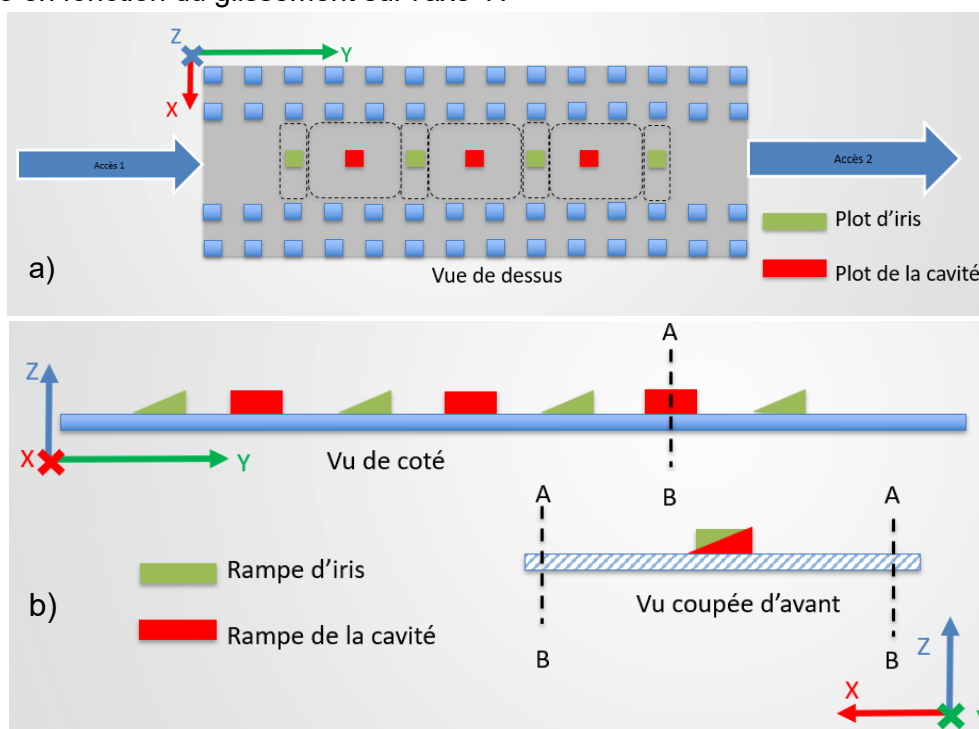


Figure 113 : schéma explicatif du filtre accordable à plot capacitif, a) vue de dessus de la plaque contenant les plots capacitifs, b) vue en coupe de la plaque contenant les rampes pour l'accordabilité

Pour assurer une transition vers le guide GGW sans nécessiter d'adaptation, il est impératif que la plaque opposée à la transition soit parfaitement lisse. L'utilisation de la transition WR90-GGW n'est alors plus utilisable et a été remplacée par une transition câble coaxial-GGW (section II.3.1.1, fig.61) décrite dans le chapitre II. Cette transition utilise des pastilles métalliques sur le connecteur SMA pour assurer l'adaptation. Dans ce cas, la position de la plaque inférieure n'a pas d'importance tant qu'elle recouvre entièrement le guide d'onde GGW.

Pour concevoir le filtre, nous avons commencé par simuler une cavité résonante en GGW à l'aide des mêmes clous utilisés dans la transition câble coaxial-GGW. La cavité est de forme carrée, de section 24 mm \* 24 mm, et de hauteur 10,4 mm. Au centre de la cavité, un plot capacitif cubique de 3 mm de côté a été inséré. Sur la face opposée, une rampe de surface de 11 mm suivant l'axe X et 9 mm suivant l'axe Y a été insérée avec une hauteur à déterminer



ultérieurement. La simulation consistait à translater la rampe suivant l'axe X pour quantifier la variation de fréquence. Trois tests ont été effectués avec des hauteurs de rampe différentes (1,4 mm, 2,5 mm et 3,5 mm). La Figure 114b montre la variation de fréquence en fonction de la position de la rampe pour les trois hauteurs différentes (la référence 0 est prise pour une rampe de surface en X, Y centrée au milieu de la cavité).

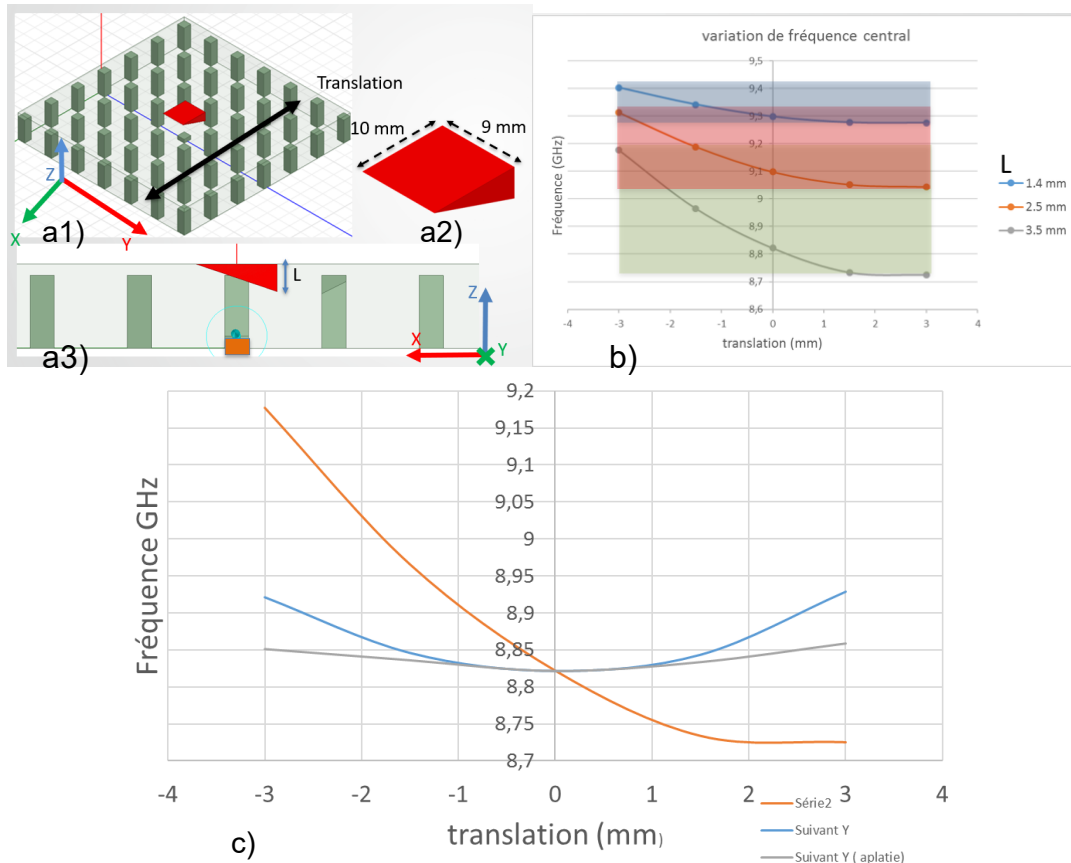


Figure 114 : cavité résonnante en GGW à plot capacitif, a1) vue 3D de la cavité, a2) vue 3D de la rampe, a3) du de côté. b) variation de la fréquence en fonction de la position de la rampe suivant X, c) variation de la fréquence de résonance en fonction de la position de rampe suivant X et suivant Y

Nous avons observé une accordabilité plus élevée pour la rampe d'une hauteur de 3,5 mm, ce qui est cohérent avec la forte variation du niveau entre le plot capacitif et la rampe. En revanche, la limite fréquentielle supérieure de la rampe d'une hauteur de 1,4 mm est plus élevée que celle de la rampe de 3,5 mm (de 8,73 GHz à 9,18 GHz). Étant donné que la rampe de 3,5 mm est plus épaisse, la distance entre le plot et la rampe à iso-position est plus faible, ce qui entraîne une limite supérieure plus faible. Nous avons réalisé cette étude pour évaluer l'effet de la hauteur de la rampe sur la plage d'accord fréquentielle. En augmentant la plage de translation, nous pourrions atteindre une valeur similaire à celle de 1,4 mm. Dans un second temps, nous avons évalué l'effet d'une translation suivant Y. Pendant l'accordabilité, il est important de réaliser des mouvements suivant l'axe opposé pour optimiser la bande passante. Par conséquent, la fréquence centrale et la résonance doivent être indépendantes de cette translation.

La figure 114c présente la variation de la fréquence de résonance en fonction de la position de la rampe suivant X en orange et suivant Y en bleu, indépendamment l'une de l'autre. Il est observé que la fréquence de résonance varie en fonction de la position de la rampe suivant Y (avec une variation suivant X nulle). La courbe bleue sur le graphique montre

une parabole centrée sur le point de référence, confirmant ainsi la relation entre la fréquence de résonance et la position Y. La variation est mesurée à  $\Delta f_Y=120$  MHz. Pour réduire cette valeur, nous avons décidé d'élargir la rampe suivant Y de 9mm à 12 mm, ce qui s'est avéré efficace. Nous avons réussi à aplatir la parabole, réduisant la variation fréquentielle à  $\Delta f_Y=33$  MHz. Il serait possible d'élargir encore davantage la rampe, mais cela pourrait limiter la fabrication en raison de la nécessité de prévoir de la place pour les rampes de couplage.

Cela nous ramène la forme du plot d'iris. L'idée est de réaliser un plot capacitif dont la topologie réalise un nœud non résonnant (résonne à une fréquence décalée de la fréquence de travail du filtre). Notre plot d'iris résonne en effet à 12.3 GHz.

Le plot sélectionné pour le dispositif présente une forme carrée, avec un diamètre de 3 mm et une hauteur de 6,5 mm. La rampe s'étend sur 13 mm dans la direction de l'axe X et 11 mm dans la direction de l'axe Y. Les dimensions de la rampe sont choisies pour assurer un chevauchement avec le plot lors des mouvements de translation. La hauteur de la rampe est de 5 mm. Les dimensions du plot et de la rampe déterminent la plage de couplage à la fin du processus de fabrication. Un plot d'iris massif associé à une rampe haute conduit à un filtre accordable à faible bande passante, tandis que l'inverse est également vrai. Nous avons choisi d'utiliser des couplages faibles pour obtenir un filtre accordable à faible bande passante.

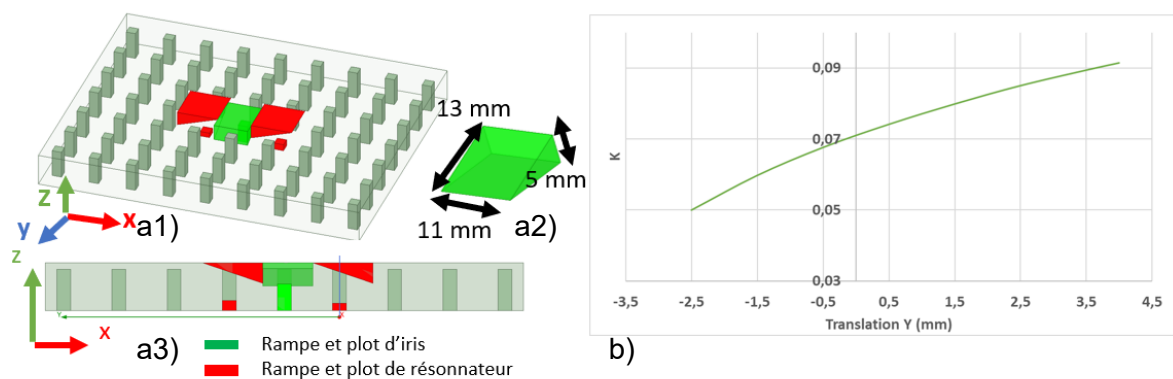


Figure 115 : cavité résonante en GGW à plot capacitif, a1) vue 3D de la cavité, a2) vue 3D de la rampe, a3) vue de côté. b) variation du couplage K en fonction de la position de la rampe suivant Y

A partir de ces paramètres, une première conception de filtre a été effectuée. Un filtre à plot capacitif d'ordre deux a été inséré au sein du guide d'onde GGW excité par des sondes coaxiales. La distance entre la transition coaxiale et le plot de couplage à l'accès a été optimisée pour éviter d'éventuelles résonances parasites dans la section du guide GGW qui précède le filtre.

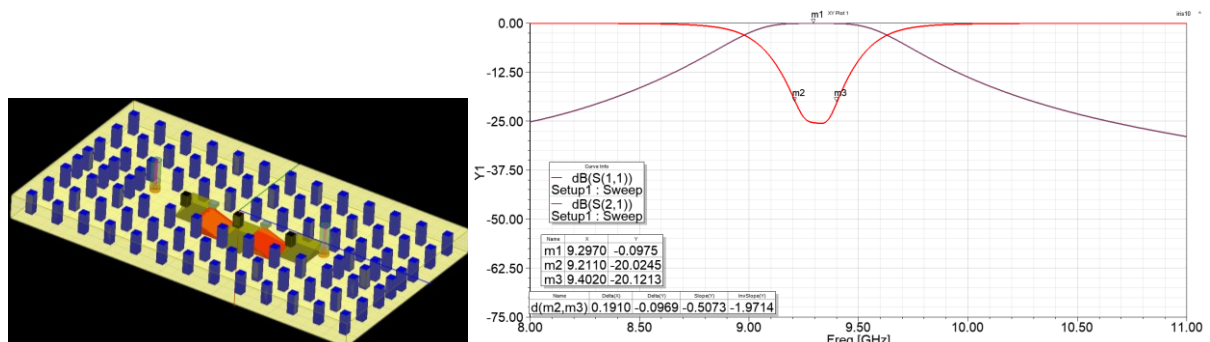


Figure 116 : a) vue 3D du filtre à plot capacitif d'ordre 2, b) résultats de simulation des paramètres S

La fig. 116b présente le résultat de simulation des tests préliminaires. Le filtre est centré à 9.3 GHz avec une bande passante de 191 MHz, avec 20 dB d'adaptation.

Nous n'avons pas pu mener plus loin nos investigations sur ce dispositif, faute de temps. Il nous a cependant semblé intéressant de présenter ce concept dans ce mémoire. Par rapport aux filtres décrits dans les parties précédentes, il s'agit de réduire à 2 le nombre de commandes mécaniques, au détriment cependant du potentiel d'accordabilité du dispositif. Nous pourrions cependant envisager des accords en fréquence centrale (dans des domaines de variation importants) et en bande passante (dans des domaines de variation plus restreints), ce qui reste intéressant.

### III.5. Conclusion du chapitre

Suite au chapitre 2 qui avait pour rôle de préparer les briques de base pour une évolution technologique de la technologie à gap, ce chapitre 3 a permis de consolider notre savoir-faire dans l'emploi de cette technologie groove gap pour la réalisation de fonctions complexes.

Au début de ce chapitre, nous avons repris le design de la cavité accordable vue dans le chapitre 2 pour réaliser un filtre accordable d'ordre quatre. Ce travail consistait à augmenter le nombre des tiges DGGW de trois à neuf. Elle consistait aussi à traiter les problèmes mécaniques ainsi que les problèmes d'assemblage exposés dans le chapitre précédent. Plusieurs mesures ont été effectuées, qui montrent une plage d'accord proche de 3 GHz, avec la possibilité de faire varier la bande passante entre 45 MHz et 285 MHz. La possibilité de changer l'ordre du filtre est également été démontrée.

Nous avons également avec ce même dispositif à 2 accès réalisé une fonction de déphasage. Un déphasage maximum de  $290^\circ$  a été mesuré à 12 GHz, avec 0.12 dB de pertes d'insertion et une adaptation de 20 dB entre 10 GHz et 12 GHz.

Le passage du filtre au dispositif multi-accès a consisté à augmenter le nombre des tiges, de 9 à 36, et à résoudre une part des problèmes mécaniques et d'assemblages identifiés sur le dispositif précédent. Le but principal de cette conception était de pouvoir combiner plusieurs fonctions à la fois. Nous avons aiguillé le champs EM émis de la voie 1 vers les trois autres voies une par une, un niveau de pertes maximum de 0.17 dB a été mesuré pour les trois routages. L'adaptation est maintenue à 20 dB. La bande de fonctionnement varie entre 3 GHz et 1.5 GHz autour de 9.5 GHz. Avec un réglage plus fin, la bande de fonctionnement sera plus large. Nous avons également réalisé un filtre d'ordre 3 entre la voie 1 et la voie 3.

Pour des futurs projets, et pour résoudre les problèmes mécaniques rencontrés, il faut envisager un traitement céramique pour les zones en frottement par glissement, pour éviter l'usure à long terme. Des précisions de fabrication plus importantes sont nécessaires pour une bonne trajectoire des tiges DGGW. Cela réduira les mouvements transversaux. Un accord automatique est également à envisager, sur la base de moteurs liners, de vérins ou de moteurs piézoélectriques. La rotation des tiges filetées accentue les mouvements transversaux des tiges DGGW et le changement de mode de commande est important.

Dans la suite de ce chapitre, nous avons voulu tester de nouvelles possibilités telles que la cavité cylindrique accordable à diaphragme. Cette dernière a offert un accord fréquentiel de 1.7 GHz. Malheureusement l'apparition de la seconde polarisation du mode  $TE_{111}$  a perturbé nos mesures. Le diaphragme a montré son efficacité pour changer la fréquence de

résonance mais sa faible conductivité équivalente réduit significativement le facteur de qualité à vide du résonateur.

Pour conclure, un filtre accordable à plot capacitif a été proposé. L'accordabilité se fait via deux commandes (translation suivant X et/ou suivant Y). Cette translation engendre une variation de la valeur de la capacité entre les plots et les rampes se situant au-dessus, qui entraîne une variation de la fréquence de résonance. Une même technique est utilisée pour les éléments régulateurs des couplages, mais suivant l'axe perpendiculaire. Les premiers tests de simulation ont montré la faisabilité de ce projet, mais un travail d'optimisation important reste à effectuer.

## Conclusion

---

La technologie GROOVE GAP (GGW) pour les micro-ondes et les ondes millimétriques est une innovation récente. De nombreux articles ont été dédiés ces dernières années à cette technologie. Nous restons néanmoins dans une phase dans laquelle des évolutions importantes peuvent être apportées, notamment dans le cadre d'une recherche de flexibilité des dispositifs, objectif majeur de ces travaux.

Nous avons tout d'abord travaillé à identifier la topologie de structure groove gap sur laquelle nous allons porter notre attention. Nous avons effectué des évaluations comparatives entre la technologie GGW et la technologie HGS, en nous intéressant notamment à leur efficacité en termes d'adaptation, de pertes d'insertion, d'isolation, et de capacité à générer des facteurs de qualité importants. Il est apparu que, malgré la facilité de fabrication offerte par la technologie HGS, la technologie GGW était à privilégier en termes de performances.

A l'issue de cette phase préliminaire, nous nous sommes concentrés sur le développement de transitions vers les structures GGW. En effet, il n'est pas cohérent de mettre au point des fonctions aux performances optimisées (pertes, adaptation), si ces performances sont fortement dégradées aux transitions avec les autres fonctions du sous-système au point de rendre l'utilisation de la technologie groove gap inefficace. Nous avons comparé deux types de transitions (guide d'onde-GGW et câble coaxial-GGW). Nous avons également envisagé une transition d'une ligne micro-ruban vers GGW, mais les pertes engendrées par les diélectriques sont trop importantes pour nos applications. Cette comparaison a montré que la fabrication de la transition coaxial-GGW est relativement facile, mais la sensibilité aux tolérances de fabrication limite la possibilité d'obtenir un niveau d'adaptation suffisamment élevé pour être générique. En revanche, la transition guide d'onde-GGW est moins sensible aux défauts de fabrication et aux problèmes d'alignement. Les pertes d'insertion sont également moins importantes sur une bande de fréquence plus large. Dans la suite de nos travaux, nous avons donc utilisé ce type de transition pour la majorité de nos prototypes.

Nous avons ensuite exploré la possibilité d'obtenir un accordabilité en exploitant le gap d'air inhérent à la structure GGW, permettant un déplacement des pièces qui ne sont pas en contact, pour modifier par exemple la taille d'une cavité. Des tiges munies de clous GGW ont été utilisées pour faire varier la fréquence de résonance en modifiant les dimensions mécaniques de la cavité par un mouvement de translation le long d'un axe. Cette technique offre une plage d'accord importante sans perturbation ni pertes supplémentaires. Les dimensions des tiges ont été choisies pour minimiser les pertes par rayonnement, maximiser la largeur de la bande interdite et garantir la solidité du prototype pendant la fabrication.

Nous avons sur ces bases développé un filtre accordable en utilisant une succession de tiges GGW à double gap d'air, entourées de clous GGW à un seul gap d'air, démontrant ainsi la coexistence de différentes formes de périodicité avec une bande interdite commune. Les mouvements de translation des tiges ont permis une grande plage d'accord sur la bande X, ainsi qu'une transformation complète de son fonctionnement, en passant d'un guide d'onde GGW à très faibles pertes d'insertion à filtre puis à un déphaseur en fonction de la pénétration des tiges DGGW. Les performances obtenues pour le filtre et le déphaseur ont surpassé l'état de l'art, démontrant l'efficacité de cette méthode.

Nous avons poursuivi notre travail en développant davantage notre concept de composant multifonctions. En ajoutant deux autres accès au filtre accordable et en interconnectant les tiges DGGW de longueur plus importante, nous avons pu réaliser des fonctions supplémentaires qui n'étaient pas possibles avec le prototype initial du filtre accordable. La

fonction de routage du champ EM a permis de combiner plusieurs fonctions simultanément, telles qu'un filtre passe-bande entre les voies 1 et 3. Les faibles pertes d'insertion obtenues avec le prototype à quatre voies ont permis une grande flexibilité d'ajustement mécanique, ce qui a assuré la fiabilité et le contrôle de la transition guide d'onde-GGW ainsi que des tiges GW avec de faibles pertes.

Actuellement, ce prototype reste à exploiter pour une grande part, en raison du grand nombre de tests et de configurations possibles. En plus de la fonction de filtrage accordable en bande, fréquence et ordre, il est possible de changer le mode (par exemple, passer de  $TE_{101}$  à  $TE_{102}$ ) et de voie de transmission (routage). Avec un réglage fin, le routage peut être élargi en bande passante et déplacé dans la bande X en fonction des besoins. Il est également possible de déphaser le signal et d'atteindre des valeurs de phase plus importantes, d'adapter le compromis plage d'accord-pertes, tout en affinant la platitude du déphasage dans sa bande de fréquence grâce au nombre de tiges DGGW et à l'ajustement de son profil via ces tiges. En fin de compte, des fonctions à accès multiples telles que le splitter, le duplexeur, l'élément sélectif en fréquence de d'un oscillateur et le coupleur hybride sont également possibles. Les champs d'investigation sont donc très larges ; nous avons disposé de ce prototype en toute fin de thèse, nous avons donc été limités dans nos évaluations. Ce prototype sera au centre de prochains travaux :

- Pour prouver l'ensemble des potentialités du dispositif
- Pour tester des techniques d'automatisation. En s'appuyant sur un savoir-faire de l'équipe, les mouvements des tiges DGGW peuvent être robotisés et pilotés avec précision. Une amélioration du guidage des tiges devrait cependant être envisagée pour assurer la répétabilité. Tout cela permettra d'exploiter au maximum les performances et les configurations possibles.

À la fin de notre étude, nous avons effectué des tests pour utiliser la technologie GW dans des guides cylindriques en utilisant des diaphragmes optiques pour ajuster la fréquence d'une cavité en mode  $TE_{111}$ . Bien que ces tests aient montré une variation de la fréquence, il était difficile d'estimer le facteur de qualité en raison de la faible conductivité des diaphragmes. Il reste à identifier si cette faible conductivité est due à des pertes métalliques importantes au niveau des parois du diaphragme, ou à des pertes par rayonnement au travers de ces parois. Nous avons également initié une étude portant sur un filtre accordable en bande et en fréquence, doté de seulement deux commandes mécaniques permettant de régler la distance entre des plots capacitifs et la paroi qui les surplombe. Un changement le long d'un axe permet de régler la fréquence centrale du filtre, tandis qu'une variation dans un axe perpendiculaire permet de modifier la bande passante du filtre. Bien que les premiers tests aient été encourageants, les résultats ont été pénalisés par la transition choisie (câble coaxial-GGW) et sa sensibilité. Une fabrication traditionnelle en CNC en métal est donc nécessaire pour obtenir des tolérances de fabrication suffisamment faibles. Dans la suite, il conviendra de fixer une bande passante moyenne de travail, qui déterminera la forme et la taille des plots capacitifs d'iris. Enfin, l'optimisation de la forme des ruptures au-dessus des plots d'iris sera nécessaire.

La technologie GW est encore considérée comme émergente, mais elle a déjà suscité beaucoup d'intérêt pour relever les défis actuels dans le domaine des micro-ondes et des ondes millimétriques, tels que la flexibilité et la performance. Au travers nos recherches, nous avons démontré que la technologie GW était capable d'atteindre des niveaux de performances supérieures à d'autres technologies, grâce à sa capacité d'accordabilité et sa capacité à maintenir des performances élevées sur une large gamme de fréquences. Bien que

nos résultats soient prometteurs, il reste encore beaucoup à découvrir dans ce domaine en constante évolution.

## References bibliographies

---

- [1] Y. Kimura, T. Hirano, J. Hirokawa, et M. Ando, « Alternating-phase fed single-layer slotted waveguide arrays with chokes dispensing with narrow wall contacts », in *Proceedings 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology (Cat. No.00TH8510)*, Dana Point, CA, USA: IEEE, 2000, p. 121-124. doi: 10.1109/PAST.2000.858923.
- [2] H. Kirino et K. Ogawa, « A 76 GHz Multi-Layered Phased Array Antenna Using a Non-Metal Contact Metamaterial Waveguide », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 2, p. 840-853, févr. 2012, doi: 10.1109/TAP.2011.2173112.
- [3] M. A. Antoniadis, H. Mirzaei, et G. V. Eleftheriades, « Transmission-Line Based Metamaterials in Antenna Engineering », in *Handbook of Antenna Technologies*, Z. N. Chen, D. Liu, H. Nakano, X. Qing, et T. Zwick, Éd., Singapore: Springer, 2016, p. 377-449. doi: 10.1007/978-981-4560-44-3\_21.
- [4] H. Shigesawa, M. Tsuji, et A. A. Oliner, « Simultaneous propagation of bound and leaky dominant modes on printed-circuit lines: a new general effect », in *Proceedings of 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Orlando, FL, USA: IEEE, 1995, p. 145-148. doi: 10.1109/MWSYM.1995.406079.
- [5] F. Mesa, A. A. Oliner, D. R. Jackson, et M. J. Freire, « The influence of a top cover on the leakage from microstrip line », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 12, p. 2240-2248, déc. 2000, doi: 10.1109/22.898970.
- [6] W. E. McKinzie et N. G. Alexopoulos, « Leakage losses for the dominant mode of conductor-backed coplanar waveguide », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 2, n° 2, p. 65-66, févr. 1992, doi: 10.1109/75.122412.
- [7] A. Borji, D. Busuioc, et S. Safavi-Naeini, « Efficient, Low-Cost Integrated Waveguide-Fed Planar Antenna Array for Ku-Band Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 336-339, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2008.2004973.
- [8] D. Pozar, « Considerations for millimeter wave printed antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, n° 5, p. 740-747, sept. 1983, doi: 10.1109/TAP.1983.1143124.
- [9] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman, et D. Treves, « A study of microstrip array antennas with the feed network », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, n° 4, p. 426-434, avr. 1989, doi: 10.1109/8.24162.
- [10] D. Deslandes et K. Wu, « Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 11, n° 2, p. 68-70, févr. 2001, doi: 10.1109/7260.914305.
- [11] Feng Xu et K. Wu, « Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 1, p. 66-73, janv. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.839303.
- [12] K. Wu, « Towards system-on-substrate approach for future millimeter-wave and photonic wireless applications », in *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, Japan: IEEE, déc. 2006, p. 1895-1900. doi: 10.1109/APMC.2006.4429778.



- [13] G. Six, G. Prigent, Eric Rius, G. Dambrine, et H. Happy, « Fabrication and characterization of low-loss TFMS on silicon substrate up to 220 GHz », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 1, p. 301-305, janv. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.839915.
- [14] K. Nishikawa *et al.*, « Low-loss passive components on BCB-based 3D MMIC technology », in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, 2001, p. 1881-1884. doi: 10.1109/MWSYM.2001.967275.
- [15] M. F. Shafique et I. D. Robertson, « Laser prototyping of multilayer LTCC microwave components for system-in-package applications », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, n° 8, p. 864, 2011, doi: 10.1049/iet-map.2010.0352.
- [16] T.-M. Shen, C.-F. Chen, T.-Y. Huang, et R.-B. Wu, « Design of Vertically Stacked Waveguide Filters in LTCC », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 8, p. 1771-1779, août 2007, doi: 10.1109/TMTT.2007.902080.
- [17] P.-S. Kildal, « Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, n° 10, p. 1537-1544, oct. 1990, doi: 10.1109/8.59765.
- [18] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, et E. Yablonovitch, « High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 11, p. 2059-2074, nov. 1999, doi: 10.1109/22.798001.
- [19] P.-S. Kildal, A. A. Kishk, et A. Tengs, « Reduction of forward scattering from cylindrical objects using hard surfaces », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, n° 11, p. 1509-1520, nov. 1996, doi: 10.1109/8.542076.
- [20] D. Schurig *et al.*, « Metamaterial Electromagnetic Cloak at Microwave Frequencies », *Science*, vol. 314, n° 5801, p. 977-980, nov. 2006, doi: 10.1126/science.1133628.
- [21] P.-S. Kildal et E. Lier, « Hard horns improve cluster feeds of satellite antennas », *Electron. Lett.*, vol. 24, n° 8, p. 491, 1988, doi: 10.1049/el:19880333.
- [22] E. Lier et P.-S. Kildal, « Soft and hard horn antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 36, n° 8, p. 1152-1157, août 1988, doi: 10.1109/8.7229.
- [23] E. Lier, « Review of Soft and Hard Horn Antennas, Including Metamaterial-Based Hybrid-Mode Horns », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 52, n° 2, p. 31-39, avr. 2010, doi: 10.1109/MAP.2010.5525564.
- [24] A. Valero-Nogueira, E. Alfonso, J. I. Herranz, et P.-S. Kildal, « Experimental Demonstration of Local Quasi-TEM Gap Modes in Single-Hard-Wall Waveguides », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 19, n° 9, p. 536-538, sept. 2009, doi: 10.1109/LMWC.2009.2027051.
- [25] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, et E. Rajo-Iglesias, « Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 84-87, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2008.2011147.
- [26] Má. G. Silveirinha, C. A. Fernandes, et J. R. Costa, « Electromagnetic Characterization of Textured Surfaces Formed by Metallic Pins », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 2, p. 405-415, févr. 2008, doi: 10.1109/TAP.2007.915442.

- [27] P.-S. Kildal, « Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves », in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, mars 2009, p. 28-32.
- [28] P.-S. Kildal, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso, et A. Valero-Nogueira, « Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression », *IET Microw. Antennas Amp Propag.*, vol. 5, n° 3, p. 262-270, févr. 2011, doi: 10.1049/iet-map.2010.0089.
- [29] A. U. Zaman, P.-S. Kildal, M. Ferndahl, et A. Kishk, « Validation of ridge gap waveguide performance using in-house TRL calibration kit », in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, avr. 2010, p. 1-4.
- [30] E. Rajo-Iglesias et P.-S. Kildal, « Groove gap waveguide: A rectangular waveguide between contactless metal plates enabled by parallel-plate cut-off », in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, avr. 2010, p. 1-4.
- [31] A. Valero-Nogueira, M. Baquero, J. I. Herranz, J. Domenech, E. Alfonso, et A. Vila, « Gap Waveguides Using a Suspended Strip on a Bed of Nails », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 1006-1009, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2167591.
- [32] E. Pucci, E. Rajo-Iglesias, et P.-S. Kildal, « New Microstrip Gap Waveguide on Mushroom-Type EBG for Packaging of Microwave Components », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, n° 3, p. 129-131, mars 2012, doi: 10.1109/LMWC.2011.2182638.
- [33] H. Raza, J. Yang, P.-S. Kildal, et E. Alfonso Alós, « Microstrip-Ridge Gap Waveguide—Study of Losses, Bends, and Transition to WR-15 », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, n° 9, p. 1943-1952, sept. 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2327199.
- [34] C. Gahete Arias, M. Baquero Escudero, A. Valero Nogueira, et A. Vila Jiménez, « Test-Fixture for Suspended-Strip Gap-Waveguide Technology on Ka-Band », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 23, n° 6, p. 321-323, juin 2013, doi: 10.1109/LMWC.2013.2258000.
- [35] A. Uz Zaman, T. Vukusic, M. Alexanderson, et P.-S. Kildal, « Design of a Simple Transition From Microstrip to Ridge Gap Waveguide Suited for MMIC and Antenna Integration », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 1558-1561, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2293151.
- [36] A. U. Zaman, M. Alexanderson, T. Vukusic, et P.-S. Kildal, « Gap Waveguide PMC Packaging for Improved Isolation of Circuit Components in High-Frequency Microwave Modules », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 4, n° 1, p. 16-25, janv. 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2013.2271651.
- [37] E. Rajo-Iglesias et P.-S. Kildal, « Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, n° 3, p. 282, 2011, doi: 10.1049/iet-map.2010.0073.
- [38] E. Pucci, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, P.-S. Kildal, et A. Kishk, « Study of Q-factors of ridge and groove gap waveguide resonators », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, n° 11, p. 900-908, 2013, doi: 10.1049/iet-map.2013.0081.
- [39] S. A. Razavi, P.-S. Kildal, L. Xiang, E. A. Alos, et H. Chen, « 2×2-slot Element for 60GHz Planar Array Antenna Realized on Two Doubled-sided PCBs Using SIW Cavity and

EBG-type Soft Surface fed by Microstrip-Ridge Gap Waveguide », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 9, p. 4564-4573, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2331993.

[40] E. Rajo-Iglesias, P.-S. Kildal, A. U. Zaman, et A. Kishk, « Bed of Springs for Packaging of Microstrip Circuits in the Microwave Frequency Range », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 2, n° 10, p. 1623-1628, oct. 2012, doi: 10.1109/TCPMT.2012.2207957.

[41] S. Fujii *et al.*, « A Wideband Single-layer Slotted Waveguide Array with an Embedded Partially Corporate Feed », janv. 2008.

[42] M. Bosiljevac, Z. Sipus, et P.-S. Kildal, « Construction of Green's functions of parallel plates with periodic texture with application to gap waveguides - a plane-wave spectral-domain approach », *Microw. Antennas Propag. IET*, vol. 4, p. 1799-1810, déc. 2010, doi: 10.1049/iet-map.2009.0399.

[43] E. Pucci, E. Rajo-Iglesias, J.-L. Vázquez-Roy, et P.-S. Kildal, « Planar Dual-Mode Horn Array With Corporate-Feed Network in Inverted Microstrip Gap Waveguide », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 7, p. 3534-3542, juill. 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2317496.

[44] M. Bosiljevac, A. Polemi, S. Maci, et Z. Sipus, « Analytic approach to the analysis of ridge and groove gap waveguides - Comparison of two methods », in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, avr. 2011, p. 1886-1889.

[45] H. Raza, J. Yang, P.-S. Kildal, et E. Alfonso, « Resemblance between gap waveguides and hollow waveguides », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, n° 15, p. 1221-1227, 2013, doi: 10.1049/iet-map.2013.0178.

[46] C. J. Hansen, « WiGiG: Multi-gigabit wireless communications in the 60 GHz band », *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 18, n° 6, p. 6-7, déc. 2011, doi: 10.1109/MWC.2011.6108325.

[47] P. Smulders, « Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, n° 1, p. 140-147, janv. 2002, doi: 10.1109/35.978061.

[48] B. Chantraine-Bares et R. Sauleau, « Electrically-Small Shaped Integrated Lens Antennas: A Study of Feasibility in Q-Band », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, n° 4, p. 1038-1044, avr. 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.893377.

[49] L. Mall et R. B. Waterhouse, « Millimeter-wave proximity-coupled microstrip antenna on an extended hemispherical dielectric lens », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, n° 12, p. 1769-1772, déc. 2001, doi: 10.1109/8.982458.

[50] « New hat feed for reflector antennas realised without dielectrics for reducing manufacturing cost and improving reflection coefficient - ProQuest ». <https://www.proquest.com/openview/eba0dd97fdbc2dd7771c684a59e2cd19/1?pq-origsite=gscholar&cbl=1936361> (consulté le 23 mars 2023).

[51] T. Zwick, D. Liu, et B. P. Gaucher, « Broadband Planar Superstrate Antenna for Integrated Millimeterwave Transceivers », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, n° 10, p. 2790-2796, oct. 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.882167.

[52] S. D. A. Fonseca et A. Giarola, « Microstrip disk antennas, Part II: The problem of surface wave radiation by dielectric truncation », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, n° 6, p. 568-573, juin 1984, doi: 10.1109/TAP.1984.1143367.

- [53] V. R. Komanduri, D. R. Jackson, J. T. Williams, et A. R. Mehrotra, « A General Method for Designing Reduced Surface Wave Microstrip Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, n° 6, p. 2887-2894, juin 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2254441.
- [54] J. Hirokawa et M. Ando, « Efficiency of 76-GHz post-wall waveguide-fed parallel-plate slot arrays », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, n° 11, p. 1742-1745, nov. 2000, doi: 10.1109/8.900232.
- [55] J. Hirokawa, M. Ando, et N. Goto, « Waveguide-fed parallel plate slot array antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 40, n° 2, p. 218-223, févr. 1992, doi: 10.1109/8.127406.
- [56] X.-P. Chen, K. Wu, L. Han, et F. He, « Low-Cost High Gain Planar Antenna Array for 60-GHz Band Applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 6, p. 2126-2129, juin 2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2046861.
- [57] J. F. Xu, W. Hong, P. Chen, et K. Wu, « Design and implementation of low sidelobe substrate integrated waveguide longitudinal slot array antennas », *Microw. Antennas Propag. IET*, vol. 3, p. 790-797, sept. 2009, doi: 10.1049/iet-map.2008.0157.
- [58] M. Bozzi, A. Georgiadis, et K. Wu, « Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas », *IET Microw. Antennas Amp Propag.*, vol. 5, n° 8, p. 909-920, juin 2011, doi: 10.1049/iet-map.2010.0463.
- [59] M. H. Awida, S. H. Suleiman, et A. E. Fathy, « Substrate-Integrated Cavity-Backed Patch Arrays: A Low-Cost Approach for Bandwidth Enhancement », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n° 4, p. 1155-1163, avr. 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2109681.
- [60] A. U. Zaman et P.-S. Kildal, « Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 6, p. 2992-3001, juin 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2309970.
- [61] A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz-Herruzo, M. Baquero, R. Hernández-Murcia, et V. Rodrigo, « Practical Derivation of Slot Equivalent Admittance in Periodic Waveguides », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, n° 4, p. 2321-2324, avr. 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2231934.
- [62] S. Martínez Giner, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz Herruzo, et M. Baquero Escudero, « Excitation of untilted narrow-wall slot in groove gap waveguide by using a parasitic dipole », in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, avr. 2013, p. 3082-3085.
- [63] J. Hirokawa et P.-S. Kildal, « Excitation of an untilted narrow-wall slot in a rectangular waveguide by using etched strips on a dielectric plate », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, n° 6, p. 1032-1037, juin 1997, doi: 10.1109/8.585752.
- [64] M. Ferrando-Rocher, J. I. Herranz-Herruzo, A. Valero-Nogueira, et M. Baquero-Escudero, « A Half-Mode Groove Gap Waveguide for Single-Layer Antennas in the Millimeter-Wave Band », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 21, n° 12, p. 2402-2406, déc. 2022, doi: 10.1109/LAWP.2022.3194665.
- [65] M. Rezaee, A. U. Zaman, et P.-S. Kildal, « A groove gap waveguide iris filter for V-band application », in *2015 23rd Iranian Conference on Electrical Engineering*, mai 2015, p. 462-465. doi: 10.1109/IranianCEE.2015.7146259.

- [66] M. Ferrando-Rocher, D. Sanchez-Escuderos, J. I. Herranz-Herruzo, et A. Valero-Nogueira, « Design of Broadband Gap Waveguide Transitions for Millimeter-Wave Antenna Arrays », in *2018 15th European Radar Conference (EuRAD)*, sept. 2018, p. 501-504. doi: 10.23919/EuRAD.2018.8546608.
- [67] A. Vosoogh, A. U. Zaman, et J. Yang, « Simple and Broadband Transition Between Rectangular Waveguide and Groove Gap Waveguide for MM-Wave Applications », in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, juill. 2018, p. 1101-1102. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608176.
- [68] J. M. Pérez-Escudero, A. E. Torres-García, R. Gonzalo, et I. Ederra, « A Chebyshev Transformer-Based Microstri-to-Groove-Gap-Waveguide Inline Transition for MMIC Packaging », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 9, n° 8, p. 1595-1602, août 2019, doi: 10.1109/TCPMT.2019.2904430.
- [69] J. M. Pérez-Escudero, A. E. Torres-García, R. Gonzalo, et I. Ederra, « A Simplified Design Inline Microstrip-to-Waveguide Transition », *Electronics*, vol. 7, n° 10, Art. n° 10, oct. 2018, doi: 10.3390/electronics7100215.
- [70] U. Nandi, A. U. Zaman, A. Vosoogh, et J. Yang, « Novel Millimeter Wave Transition From Microstrip Line to Groove Gap Waveguide for MMIC Packaging and Antenna Integration », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 27, n° 8, p. 691-693, août 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2723679.
- [71] A. Aljarosha, R. Maaskant, A. U. Zaman, et P.-S. Kildal, « mm-Wave contactless connection for MMIC integration in gap waveguides », in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, juin 2016, p. 253-254. doi: 10.1109/APS.2016.7695835.
- [72] D. Zarifi et H. Oraizi, « A V-band microstrip line to groove gap waveguide transition », in *2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, nov. 2016, p. 1-2. doi: 10.1109/MMS.2016.7803803.
- [73] A. del Olmo-Olmeda, M. Baquero-Escudero, V. E. Boria-Esbert, A. Valero-Nogueira, et A. J. Berenguer-Verdú, « A novel band-pass filter topology for millimeter-wave applications based on the groove gap waveguide », in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, juin 2013, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697780.
- [74] A. Périgaud, « Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches », Thèse de doctorat, Limoges, 2009. Consulté le: 23 mars 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.theses.fr/2009LIMO4011>
- [75] A. U. Zaman, P.-S. Kildal, et A. A. Kishk, « Narrow-Band Microwave Filter Using High-Q Groove Gap Waveguide Resonators With Manufacturing Flexibility and No Sidewalls », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 2, n° 11, p. 1882-1889, nov. 2012, doi: 10.1109/TCPMT.2012.2202905.
- [76] M. Baquero-Escudero, A. Valero-Nogueira, M. Ferrando-Rocher, B. Bernardo-Clemente, et V. E. Boria-Esbert, « Compact Compline Filter Embedded in a Bed of Nails », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, n° 4, p. 1461-1471, avr. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2895576.

- [77] T. Xiu *et al.*, « Design of a Compact and Low-Loss E-Band Filter Based on Multilayer Groove Gap Waveguide », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 31, n° 11, p. 1211-1214, nov. 2021, doi: 10.1109/LMWC.2021.3111955.
- [78] J. Y. Jin et Q. Xue, « A Ka-band waveguide bandpass filter designed by transmission zero resonator pairs (TZRPs) », in *2017 17th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, sept. 2017, p. 1-3. doi: 10.1109/ISCIT.2017.8261205.
- [79] A. Karami Horestani, Z. Shaterian, et M. Mrozowski, « Low-Loss Mechanically Tunable Resonator and Phase Shifters in Groove Gap Waveguide Technology », *IEEE Access*, vol. 10, p. 70964-70970, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3186988.
- [80] B. Boin et A. Lesure, « A Mechanically Steered Antenna Using a Moving Part Based on Gap Waveguide », in *2022 52nd European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2022, p. 860-863. doi: 10.23919/EuMC54642.2022.9924480.
- [81] M. Ebrahimpouri, E. Rajo-Iglesias, et O. Quevedo-Teruel, « Wideband glide-symmetric holey structures for gap-waveguide technology », in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, mars 2017, p. 1658-1660. doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928356.
- [82] A. Vosoogh, H. Zirath, et Z. S. He, « Novel Air-Filled Waveguide Transmission Line Based on Multilayer Thin Metal Plates », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 9, n° 3, p. 282-290, mai 2019, doi: 10.1109/TTHZ.2019.2905775.
- [83] Z. Liu, J.-Y. Deng, et D. Sun, « Slow-Wave Groove Gap Waveguide Bandpass Filter », *IEEE Access*, vol. 7, p. 52581-52588, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2912496.
- [84] C. A. Buendia, « Enhanced fluid characterization in the millimeter-wave band using Gap Waveguide Technology », phdthesis, Télécom Bretagne; Université de Bretagne Occidentale, 2016. Consulté le: 23 mars 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.science/tel-01493327>
- [85] O. Ourya, « Développement de procédures de réglage génériques et automatisées pour modules hyperfréquences intégrant des filtres », These de doctorat, Limoges, 2022. Consulté le: 18 avril 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.theses.fr/2022LIMO0061>
- [86] U. Rosenberg et M. Knipp, « Novel tunable high Q filter design for branching networks with extreme narrowband channels at mm-wave frequencies », in *2005 European Microwave Conference*, oct. 2005, p. 4 pp. - 824. doi: 10.1109/EUMC.2005.1610052.
- [87] B. Yassini, M. Yu, D. Smith, et S. Kellett, « A  $Ku$ -Band High- $Q$  Tunable Filter With Stable Tuning Response », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 12, p. 2948-2957, déc. 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2034215.
- [88] U. Rosenberg *et al.*, « Novel remote controlled dual mode filter providing flexible re-allocation of center frequency and bandwidth », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, mai 2016, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7539953.
- [89] C. Kwak, M. Uhm, et I. Yom, « K-band tunable cavity filter using dual TE<sub>211</sub> mode », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2017, p. 256-259. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059089.

- [90] M. A. Kunes et G. G. Connor, « A Digitally Controlled Tunable High Power Output Filter For Space Applications », in *1989 19th European Microwave Conference*, sept. 1989, p. 681-686. doi: 10.1109/EUMA.1989.334047.
- [91] B. Yassini, M. Yu, et B. Keats, « A Ka-Band Fully Tunable Cavity Filter », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, n° 12, p. 4002-4012, déc. 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2224367.
- [92] G. Basavarajappa et R. R. Mansour, « Design Methodology of a Tunable Waveguide Filter With a Constant Absolute Bandwidth Using a Single Tuning Element », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, n° 12, p. 5632-5639, déc. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2873383.
- [93] C. Arnold, J. Parlebas, et T. Zwick, « Reconfigurable Waveguide Filter with Variable Bandwidth and Center Frequency », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, n° 8, p. 1663-1670, août 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2332298.
- [94] C. Arnold, J. Parlebas, et T. Zwick, « Center frequency and bandwidth tunable waveguide bandpass filter with transmission zeros », in *2015 10th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, sept. 2015, p. 369-372. doi: 10.1109/EuMIC.2015.7345146.
- [95] J. Ossorio, J. Vague, V. E. Boria, et M. Guglielmi, « Exploring the Tuning Range of Channel Filters for Satellite Applications Using Electromagnetic-Based Computer Aided Design Tools », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, n° 2, p. 717-725, févr. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2017.2769083.
- [96] R. Beyer, P. Krauss, U. Rosenberg, et T. Sieverding, « Compact Rx/Tx channel duplexer with tuning capability for integration in a 26GHz high capacity short haul radio equipment », in *33rd European Microwave Conference Proceedings (IEEE Cat. No.03EX723C)*, oct. 2003, p. 833-836 vol.2. doi: 10.1109/EUMC.2003.177605.
- [97] B. Lee, S. Nam, T.-H. Lee, J. Lee, et C. Kwak, « Ku-band frequency-tunable filter with 11:1 bandwidth tuning », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, oct. 2016, p. 651-654. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824427.
- [98] A. Périgaud *et al.*, « Continuously Tuned Ku-Band Cavity Filter Based on Dielectric Perturbers Made by Ceramic Additive Manufacturing for Space Applications », *Proc. IEEE*, vol. 105, n° 4, p. 677-687, avr. 2017, doi: 10.1109/JPROC.2017.2663104.
- [99] S. Nam, B. Lee, C. Kwak, et J. Lee, « A New Class of K-Band High-Q Frequency-Tunable Circular Cavity Filter », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, n° 3, p. 1228-1237, mars 2018, doi: 10.1109/TMTT.2017.2778075.
- [100] J. Ossorio, V. E. Boria, et M. Guglielmi, « Dielectric Tuning Screws for Microwave Filters Applications », in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, juin 2018, p. 1253-1256. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439857.
- [101] M. Hoeft, A. Kronberger, et O. Bartz, « Tunable Bandpass Filters for Multi-Standard Applications », avr. 2008, p. 1-4.
- [102] E. Laplanche *et al.*, « Tunable Filtering Devices in Satellite Payloads: A Review of Recent Advanced Fabrication Technologies and Designs of Tunable Cavity Filters and Multiplexers Using Mechanical Actuation », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 21, n° 3, p. 69-83, mars 2020, doi: 10.1109/MMM.2019.2958706.

- [103] Á. Palomares-Caballero, A. Alex-Amor, P. Escobedo, J. Valenzuela-Valdés, et P. Padilla, « Low-Loss Reconfigurable Phase Shifter in Gap-Waveguide Technology for mm-Wave Applications », *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, n° 12, p. 3058-3062, déc. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2020.3000058.
- [104] H. Abdollahy, A. Farahbakhsh, et M. H. Ostovarzadeh, « Mechanical reconfigurable phase shifter based on gap waveguide technology », *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 132, p. 153655, avr. 2021, doi: 10.1016/j.aeue.2021.153655.
- [105] E. Wang, S. Agneessens, A. U. Zaman, H. Karlsson, Z. Yan, et J. Yang, « E-Band Low-Loss Reconfigurable Phase Shifters », *IEEE Microw. Wirel. Technol. Lett.*, p. 1-4, 2023, doi: 10.1109/LMWT.2023.3253794.
- [106] M. Hamedani, H. Oraizi, A. Amini, D. Zarifi, et A. U. Zaman, « Planar H-Plane Horn Antenna Based on Groove Gap Waveguide Technology », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, n° 2, p. 302-306, févr. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2019.2960881.



## Annexes

---

Annexe 1. Effet des tiges DGGW sur le back splash.....	154
Annexe 1.1. Back splash.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Annexe 1.2. Back splash.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Annexe 2. Métallisation de la cavité cylindrique .....	155

## Annexe 1. Effet des tiges DGGW sur le back splash

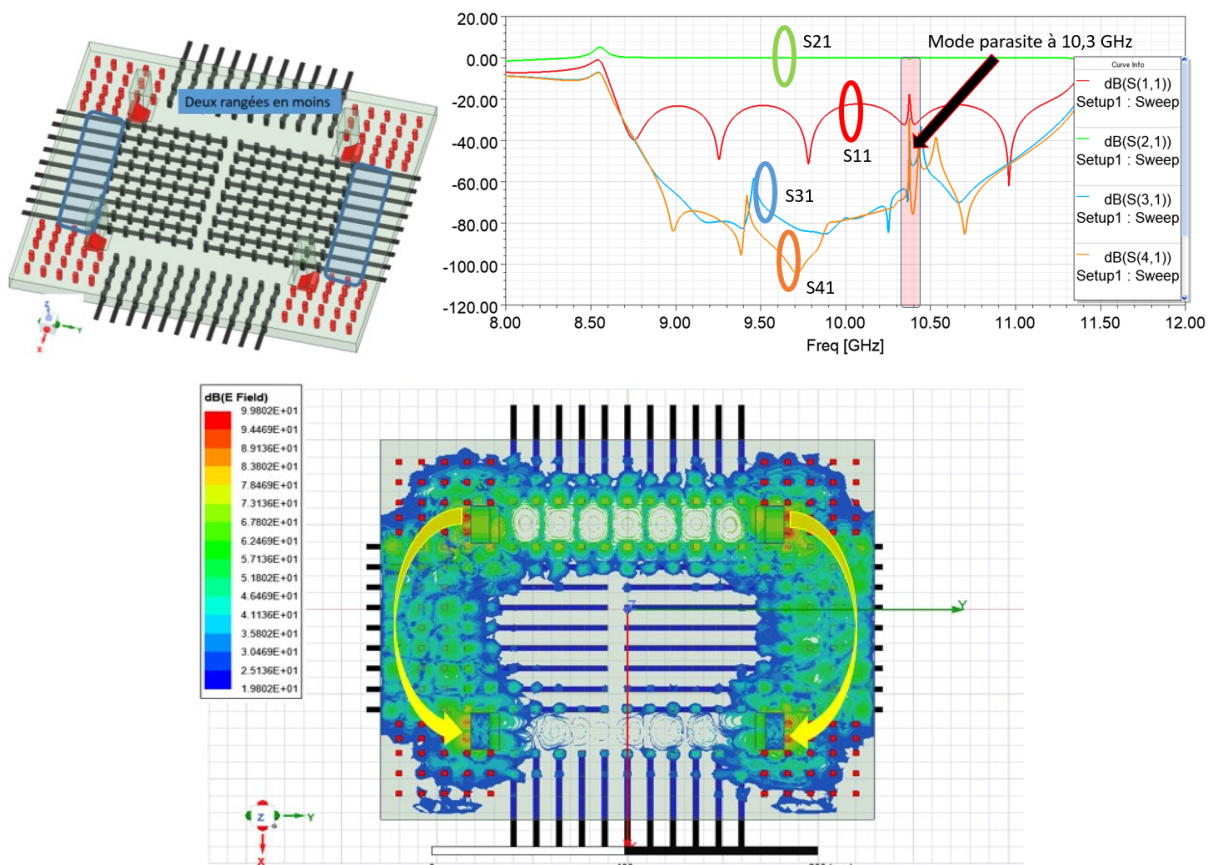


Figure 117 : a) routage de la voie 1 vers la voie 2, b) paramètres S, c) cartographie du champ E (Phénomène de back splash)

La fig. 117 montre le rôle crucial de nombre de rangées de clous sur les tiges DGGW horizontales. En réduisant de rangées de clous es tiges DGGW longue, nous remarquons une fuite de champs par le fond du composant.

## Annexe 2. Métallisation de la cavité cylindrique

Une technique qui s'appelle JET METAL consiste à pulvériser une peinture métallique avec des particules d'argent qui sera ensuite traitée thermiquement pour égaliser la distribution de la peinture. Cette technique offre une conductivité  $\sigma_{JET METAL}=35 \text{ S}/\mu\text{m}$ . La figure ci-dessous montre la différence entre un diaphragme sans le traitement JET METAL (noir) et un autre avec le traitement (en blanc).

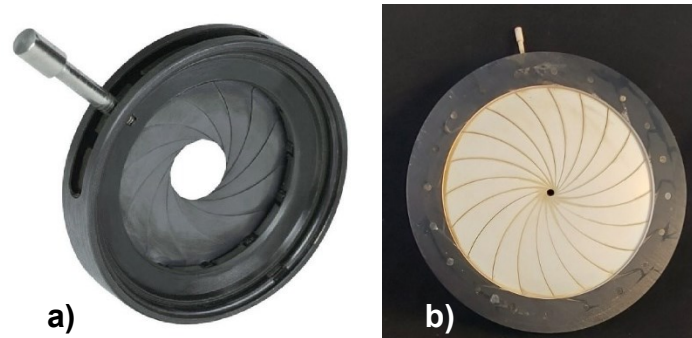


Figure 118 : a) diaphragme non métalliser avec le JET METAL, b) diaphragme métalliser avec le JET METAL

Suite à cette procédure, nous avons effectué une nouvelle mesure de la cavité cylindrique accordable avec les trois diaphragmes métallisés (diaphragme centrale et les deux diaphragmes aux accès). Ainsi, pour éviter le problème de la non symétrie, les transitions SMA-WR90 sont posées sur des supports métalliques pour assurer leurs parallélismes. La figure 118a montre la configuration du banc de mesure (banc modifié pour une meilleure photo).

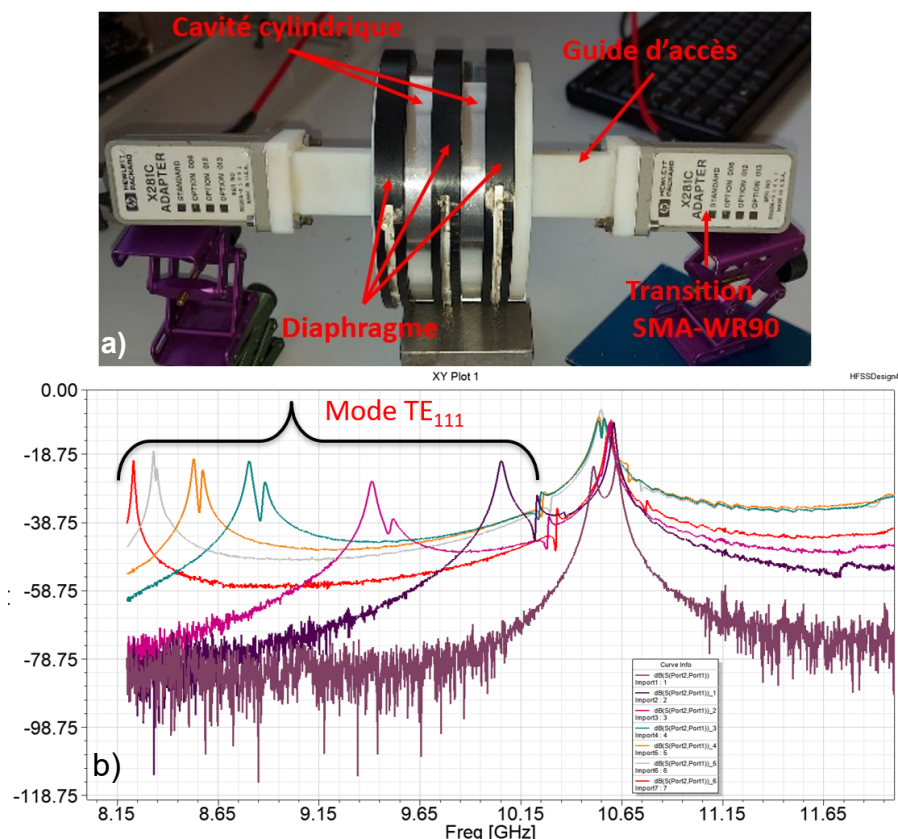


Figure 119 : a) banc de mesure modifié pour la cavité cylindrique accordable, b) mesure paramètre S

Après manipulation, la fig. 119b montre les résultats des mesures. la plage de balayage fréquentiel est maintenu mais il impossible de quantifier la valeur de facteur de qualité vue la non symétrie des piques de résonnances. Malheureusement, l'ostentation du mode croisée est plus flagrante. La pique secondaire est plus apparente sur toutes les mesures effectuées. Etant donnée des résultats, nous avons estimé que l'amélioration de la conductivité a réduit les pertes métalliques et par conséquent, le mode croisé est moins atténué et plus sensible aux problèmes de symétrie. Après démontage, nous nous sommes rendu compte qu'au seins de la cavité, la peinture métallique (JET METAL) commence à s'enlever. Cela revient au mouvement des lames de diaphragme qui par le frottement détachent la peinture de sa surface. À noter aussi que les lames sont ultra lisses ce qui réduit l'adhérence de la peinture.

Comme nous le voyons sur la fig. 119a, des éclats de peinture détachées sont formés autour du trous (iris). Cette découverte permet de réévaluer notre hypothèse sur la relation entre augmentation du facteur de qualité par JET METAL et l'apparition du mode  $TE_{111}$  croisé. Etant donné que ces éclats sont distribués aléatoirement, une dissymétrie peut être crée qui - comme on a vu- favorise l'excitation de ce mode. De plus cette dissymétrie est au niveau du trous et par conséquent très proche du maximum du champ E. cela multipliera la dépendance de la symétrie. Nous avons ainsi réalisé un rétro simulation où des parallélépipèdes d'épaisseur très faible ( $30\mu\text{m}$ ) similaire à l'épaisseur de la métallisation. Ces formes géométriques sont placées d'une façon aléatoire au niveau du trou de diaphragme centrale.

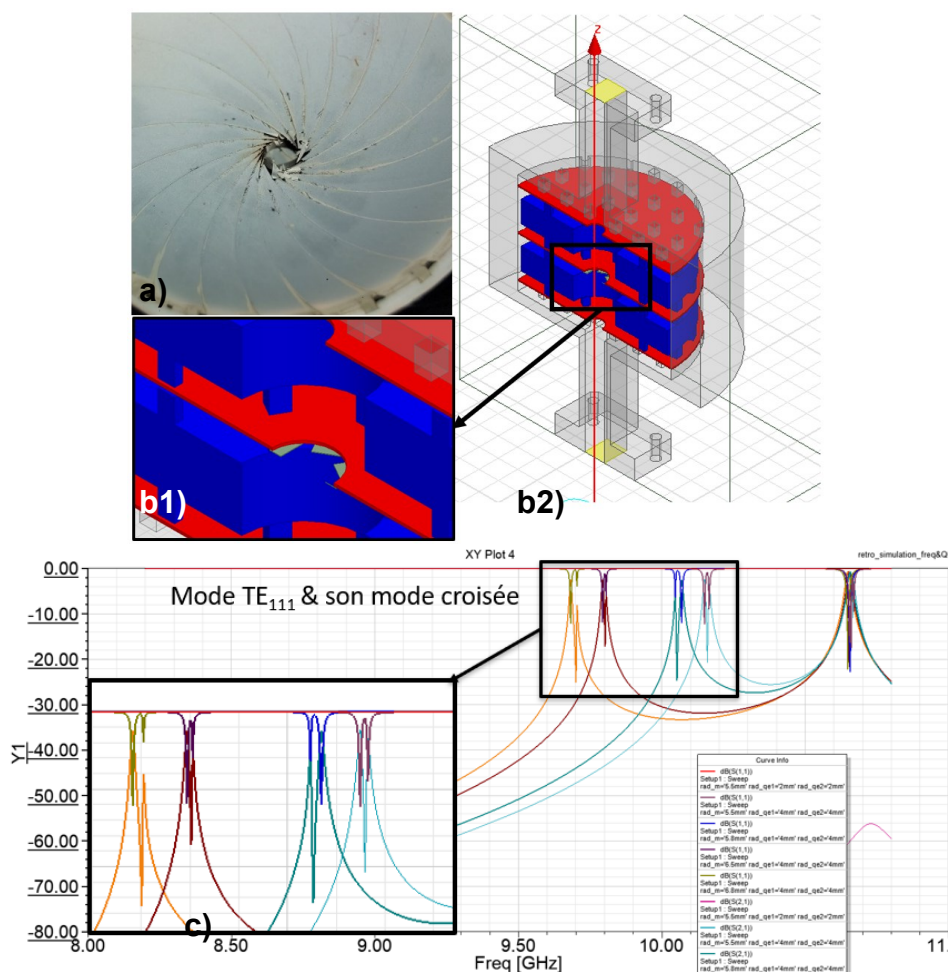


Figure 120 : a) vue rapprochée du diaphragme métallisé après mesure, rétro-simulation des éclats de peinture [b1 et b2) model de simulation, c) résultats de la simulation]

La fig. 120b2 est une vue rapprochée de la cavité cylindrique accordable où nous voyons des carrés en vert au centre de la plaque en rouge, cette plaque joue le rôle du diaphragme central. Il est désormais impossible pour nous de déduire la source de ce faible facteur de qualité, entre la faible conductivité des lames ou bien la possibilité de la fuite entre elle.

**Attention, ne supprimez pas le saut de section suivant (page suivante non numérotée)**

## Résumé de la thèse en français

La Technologie Groove Gap (GGW) relève de la famille des méta-matériaux. Ces matériaux servent de frontière pour confiner le champ dans des domaines choisis pour sa propagation ou sa résonance. Leur propriété importante dans le cadre de ce travail est une lame d'air, qui sépare, sans contact métallique donc, les deux parties les constituant. Nous avons exploité cette lame d'air pour réaliser différents dispositifs microondes accordables par des commandes mécaniques.

Certains de ces dispositifs ne réalisent qu'une seule fonction microonde, par exemple une cavité cylindrique accordable en fréquence de résonance et en bande passante. D'autres dispositifs plus complexes, sont à même de réaliser plusieurs fonctions microondes flexibles, sur la base d'un concept innovant, le déplacement de tiges mobiles en Groove Gap. Un dispositif à deux accès a été conçu pour réaliser un filtre accordable en fréquence centrale, en bande passante mais aussi en ordre de filtrage, par le passage de deux à quatre pôles, en maintenant un facteur de qualité à vide stable autour de 2800. Ce même dispositif est capable de réaliser des fonctions de déphasage, allant de -70 degrés à 280 degrés. Il ne permet cependant pas de combiner ces différentes fonctions. Une évolution à quatre accès de ce concept a alors été proposée. Sa flexibilité a été exploitée pour réaliser des fonctions telles que le routage du champ entre différents accès. Ce routage peut se combiner à d'autres fonctions, parmi lesquelles un filtre accordable et/ou déphaseur accordable. Pour des applications d'alimentation d'antennes, il est aussi possible de réaliser un diviseur de puissance. Au final, ce composant à quatre accès est ainsi capable de réaliser un duplexeur, ou bien le circuit sélectif d'un oscillateur.

Ces travaux apportent ainsi des innovations par l'emploi de la technologie GGW pour l'association de fonctions accordables, et ouvrent des perspectives d'utilisation dans un contexte d'intégration de type 'System In Package' (SIP) pour antennes actives.

---

Mots-clés : hyperfréquence, Groove Gap, Accordable, filtrage micrroonde

## Résumé de la thèse en anglais

Groove Gap Technology (GGW) is a member of the meta-material family. These materials serve as a boundary to confine the field in selected areas for its propagation or resonance. Their important property in this work is an air gap, which separates, without metallic contact, the two parts constituting them. We have exploited this air gap to realize different microwave devices tunable by mechanical controls.

Some of these devices realize only one microwave function, for example, a cylindrical cavity tunable in resonance frequency and/or bandwidth. Other more complex devices can realize several flexible microwave functions, based on an innovative concept, the displacement of mobile rows of Groove Gap pins. A two-port device has been designed to realize a filter tunable in its center frequency, its bandwidth and also its filtering order, by switching from two to three, to four poles, maintaining a stable idle quality factor of around 2800. This same device can realize phase shift functions, from -70 degrees to 280 degrees. However, it does not allow for a combination of these different functions. A four-port evolution of this concept was then proposed. Its flexibility has been exploited to realize functions such as routing the field between different accesses. This routing can be combined with other functions, including a tunable filter and/or tunable phase shifter. For antenna feed applications. It is also possible to realize a power divider. In the end, this four-port component is thus able to realize a duplexer or the selective circuit of an oscillator.



This work brings innovations by using the GGW technology to associate tunable functions, and opens perspectives of use in a 'System In Package' (SIP) integration context for active antennas.

---

Keywords : Microwave filtering, Groove gap, Tuneability

