



HAL
open science

Eléments non-réciproques et systèmes de filtrage hyperfréquences en technologie AFSIW destinés à des applications spatiales

Issam Marah

► **To cite this version:**

Issam Marah. Eléments non-réciproques et systèmes de filtrage hyperfréquences en technologie AFSIW destinés à des applications spatiales. Electronique. Université de Bordeaux, 2022. Français. NNT : 2022BORD0460 . tel-04841985

HAL Id: tel-04841985

<https://theses.hal.science/tel-04841985v1>

Submitted on 17 Dec 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

SPÉCIALITÉ ÉLECTRONIQUE

Par Issam MARAH

**Éléments non-réciproques et systèmes de filtrage
hyperfréquences en technologie AFSIW destinés à des
applications spatiales**

Sous la direction de : Anthony GHIOTTO
(co-encadrant : Jean-Marie PHAM)

Soutenue le 16 décembre 2022

Membres du jury :

Mme. VERGER, Aurélie	Docteure	MBDA	Examinatrice
Mme. DELTIMPLE, Nathalie	Professeure	Bordeaux INP	Examinatrice
M. VUONG, Tan-Phu	Professeur	Université de Grenoble Alpes	Rapporteur
M. BLONDY, Pierre	Professeur	Université de Limoges	Rapporteur
M. GHIOTTO, Anthony	MCF, HDR	Bordeaux INP	Directeur de thèse
M. PHAM, Jean-Marie	MCF	Université de Bordeaux	Examineur

Sommaire

Acronymes.....	ii
Introduction.....	1
1. Contexte général.....	3
1.1. Brève histoire des télécommunications	3
1.2. Les télécommunications spatiales.....	4
1.2.1. La course vers l'espace.....	4
1.2.2. Les orbites terrestres.....	5
1.2.3. Le New Space.....	6
1.2.4. L'allocation des fréquences de télécommunication	8
1.2.5. L'environnement spatial.....	9
1.3. Les défis technologiques	12
1.3.1. Les technologies additives.....	12
1.3.2. Les technologies planaires.....	12
1.3.3. La technologie SIW.....	15
1.3.4. La technologie AFSIW.....	16
1.4. La mesure de dispositifs en technologie AFSIW	18
1.4.1. La monture de test 2 ports.....	18
1.4.2. La monture de test 3 ports.....	18
1.5. Les dispositifs en technologie AFSIW	20
1.6. Conclusion.....	21
1. Charges en technologie AFSIW.....	26
2.1. Approches pour la conception de charges.....	27
2.1.1. Mise en œuvre de résistances en élément localisé	27
2.1.2. Mise en œuvre de matériaux absorbants dans une ligne de transmission ...	27
2.1.3. Comparaison des deux approches.....	27
2.2. Conception de charges AFSIW par insertion d'absorbants.....	28
2.2.1. Modélisation électromagnétique	28
2.2.2. Transition diélectrique asymétrique.....	28
2.2.3. Transition diélectrique conique symétrique	29
2.2.4. Transition diélectrique dentelée symétrique.....	30
2.2.5. Simulations électromagnétiques.....	30
2.2.6. Réalisation et mesures.....	37
2.2.7. Tenue en puissance.....	40

2.3.	Conception de charges AFSIW à partir d'absorbants coulables	46
2.4.	Conclusion.....	50
3.	Circulateurs en technologie AFSIW	53
3.1.	Circulateur hyperfréquences	54
3.1.1.	Principe de fonctionnement des circulateurs hyperfréquences	54
3.2.	Circulateurs en technologie AFSIW.....	62
3.2.1.	Circulateurs en technologie SIW.....	62
3.2.2.	Conception de circulateurs en technologie AFSIW	63
3.3.	Conclusion.....	81
4.	Systèmes de filtrage en technologie AFSIW.....	84
4.1.	Configuration du diplexeur.....	85
4.2.	Spécifications demandées.....	86
4.3.	Conception des briques élémentaires du diplexeur AFSIW	88
4.3.1.	Interconnexion	88
4.3.2.	Isolateur.....	95
4.4.	Conception et réalisation du diplexeur	103
4.4.1.	Conception EM du diplexeur	103
4.4.2.	Tenue en puissance du diplexeur.....	105
4.4.3.	Réalisation et mesures du diplexeur	106
4.5.	Conclusion.....	115
	Conclusion.....	117
	Perspectives.....	120
	Liste des publications.....	122
	Résumé.....	124
	Abstract.....	125

Acronymes

2D	Deux dimensions
3D	Trois dimensions
CED	Coût, encombrement et délais
CEM	Compatibilité électromagnétique
CMS	Circuit montée en surface
CNES	Centre national d'études spatiales
CST	Computer simulation technology (Logiciel de simulation 3D)
CVCM	Collected volatile condensable material
EM	Electromagnétique
ESA	European space agency agence spatiale européenne)
ESCC	European cooperation for space standardization
EUMW	European microwave week
FEST 3D	Logiciel de synthèse et optimisation des filtres hyperfréquences
GDR	Guide d'onde rectangulaire
GEO	Geostationary earth orbit (orbite géostationnaire)
HE	Hybride électrique
HPA	High power amplifier (amplificateur de puissance)
IMS	International microwave symposium
IMUX	Input multiplexer
LEO	Low earth orbit (orbite terrestre basse)
MEO	Medium earth orbit (orbite terrestre moyenne)
MTT	Microwave theory and techniques
NASA	National aeronautics and space administration
OMUX	Output multiplexer
ONERA	Office national d'études et de recherches aérospatiales
PCB	Printed circuit board
RADAR	Radio detection and ranging
RML	Recovered mass loss (perte de masse récupérée)
SIW	Substrate integrated waveguide
SoS	Systems on substrate (système sur substrat)
Spak3D	Logiciel de simulation de corona et multipactor
TE	Transverse électrique
TM	Transverse magnétique
TOS	Taux d'onde stationnaire
TRL	Transmission reflect line (type de calibration)
TSF	Télégraphie sans fil
UCF	Union of Concerned Scientists
URSS	Union des républiques rocialistes Soviétiques
USA	United States of America
VNA	Vector network analyser
YIG	Yttrium iron garnet

Introduction

L'émergence de nouvelles applications spatiales, notamment les constellations de satellites pour les services de télécommunication et de surveillance, confronte la charge utile des satellites à des défis majeurs. En effet, lors de cette dernière décennie, le marché du spatial, avec l'arrivée de nouvelles entreprises, a pris un virage important vers sa « démocratisation ». Par conséquent, de nouvelles exigences sont introduites pour les charges utiles. Elles consistent à une production de masse, tout en réduisant les coûts, l'encombrement et les délais (CED) de réalisations, sans détrimement de la fiabilité et des performances. Les circuits et systèmes hyperfréquences occupent une place importante dans les charges utiles de satellites, ce qui pousse les concepteurs hyperfréquences à innover en proposant des solutions en parfaite adéquation avec la nouvelle philosophie du spatial dite « New Space ». Pour réduire l'encombrement des circuits hyperfréquences, la montée en fréquence en ciblant les bandes Q et W semble être une solution intéressante. Cependant, la réalisation des composants dans les bandes Q et W reste très coûteuse. Pour équilibrer l'équation entre CED et performances, les concepteurs hyperfréquences sont confrontés à un défi technologique.

L'essor des technologies planaires, notamment le guide d'onde intégré au substrat (SIW), porte un premier élément de réponse à ces nouvelles exigences. En comparant les technologies guide d'onde rectangulaire (GDR) et SIW, cette dernière permet d'une manière général un gain de masse et d'encombrement des composants. De plus, la technologie SIW étant basée sur les procédés des circuits imprimés (PCB), elle peut être utilisée comme base commune pour l'intégration de divers composants hyperfréquences, voir analogique et numérique. Cependant, la propagation de l'onde électromagnétique (EM) dans le substrat du PCB engendre des pertes EM supplémentaires. Ces dernières ajoutent des contraintes additionnelles notamment dans les applications spatiales. En effet, dans un satellite, on cherche à minimiser les sources de pertes EM, non seulement du fait du refroidissement difficile des composants, mais aussi pour éviter d'embarquer de plus gros amplificateurs de puissance, ce qui engendrerait une consommation d'énergie plus importante à apporter par des sources d'énergie supplémentaires, et donc une masse et un coût additionnel. Dans l'optique d'améliorer les pertes EM et la tenue en puissance des composants SIW, la technologie AFSIW (Air-Filled Substrat Integrated Waveguide) a été proposée. Elle consiste à intégrer des GDR dans un substrat rempli d'air. La particularité de cette technologie, comme le décrit son nom, consiste à utiliser l'air (ou vide dans l'espace) comme un milieu de propagation des ondes EM, ce qui réduit considérablement les pertes EM. De plus, la technologie AFSIW est basée sur un empilement de PCB. Elle offre également les mêmes avantages que la technologie SIW. De ces faits, les composants AFSIW semblent répondre à l'équation entre CED et performances, en établissant un compromis. Elle offre ainsi une réponse au paradigme conflictuel entre les technologies SIW et GDR.

Parmi les composants de la charge utile des satellites, le circulateur est un dispositif incontournable. Son fonctionnement non-réciproque fait de lui un composant indispensable. Le circulateur est souvent associé à une charge hyperfréquence. Il est notamment implémenté après les systèmes d'amplification, afin de protéger les amplificateurs de puissance de toute onde de retour ou désadaptation d'impédance située en amont de la source de puissance de transmission. Le fonctionnement particulier des circulateurs ne s'arrête pas là. Il permet par sa caractéristique de non-réciprocité diverses applications, notamment les diplexeurs et multiplexeurs hyperfréquences utilisés pour l'émission et la réception des signaux hyperfréquences sur des canaux différents. Avant cette thèse, aucun travail sur la réalisation de circulateurs et leurs implémentations dans les systèmes de filtrage en technologie AFSIW n'avait été fait. De ce fait, l'objectif de cette thèse est de mettre en lumière la conception de circulateurs et leurs intégrations pour la réalisation de diplexeurs en technologie AFSIW destinés à des applications spatiales. Cette thèse est répartie en quatre chapitres qui rapportent les conceptions originales réalisées et mesurées. Elle est organisée comme suivant :

Le chapitre 1 rapporte le contexte général de cette étude, en introduisant une brève histoire des hyperfréquences. Il met en évidence la nouvelle tendance du spatial en détaillant le terme New Space, ainsi que les exigences opérationnelles et environnementales appliquées aux hyperfréquences, qui doivent répondre à la nouvelle tendance du spatial.

Le chapitre 2 est consacré à la conception de charges dans la plate-forme technologique AFSIW pour des applications de faible et forte tenue en puissance. Le principe fondamental de conceptions de charges est présenté. L'intégration de matériaux absorbants dans le AFSIW avec des géométries différentes est détaillée. Dans le chapitre 2, une nouvelle conception innovante de charge est démontrée. Enfin, les charges hyperfréquences AFSIW réalisées sont comparées en termes de performances EM et tenue en puissance.

Le chapitre 3 détaille la conception de circulateurs en technologie AFSIW. Le principe de fonctionnement des circulateurs est détaillé. Deux topologies innovantes de circulateurs AFSIW, qui répond au compromis de la tenue en puissance en en onde continue et pulsée, sont introduites. Les circulateurs réalisés dans le chapitre 3 répondent aux besoins du centre national d'études (CNES), ce travail ayant été réalisé dans le cadre d'une étude métier.

Suite à la conception de circulateurs et charges en technologie AFSIW, ces derniers sont utilisés dans le chapitre 4, pour l'implémentation d'un isolateur. Ensuite l'isolateur est intégré avec un circulateur et des filtres AFSIW de quatrième ordre pour la réalisation d'un diplexeur AFSIW. Des transitions GDR vers AFSIW sont également introduites, afin d'interconnecter le diplexeur.

Enfin, une conclusion détaillée est réalisée avant l'introduction de perspectives pour valoriser les conceptions effectuées, et proposer d'éventuelles améliorations qui permettent d'enrichir les résultats obtenus.

Les charges AFSIW réalisées dans le cadre de cette thèse ont fait l'objet d'une publication dans la conférence européenne EUMW (European Microwave Week). Les travaux sur les circulateurs ont été valorisés dans la plus grande conférence internationale du domaine : IEEE IMS (International Microwave Symposium). Egalement, deux brevets internationaux ont été déposés, ce qui témoigne de l'originalité des conceptions proposées dans cette thèse.

Chapitre 1

Contexte général

1.1. Brève histoire des télécommunications

L'ingénierie des télécommunications doit sa naissance à la curiosité de l'humanité de transmettre des messages à travers de très longues distances. Bien avant que les télécommunications ne soient même un mot, des milliers d'années avant, l'humanité était obsédée par la transmission des signaux soit par la fumée, la lumière, les pigeons voyageurs ou encore les bruits de tambours. Cette nécessité de communication de longue distance que nous pouvons qualifier de stratégique a été toujours soumise aux défis de rapidité, fiabilité et coût, ce qui a incité l'Homme à développer des technologies de plus en plus révolutionnaires, et l'arrivée de l'électricité a complètement changé la donne. Nous citons à ce propos : le premier système de transmission par ligne électrique appelé Morse présenté en 1830 et qui porte le nom de son inventeur Samuel Morse [1]. Ce système de télécommunication nécessite des câbles électriques préinstallés et qui peuvent être facilement endommagés en cas de conflit. C'est la raison pour laquelle la course vers les télécommunications sans fil en utilisant des ondes EM a été lancée. Le physicien allemand Heinrich Hertz inspiré par les équations mathématiques de James Clerk Maxwell [2] a inauguré en 1888 la transmission sans fil par ondes EM, en démontrant expérimentalement leur existence [3]. Ensuite, le professeur français Edouard Branly créa le premier récepteur connu sous le nom de Cohéreur [4]. A la lumière de ces travaux, l'italien Guglielmo Marconi fut honoré par un prix Nobel en réalisant la première démonstration de télégraphie sans fil (TSF) reliant la France et l'Angleterre en 1899 [5].

La course vers l'armement électronique lors des deux guerres mondiales a donné une nouvelle ère au développement des systèmes de télécommunication avec de nouvelles exigences tels que la production de masse et la résistance aux environnements critiques. De plus, le domaine de la surveillance a été à son paroxysme entraînant les chercheurs et les ingénieurs à innover en matière de détection, d'où l'invention des radars hyperfréquences.

1.2. Les télécommunications spatiales

1.2.1. La course vers l'espace

La guerre froide a donné une dimension supplémentaire au développement des circuits et systèmes micro-ondes avec l'arrivée de l'exploration spatiale par satellite. En 1957, l'Union des Républiques Socialistes Soviétiques (URSS) a déclenché la course vers le spatial en lançant Spoutnik. Un an plus tard, les Etats-Unis d'Amérique ont sauté le pas par le lancement d'Explorer 1. En 1965, la France devient la troisième puissance spatiale avec la mission Astérix. Depuis, la course vers l'espace s'est mondialisée par l'arrivée du Japon en 1965 et la Chine en 1970. La figure 1-1 illustre la cartographie publiée par l'*Union of Concerned Scientists* (UCF) des pays possédant des satellites en orbite en 1966.

Aujourd'hui selon la base de données de l'UCF, l'orbite terrestre compte plus de 5000 satellites opérationnels attribués aux quatre coins du globe. La figure 1-2 et le tableau 1-1 illustrent la répartition mondiale des pays possédant des satellites en orbite terrestre. Cette cartographie témoigne de la course vers l'espace.



figure 1-1. Carte du monde en 1966 des pays opérants des satellites [6].

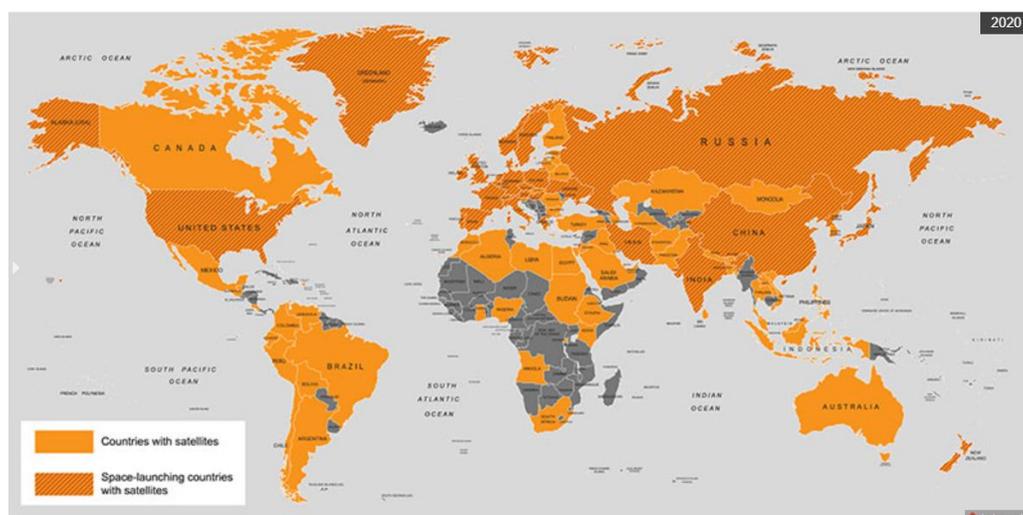


figure 1-2. Carte du monde en 2022 des pays opérants des satellites [6].

Tableau 1-1. La répartition de nombre de satellite par pays en mars 2022 [6].

Pays	Nombre de satellites
USA	3433
Chine	541
Russie	172
Autre	1319

1.2.2. Les orbites terrestres

Concernant les orbites, nous distinguons trois différents types d'orbites terrestres : orbite basse (LEO), orbite terrestre moyenne (MEO) et orbite géostationnaire (GEO) illustrées dans la figure 1-3. Ces orbites terrestres sont caractérisées par la position d'un objet par rapport à la surface de la Terre.

GEO est une orbite géocentrique dont l'altitude est d'environ 35786 km au-dessus de la surface de la Terre. La particularité de cette orbite permet au satellite d'avoir une période orbitale égale à la période de rotation de la Terre. Ainsi, un satellite placé en GEO conserve la même position au-dessus de la surface de la Terre un jour sidéral. Par conséquent, un satellite GEO semble fixe dans l'espace et ne nécessite pas de système de suivi complexe au sol, ce qui réduit le coût total du système de communication.

MEO est la région de l'espace autour de la Terre située au-dessus de l'orbite terrestre basse et au-dessous de l'orbite terrestre géostationnaire (GEO). En termes de distance, les satellites en MEO sont placés à une distance comprise entre 2000 km et 35786 km au-dessus de la Terre. Les satellites MEO sont beaucoup moins utilisés que les satellites LEO et GEO. Par rapport à un satellite LEO, la surface couverte par un satellite placé en MEO est plus grande en raison de la distance plus importante. Compte tenu du mouvement de rotation de la Terre, il a été démontré par le passé qu'un satellite placé à MEO sur une orbite polaire peut couvrir toute la surface de la Terre en quelques jours.

L'orbite LEO est située entre 100 et 2000 km, ce qui entraîne des vitesses orbitales allant de 6,9 km/s à 7,84 km/s, par conséquent, les satellites localisés dans cette orbite peuvent effectuer un tour complet autour de la terre en seulement 127 minutes maximum. LEO offre les avantages d'un court délai de télécommunication d'environ 70 ms, ce qui favorise son utilisation pour les applications d'internet haut débit et observation de la terre. Ainsi, la faible distance par rapport au sol comparativement au GEO et MEO réduit les coûts de la mise en orbite des satellites. C'est la raison pour laquelle LEO est l'orbite la plus utilisée comme le démontrent les données de l'UCF résumées dans le tableau 1-2. Ainsi, ses caractéristiques particulières l'ont mise dans les viseurs des acteurs du New Space.

Tableau 1-2. Nombre de satellites opérationnels par orbite [6].

Orbite	Nombre de satellites
LEO	4700
MEO	140
GEO	565

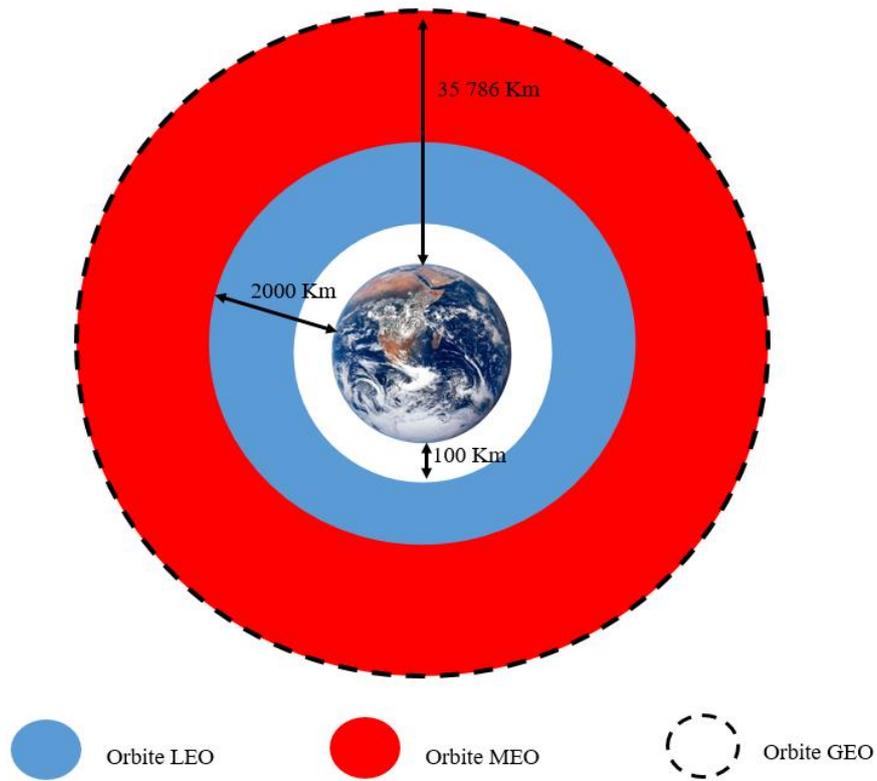


figure 1-3. Les orbites terrestres LEO, MEO et GEO.

1.2.3. Le New Space

Le concept du New Space est d'ouvrir les frontières de l'espace en le démocratisant par l'activité entrepreneuriale. En effet, depuis quelques années, le spatial n'est plus restreint aux acteurs classiques, l'émergence de nouvelles entreprises comme Apple, Amazon, Google et SpaceX (cf. figure 1-4) a donné au domaine spatial un nouveau souffle avec des propositions sans précédent : le tourisme spatial, l'exploration de la planète Mars, la surveillance haute définition, ou encore l'accès à internet pour tous. Cette démocratisation de l'espace doit son existence à l'évolution technologique dans le domaine du numérique qui propose des solutions compactes et intégrées, ainsi que les lanceurs réutilisables qui permettent une réduction considérable des coûts de lancement. La figure 1-5 illustre le coût de lancement des satellites dans l'orbite LEO. Elle démontre que depuis l'apparition des lanceurs réutilisables en 2010, le coût a été divisé par 3, et il ne cesse de baisser.



(a)



(b)

Figure 1-4. (a) le projet Starlink [7] annoncé par Elon Musk et (b) le projet Blue Origin annoncé par Jef Bezos [8].

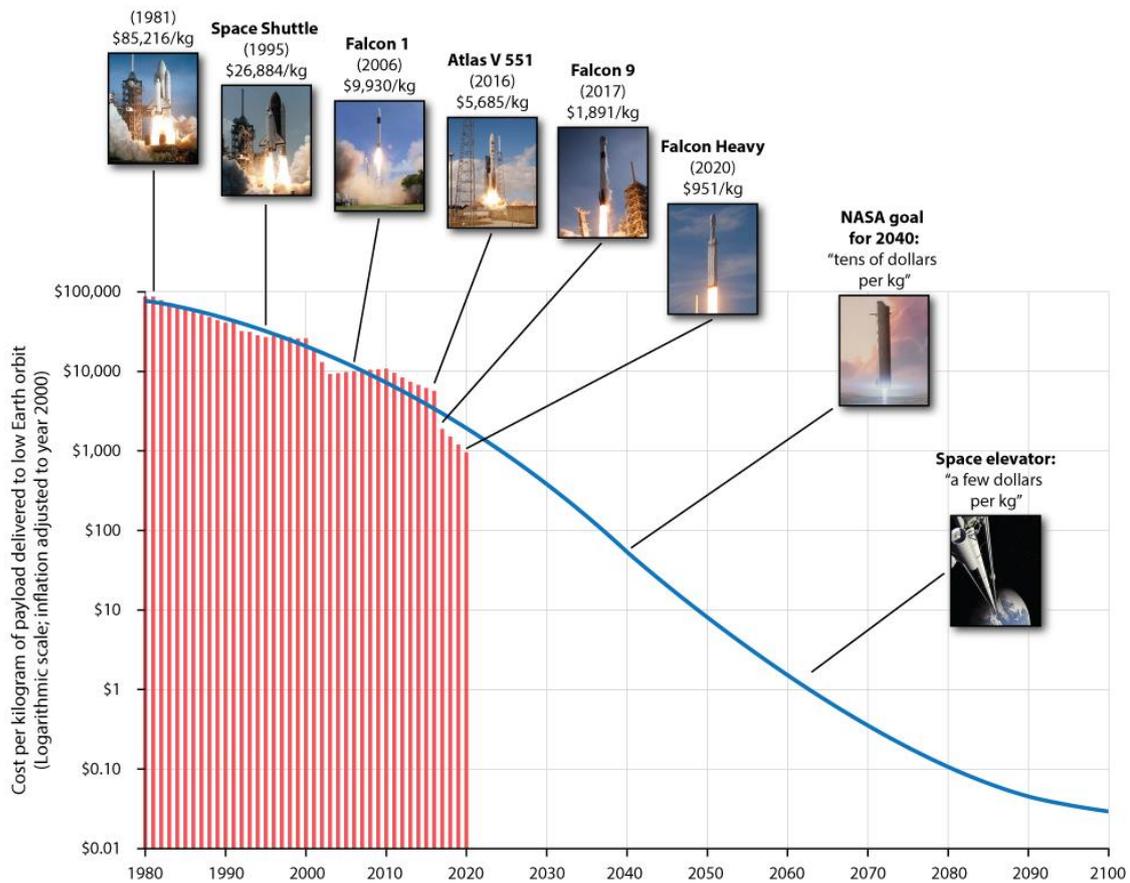


Figure 1-5. Le coût de lancement pour l'orbite LEO en dollar américain en fonction des années [9].

La militarisation de l'espace a donné une dimension supplémentaire au New Space, en considérant l'espace comme un nouveau terrain de guerre. En 2019, les USA, sous le mandat de D. Trump, ont déclaré l'espace comme leur sixième armée avec un décret signé par le président (cf. figure 1-6) créant la Space Force. Ce décret a lancé une nouvelle course similaire à celle annoncée pendant la guerre froide pour l'exploration de l'espace.



Figure 1-6. Signature du projet Space Force par le président des USA en 2019. Les hyperfréquences dans l'espace.

1.2.4. L'allocation des fréquences de télécommunication

L'attribution des fréquences aux services par satellite est un processus complexe, d'autant plus avec la croissance exponentielle du marché du spatial. Cette attribution nécessite une coordination internationale. Ce processus est mené sous les auspices de l'Union Internationale des Télécommunications [10]. Pour faciliter la planification des fréquences, le monde est divisé en trois régions [11]:

- Région 1 : Europe, Afrique, ancien membre de l'Union soviétique et la Mongolie.
- Région 2 : l'Amérique du Nord et du Sud et Groenland.
- Région 3 : l'Asie (en excluant la région 1), l'Australie et le Sud-ouest Pacifique.

Il existe de nombreuses subdivisions à l'intérieur de ces grandes classifications ; par exemple, le service fixe par satellite fournit des liaisons pour les réseaux téléphoniques existants ainsi que pour la transmission de signaux de télévision aux sociétés de câblodistribution pour la distribution sur les systèmes de câble. Les services de radiodiffusion par satellite sont principalement destinés à la diffusion directe dans les foyers, parfois appelés services de radiodiffusion directe par satellite. Les services mobiles par satellite comprennent le mobile terrestre, le mobile maritime et le mobile aéronautique. Les services de navigation par satellite comprennent les systèmes de positionnement global, et les satellites destinés aux services météorologiques fournissent souvent un service de recherche et de sauvetage [11]. Le tableau 1- 3 résume les bandes de fréquences utilisées par les systèmes de télécommunications et radars.

Tableau 1- 3. La désignation des bandes de fréquences [11].

Bande de fréquence en GHz	Désignation
0,1-0,3	VHF
0,3-1	UHF
1-2	L
2-4	S
4-8	C
8-12	X
12-18	Ku
18-27	K (Ka liaison descendante)
27-40	Ka liaison montante
40-75	V
75-100	W
100-300	mm
300-3000	μ m

Chaque bande de fréquence est utilisée pour une fonction particulière : télémétrie, communication satellite sol, communication entre satellites... La bande de fréquence située entre 17,3 et 21,2 GHz est très demandée par l'Agence Spatiale Européenne (ESA) et le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES). Cette bande est désignée K, mais souvent appelée en Europe bande Ka en liaison descendante. Elle est utilisée dans la plupart des

satellites européens pour une télécommunication d'une orbite vers le sol, d'où son utilisation dans les systèmes d'émission. De plus, la montée en fréquence dans les télécommunications spatiales est un sujet d'actualité. La figure 1-7 démontre l'évolution du besoin en fonction du temps. Nous pouvons constater que la demande des dispositifs dans la bande Ka subit une croissance exponentielle. De ce fait, la bande Ka en liaison descendante (émission) a été choisie dans le cadre de cette thèse, afin de suivre la tendance de la demande du spatial. De plus, les développements proposés dans cette thèse ont fait l'objet d'évaluation de tenues en puissance.

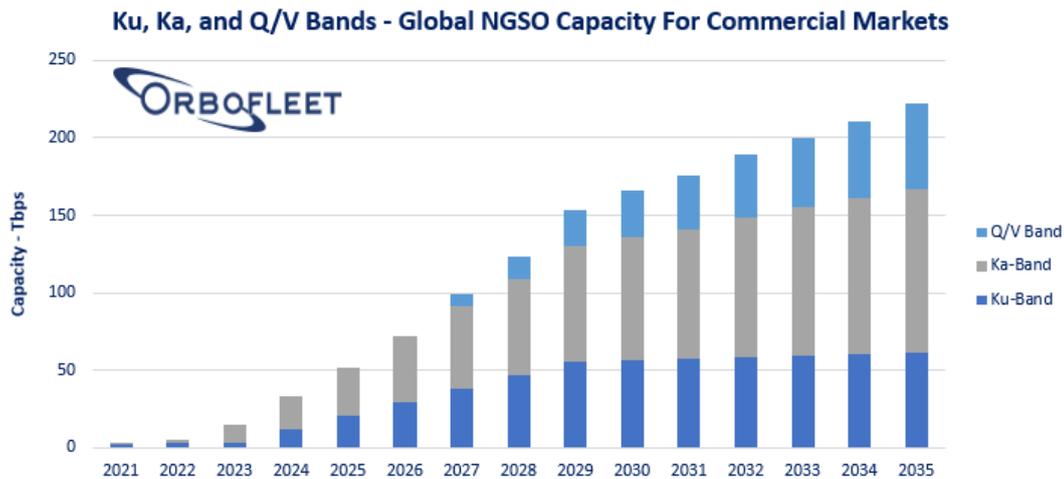


Figure 1-7. Le besoin du spatial en termes de bande de fréquence d'utilisation [12].

1.2.5. L'environnement spatial

L'espace est un environnement critique. De ce fait, des exigences supplémentaires sont demandées pour assurer la qualité des dispositifs destinés à quitter la terre vers l'espace. Pour cela, l'organisation *European Cooperation for Space Standardization* (ESCC) a été créée dans le but d'établir l'ensemble des normes à respecter et des tests à effectuer pour les vols spatiaux. Les contraintes appliquées aux circuits et systèmes hyperfréquences diffèrent selon leurs types (passifs ou actifs), ainsi que l'application ciblée. En effet, un véhicule destiné à l'exploration d'une planète ne subira pas les mêmes conditions environnementales qu'un satellite orbitant autour de la terre.

1.2.5.1. Le dégazage

Le dégazage est un phénomène qui décrit la libération des gaz piégés dans un solide ou un liquide, ce phénomène est très courant sous vide. Un dégazage qui se produit dans un satellite peut avoir des conséquences désastreuses [13]. Pour cela, les matériaux utilisés pour la conception et la réalisation des dispositifs hyperfréquences doivent respecter des normes de dégazage, soit une perte de masse récupérée (RML) et matières condensables volatiles collectées (CVCM) inférieures à 1 % et 0,1 % respectivement [14]. Des bases de données ont été établies par l'ESA [14] et la NASA [15]. Elles rapportent les valeurs RML et CVCM pour différents matériaux.

Dans le cadre de cette thèse, les matériaux ont été choisis scrupuleusement afin de respecter les normes de dégazage.

1.2.5.2. Les conditions mécaniques

Les contraintes mécaniques sont généralement appliquées pendant le vol. En effet, la plupart des satellites est embarquée dans des fusées. Ces dernières peuvent atteindre des accélérations vertigineuses, ce qui introduit un risque de vibrations et chocs mécaniques dans le véhicule de vol. Pour cela, les acteurs du spatial exigent des concepteurs hyperfréquences qu'il prennent en compte ces contraintes mécaniques. Des tests de vibration sont effectués sur chaque dispositif destiné à voler. Etant donné que les chocs mécaniques sont destructifs, des tests de chocs sont appliqués uniquement sur les modèles de qualification représentatifs aux modèles de vol, en introduisant des marges supplémentaires.

1.2.5.3. La radiation ionique

Les rayonnements spatiaux sont à prendre en compte : les rayonnements dans l'espace sont générés par des particules émises par diverses sources à l'intérieur et au-delà de notre système solaire. Les effets du rayonnement de ces particules peuvent non seulement entraîner une dégradation, mais aussi une défaillance des systèmes électroniques et électriques des véhicules spatiaux ou des satellites. Le niveau de radiation dépend de la localisation dans l'espace. La figure 1-8 illustre l'exposition aux radiations dans différents endroits de l'espace. Concernant les orbites terrestres, LEO semble la moins exposée aux radiations. En effet, le champ magnétique terrestre offre un bouclier de protection naturel, ce qui permet de réduire les exigences en radiation pour les systèmes hyperfréquences opérant en LEO. Ainsi, une réduction de masse, obtenue en allégeant le blindage contre les radiations cosmiques de ces dispositifs, est obtenue.

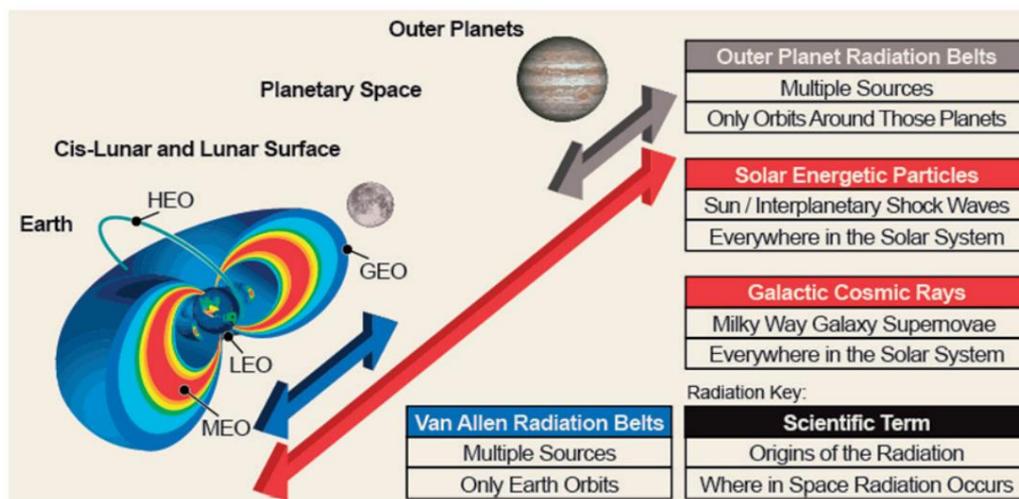


Figure 1-8. Niveaux de radiation en fonction de l'orbite [16].

1.2.5.4. Le multipactor

Le multipactor [17] est un effet de résonance électronique qui se produit lorsque des champs électriques accélèrent des électrons dans le vide et les impactent sur une surface. Ce

qui, en fonction de son énergie cinétique, libère un ou plusieurs électrons dans le vide. Ces électrons peuvent ensuite être accélérés à leur tour par les champs RF et impacter la même surface ou une autre surface. Lorsque les énergies d'impact, le nombre d'électrons libérés et la synchronisation des impacts sont tels qu'il se produit une multiplication durable du nombre d'électrons, le phénomène s'accroît de manière exponentielle et peut entraîner des problèmes opérationnels majeurs. Dans les systèmes spatiaux hyperfréquences, le phénomène multipactor peut provoquer une perte et/ou une distorsion du signal radiofréquence (RF), une augmentation du facteur de bruit ou du taux d'erreur sur les bits et peut endommager les composants ou les sous-systèmes RF en raison de l'excès de puissance RF réfléchi ou dissipée par le système.

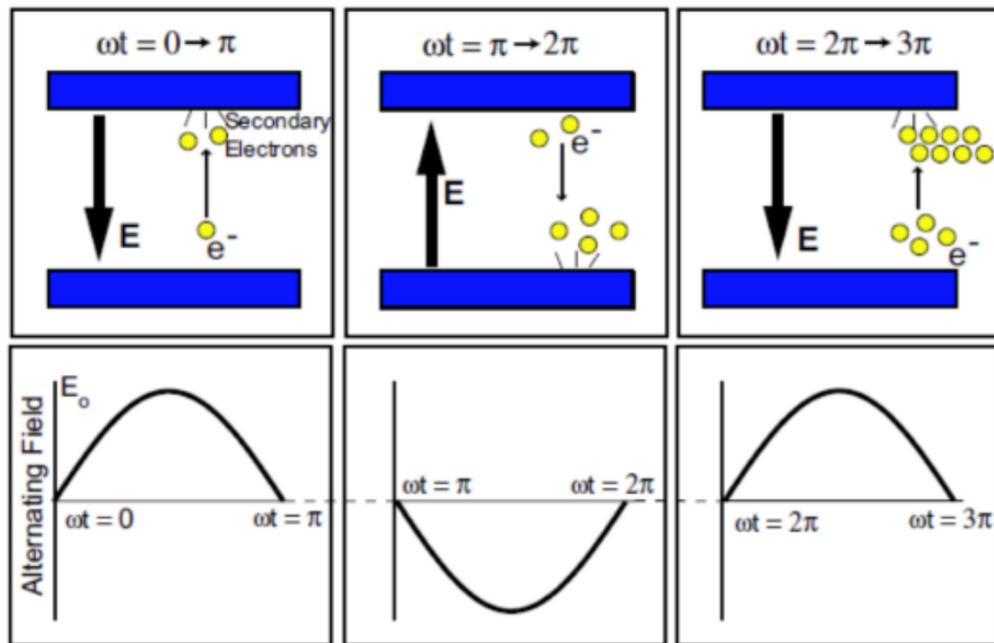


Figure 1-9. Illustration du phénomène multipactor entre deux plaques métalliques [18].

1.2.5.5. L'effet corona

Une décharge corona se produit lorsqu'un conducteur placé à un potentiel électrique ou RF élevé convertit le gaz qui l'entoure en ions. Les ions générés transmettent ensuite la charge aux zones adjacentes de plus faible potentiel, ou se recombinent pour former des molécules de gaz neutre. Ces décharges peuvent inclure des flux d'électrons énergétiques, voire des arcs, qui peuvent endommager ou détruire les conducteurs ou les matériaux adjacents.

La décharge corona nécessite la présence d'un gaz. La condition la plus défavorable pour la formation du corona est un gaz à basse pression tel que l'atmosphère à haute altitude, bien qu'elle puisse également se produire dans l'espace lorsque le dégazage des matériaux génère le gaz nécessaire.

1.3. Les défis technologiques

Le domaine du spatial avec ses différentes applications est le plus dépendant des circuits et systèmes hyperfréquences. En effet, quelle que soit la mission spatiale visée, un satellite embarque des systèmes de télécommunications et télémétries hyperfréquences. De ce fait, l'essor du domaine spatial induit automatiquement un besoin croissant des systèmes hyperfréquences.

L'essor du domaine des hyperfréquences est dû à la diversité des applications proposées dans différents secteurs, notamment dans le marché du spatial et avec l'apparition du New Space, s'accompagne de nouvelles exigences. En effet, les systèmes de télécommunication et radars doivent répondre à des critères sélectifs de très haut niveau pour un coût et un encombrement moindre.

1.3.1. Les technologies additives

L'impression 3D a révolutionné la production de composants passifs et d'antennes [19]. La figure 1-10 illustre la réalisation d'un diplexeur dans la bande Ka basée sur l'impression 3D. Cette technologie de fabrication permet de combiner, pour la première fois, des cycles de fabrication courts, une masse réduite et des performances élevées dans un assemblage monolithique. Si le matériau de construction est un alliage métallique, le dispositif fabriqué est déjà conducteur RF et peut résister à des conditions environnementales exigeantes telles que celles rencontrées dans les applications spatiales. Cependant cette technologie prometteuse reste aujourd'hui très coûteuse et la rugosité de surface des matériaux imprimés en 3D augmente les pertes d'insertion des composants.



Figure 1-10. Diplexeur réalisé par impression 3D pour les communications par satellite dans la bande Ka [19].

1.3.2. Les technologies planaires

Pour les applications nécessitant des performances électriques moyennes, les technologies planaires sont un bon candidat pour être mises en œuvre. Les filtres basés sur les technologies planaires offrent une bonne compacité, un bon encombrement et une bonne masse par rapport aux technologies non-planaires. De plus, comme la plupart des technologies planaires sont basées sur le processus des circuits imprimés (PCB), ce type de technologie peut atteindre un volume de production élevé et adresser un marché de production de masse. Ainsi, leur mise en œuvre dans le marché des futures constellations de satellites est d'un grand intérêt. Enfin, leur mise en œuvre avec d'autres composants actifs ou

passifs, en particulier les MEMS [20], est plus facile et peut introduire de nouveaux concepts tels que le système sur substrat (SoS) [21]. Les technologies planaires PCB reposent sur deux principes de ligne de transmission ; micro-ruban et coplanaires. Plusieurs réalisations ont été effectuées avec cette technologie et dans différentes bandes de fréquences, nous distinguons les filtres [22]-[25], coupleurs [26]-[28], multiplexeurs [29]-[31]. Le développement particulier des circulateurs en technologie planaires est détaillé dans les sous-parties suivantes.

1.3.2.1. La technologie triplaque

Les circulateurs tri-plaques sont construits comme indiqué sur la figure 1-11. Le conducteur central est pris en sandwich entre deux disques, triangles ou hexagones de ferrite. Ces ferrites sont ensuite placées entre des plans de masse et polarisées magnétiquement par des aimants permanents situés à l'extérieur des plans de masse [32].

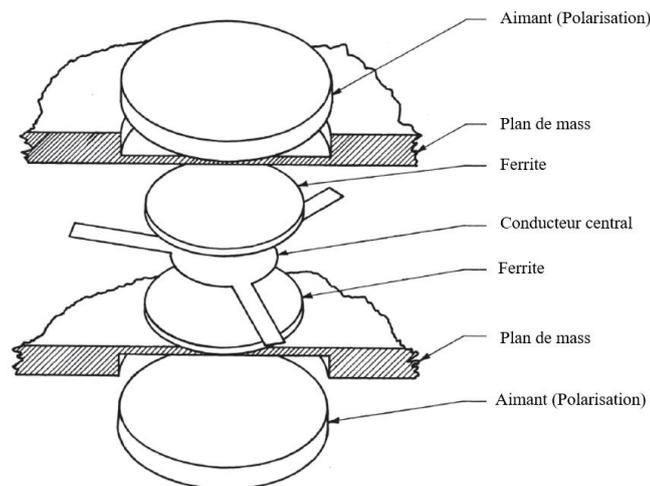


Figure 1-11. Topologie de circulateurs tri-plaques [32].

Les circulateurs tri-plaques sont connectés aux circuits externes de plusieurs manières. Les interconnexions les plus répandues dans le commerce sont de type coaxiales, drop-in et circuit monté en surface (CMS). Les interconnexions coaxiales illustrées dans la figure 1-12 sont très attractives dans le domaine spatial, télécom et militaire. Ces composants offrent une opération de circulateur avec une large bande passante, de faibles pertes d'insertion entre 0,25-0,5 dB et une forte compatibilité électromagnétique (CEM). Cependant, l'utilisation des connecteurs coaxiaux augmente l'encombrement, le coût intrinsèque du circulateur ainsi que le coût global de la charge utile par l'utilisation des câbles coaxiaux.

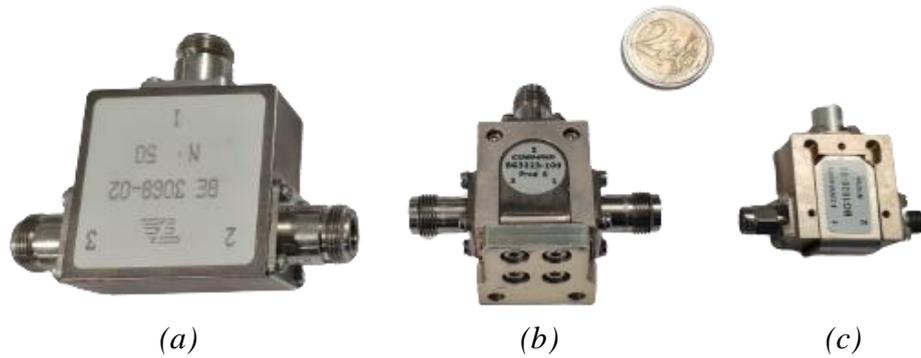


Figure 1-12. Circulateurs tri-plaques connectorisés : (a) bande S , (b) bande C et (c) isolateur bande C.

Un autre type d'interconnexion appelé Drop-in illustré dans la figure 1-13 est réalisé avec des languettes situées dans chaque entrée/sortie du circulateur. Ce type d'interconnexion offre une forte densité d'intégration avec un report facile dans le système. La technologie Drop-In permet également le fonctionnement avec de faibles pertes d'insertion et une taille inférieure à celle proposée par la technologie tri-plaque avec une connectique coaxiale. De ce fait, l'interconnexion drop-in est très utilisée dans le domaine du spatial, télécom et militaire. En revanche, l'utilisation des languettes pour l'interconnexion rend les circulateurs drop-in limités à des applications d'une faible exigence CEM.

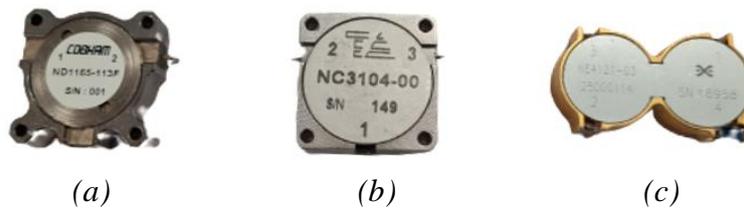


Figure 1-13. Circulateurs tri-plaques drop-in : (a) bande L, (b) bande C (c) bande S.

Le circulateur CMS illustré dans la figure 1-14 est très utilisé pour des applications d'antenne actives afin de réduire l'impact des couplages mutuels des antennes sur le rendement des amplificateurs de puissance (Taux d'onde stationnaire actif). Les circulateurs CMS sont basés sur une topologie tri-plaques connectorisée avec des pions métalliques permettant de monter en surface les circulateurs. Une telle interconnexion permet une réduction d'encombrement des circulateurs par rapport à une structure connectorisée coaxiale et elle permet également une opération avec un bon niveau de CEM par rapport à une technologie drop-in.

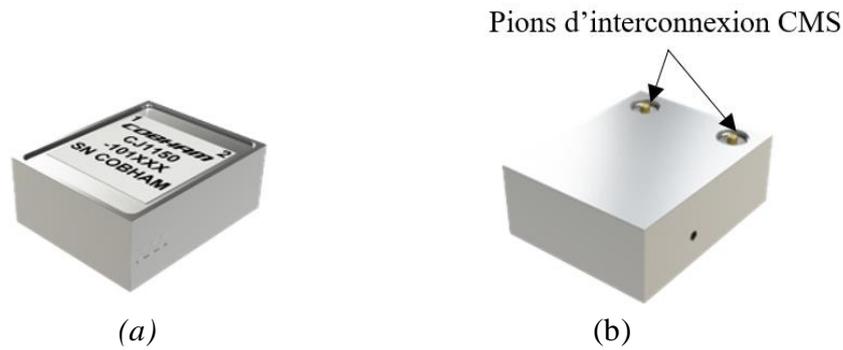


Figure 1-14. Implémentation de circulateur en isolateur tri-plaques CMS : (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.

1.3.2.2. La technologie micro-ruban

Les circulateurs à micro-ruban, comme illustré dans la figure 1-15. Circulateur en technologie micro-ruban sont similaires, mais le conducteur est généralement une métallisation appliquée au disque ou au rectangle de ferrite unique. Les connexions au circuit externe sont réalisées à l'aide de languettes, de rubans métalliques ou de fils de liaison. Le plan de masse est simplement une métallisation sur le ferrite, souvent avec un disque ou un rectangle métallique et un aimant est soudé ou collé au plan de masse. Alternativement, l'aimant peut être fixé à un disque diélectrique entre lui et le motif du circuit.

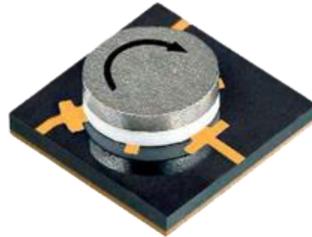


Figure 1-15. Circulateur en technologie micro-ruban.

1.3.3. La technologie SIW

Les technologies planaires permettent un gain de masse et une forte densité d'intégration des composants hyperfréquences avec un faible coût. En revanche, les lignes de transmissions coplanaires, micro-rubans et tri-plaques nécessitent un blindage pour augmenter le niveau de CEM des dispositifs, ce qui augmente considérablement le coût et l'encombrement des systèmes en technologie planaire. Pour augmenter le niveau CEM et proposer des composants hyperfréquences blindés dans leur *package*, la technologie SIW présente un grand intérêt.

SIW (*Substrat Integrated Waveguide*), en français GIS, pour guide d'onde intégré au substrat, est une technologie planaire proposée par D. Deslandes et K. Wu en 2001 [33]. Cette technologie apporte une solution simple et innovante. Elle consiste à intégrer le guide d'onde rectangulaire dans le substrat du PCB. Ce guide d'onde rempli de diélectrique est délimité par deux couches de cuivre situées dans les plans supérieur et inférieur du substrat, avec des trous métallisés perpendiculaires (cf. figure 1-16) espacés selon des règles de

conception [33]. L'ensemble des couches de cuivre et les trous métallisés forment par leur caractéristique de conducteur ohmique des parois électriques, ce qui offre une forte CEM. Depuis la proposition de la première ligne de transmission SIW [33], plusieurs travaux ont été réalisés pour l'intégration des dispositifs hyperfréquences, telles que les circulateurs [33]-[36], coupleurs [37]-[38] et multiplexeurs [39]-[42]. La technologie SIW compte aujourd'hui plus de 4500 publications ciblant des applications diverses.

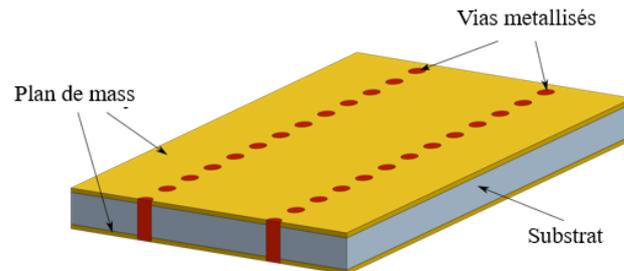


Figure 1-16. La technologie SIW [33].

1.3.4. La technologie AFSIW

Le facteur de qualité et la tenue en puissance des guides d'onde SIW restent limités devant celui des guides d'onde volumique. Cela est dû aux pertes diélectriques du substrat. C'est pourquoi, en 2014, une nouvelle technologie de SIW-Creux connus par AFSIW a été proposée par A. Ghiotto dans l'objectif de réduire les pertes d'insertion et d'augmenter la tenue en puissance [43].

La structure de ligne de transmission AFSIW proposée est illustrée dans la figure 1-17. Elle est basée sur le processus du PCB multicouche. Les substrats 1 et 3, qui entourent tous deux le substrat 2, sont utilisés comme parois électriques inférieure et supérieure de l'AFSIW, respectivement. Le substrat 2 met en œuvre un canal de propagation rempli d'air. Les parois latérales électriques du substrat 2 peuvent être mises en œuvre avec des parois latérales métallisées en continu (cf. figure 1-17), ou avec des réseaux de vias métallisés (cf. figure 1-18), comme pour les circuits SIW.

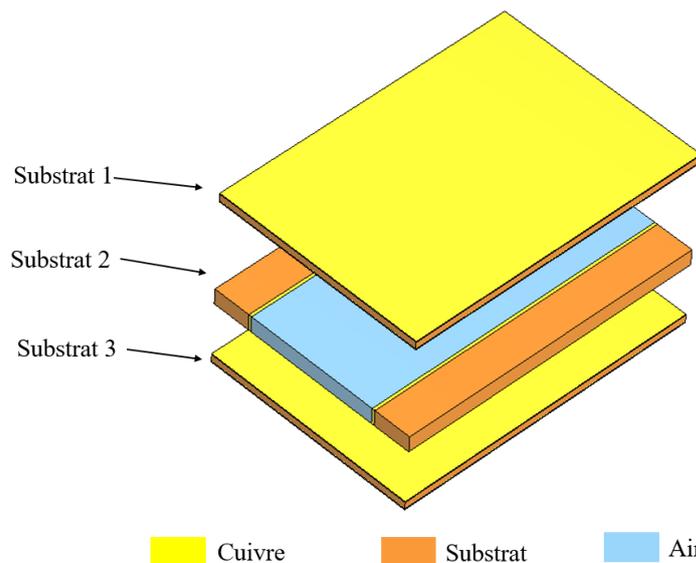


Figure 1-17. La technologie AFSIW avec parois métallisées.

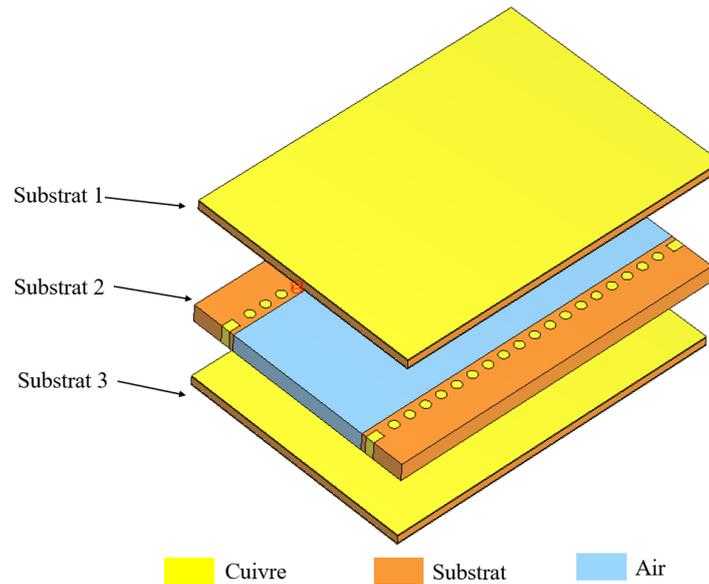


Figure 1-18. La technologie AFSIW avec des vias métallisés.

La disposition de la technologie AFSIW est équivalente à un guide d'onde rectangulaire (GDR) rempli d'air [44], ce qui permet son utilisation pour des applications de puissance moyenne et demandant de faibles pertes d'insertion. La figure 1-20 compare les différentes technologies planaires et volumiques. La technologie AFSIW présente un bon compromis entre encombrement, coût et performance, et un terrain d'entente entre les technologies planaires et la technologie GDR. C'est la raison pour laquelle la technologie AFSIW a été choisie pour la conception des dispositifs hyperfréquences dans le cadre de cette thèse.

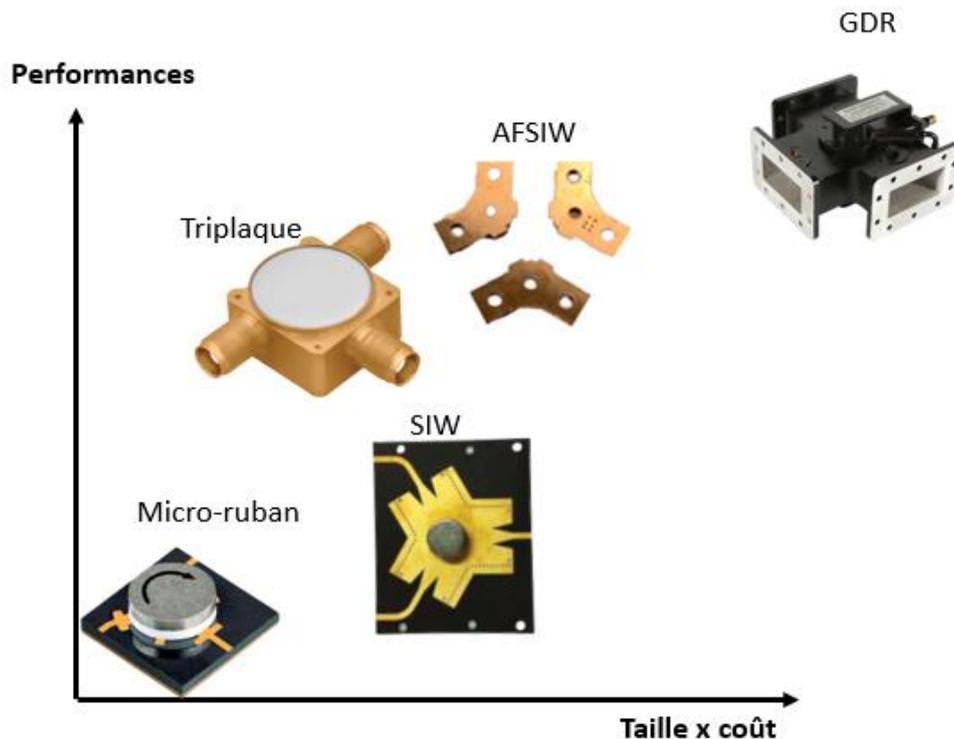


Figure 1-19. Comparaison des technologies planaires en termes de coût, taille et performances.

1.4. La mesure de dispositifs en technologie AFSIW

1.4.1. La monture de test 2 ports

Pour pouvoir caractériser intrinsèquement la technologie AFSIW en termes de performances électriques et de tenue en puissance, une monture de test illustrée dans la figure 1-20 a été proposée [45]. Elle est constituée d'une transition GDR vers AFSIW et une base de maintien pour les circuits AFSIW.

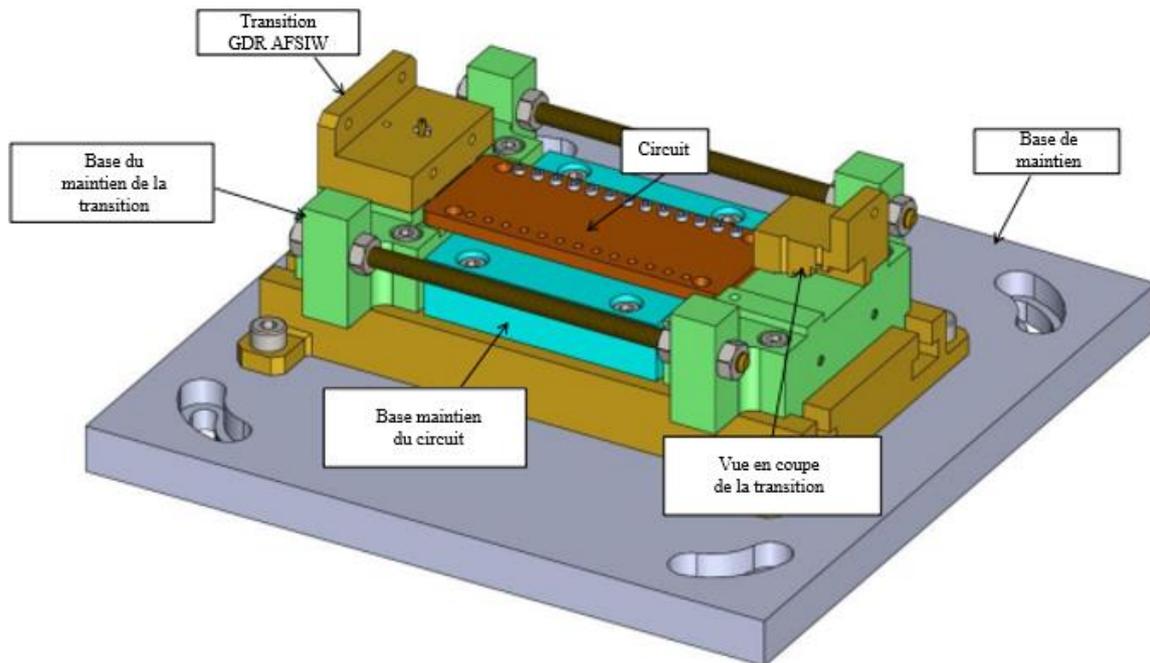
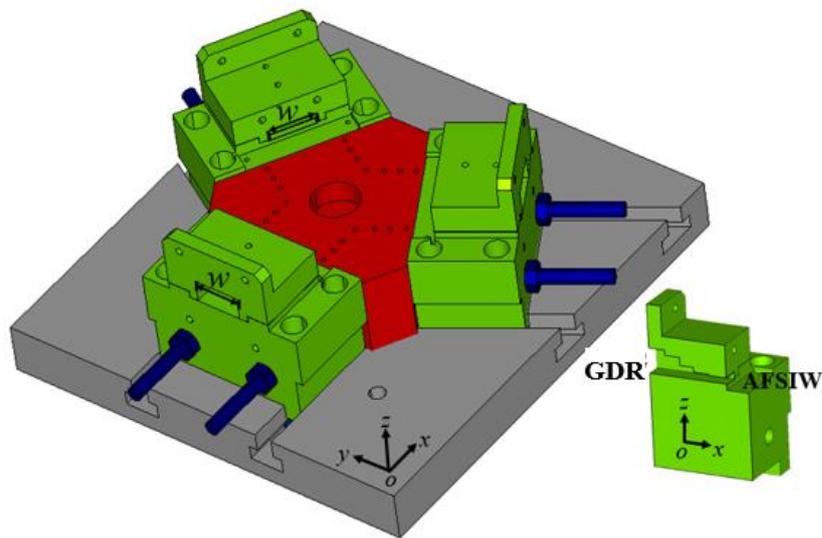


Figure 1-20. Monture de test pour la caractérisation des composants AFSIW deux ports.

1.4.2. La monture de test 3 ports

La monture de test proposée dans [45] permet la caractérisation des dispositifs AFSIW à 2 ports uniquement. Dans le cadre de cette thèse, un montage de test basé sur le même principe pour la mesure de circuits AFSIW à 3 ports [46] a été développé. Il est présenté dans la figure 1-21. Son modèle théorique (non présenté précédemment), sa conception, son implémentation et sa validation en utilisant un diviseur à jonction Y AFSIW comme dispositif sous test ont été publiés dans [46].



■ Transition GDR vers AFSIW
 ■ Base montage du dispositif
 ■ Base du maintien

Figure 1-21. Monture de test pour la caractérisation des circuits 3-port en technologie AFSIW.

À des fins de démonstration, un diviseur de puissance à jonction Y AFSIW a été conçu et fabriqué. La géométrie du diviseur est présentée à la figure 1-22. Pour assurer la paroi magnétique dans la jonction, un poteau traversant a été ajouté. Une iris inductive est implémentée au niveau du port d'entrée pour améliorer l'adaptation d'impédance. La position et le diamètre du poste métallique, ainsi que les dimensions de l'iris inductif sont optimisés pour obtenir de bonnes performances électriques dans la gamme de fréquences 17,3-21,2 GHz. Le diviseur de puissance AFSIW est fabriqué selon le procédé du PCB avec trois couches de substrat RT / Duroid 6002 de 1,524 mm d'épaisseur.

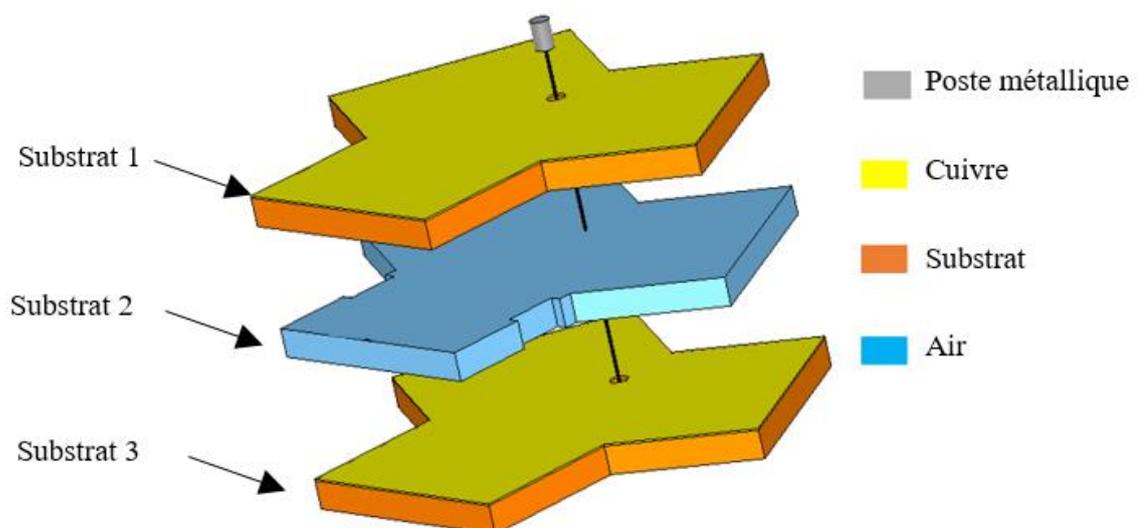


Figure 1-22. Diviseur à jonction-Y en technologie AFSIW [46].

1.5. Les dispositifs en technologie AFSIW

Depuis la publication des premiers travaux sur la technologie AFSIW [43], plusieurs dispositifs ont été reportés par différents laboratoires et entreprises. La technologie AFSIW compte aujourd'hui une large bibliothèque de dispositifs hyperfréquences, qui démontrent de très bonnes performances électriques et une forte tenue en puissance. Le tableau 1-4 résume quelques réalisations de circuits hyperfréquences en technologie AFSIW.

Tableau 1-4. Divers dispositifs hyperfréquences réalisés en technologie AFSIW.

Dispositif AFSIW	Illustration	Performances
Filtre 7 pôles avec deux zéros de transmission [47]		<p>Fréquence : 12 GHz. Facteur de qualité : 992 Pertes d'insertion : < 0,76 dB Pertes de retour : > 20 dB Bande passante : 2,27%</p>
Diviseur/combiner isolé [48]		<p>Fréquence : 33,5 GHz. Pertes d'insertion : < 3,38 dB Pertes de retour : > 10 dB Isolation : > 10 dB Bande passante : 2,27%</p>
Déphaseur 90° [49]		<p>Fréquence : 33,5 GHz. Pertes d'insertion : < 0,58 dB Pertes de retour : > 10 dB Bande passante : 8 GHz Erreur de phase : < 8,9%</p>
Transition coplanaire vers AFSIW [50]		<p>Fréquence : 30GHz. Pertes d'insertion : < 0,48 dB Pertes de retour : > 10,2 dB Bande passante : 2,5 GHz</p>

1.6. Conclusion

Le monde du spatial rencontre cette dernière décennie un changement sans précédent. L'émergence de nouveaux acteurs du spatial a créé une nouvelle tendance appelée New Space, en ciblant différentes applications scientifiques et commerciales. Cette émergence arrive avec de nouvelles exigences, qui consistent en une réduction des coûts et de l'encombrement tout en gardant de très hautes performances. Cela pousse les concepteurs hyperfréquences à se pencher vers de nouvelles technologies et à innover leur conception. Les technologies classiques telles que le GDR ne sont pas en adéquation avec la philosophie du New Space en termes de coût et d'encombrement. La technologie SIW présente une alternative visant à réduire les coûts en utilisant des procédés de PCB, et une réduction de l'encombrement en exploitant le substrat du PCB comme un milieu de propagation des ondes EM, ce qui baisse ainsi les performances électrique et thermique. Alternativement, la technologie AFSIW propose d'utiliser l'air comme milieu de propagation pour améliorer les performances électriques afin de s'approcher de celle du GDR, tout en conservant un faible coût et encombrement par l'utilisation des PCB multicouches. De ce fait la technologie AFSIW présente un bon compromis et un terrain d'entente entre les technologies SIW et GDR.

Depuis l'invention de la technologie AFSIW, plusieurs travaux innovants ont été publiés, nous citons à ce propos, la réalisation de filtres, coupleurs, diviseurs/combineurs, multiplexeurs et antennes, ainsi des transitions coplanaires vers AFSIW afin de les interconnecter avec d'autres dispositifs. Cependant, aucune réalisation de circulateurs et isolateurs en technologie AFSIW n'a été rapportée dans la littérature. Les circulateurs et isolateurs sont des composants incontournables dans le domaine des hyperfréquences. Pour cela nous proposons dans le cadre de cette thèse, la conception d'éléments non-réciproques (circulateurs, isolateurs et leurs charges associées) en technologie AFSIW, ainsi que leur intégration dans des systèmes de filtrage en ciblant des applications spatiales.

Références

- [1] McGillem, Clare D. "telegraph". Encyclopedia Britannica, 21 Sep. 2022.
- [2] Maxwell, J. (2010). A treatise on electricity and magnetism (Cambridge Library Collection - Physical Sciences). Cambridge: Cambridge University Press.
- [3] I. Adawi, "Centennial of Hertz' radio waves" Am. J. Phys.0002-9505, 125–127(1989).
- [4] J. -m. Dilhac, "Edouard Branly, the Coherer, and the Branly effect [History of Communications]," in IEEE Communications Magazine, vol. 47, no. 9, pp. 20-26, September 2009.
- [5] G. Falciasecca and B. Valotti, "Guglielmo Marconi: The pioneer of wireless communications," 2009 European Microwave Conference (EuMC), 2009, pp. 544-546,
- [6] Satellite Database | Union of Concerned Scientists (ucsusa.org)
- [7] J. Foust, "SpaceX's space-Internet woes: Despite technical glitches, the company plans to launch the first of nearly 12,000 satellites in 2019," in IEEE Spectrum, vol. 56, no. 1, pp. 50-51, Jan. 2019.
- [8] David, Leonard. "Bezos' blue origin to set up rocket HQ in Washington State." Space.com 9, 2005.
- [9] <https://www.futuretimeline.net/data-and-trends.htm>
- [10] <https://www.itu.int/fr/Pages/default.aspx>
- [11] D. Roddy, Satellite Communications, USA, NY, New York:McGraw-Hill, pp. 2-3, 2006.
- [12] <http://satellitemarkets.com/market-trends/ngso-market-reach-morethan-us300-billion-revenues-between-2021-2035>.
- [13] Anwar, Ahmad & Elfiky, Dalia & Hassan, Gamal & Albona, Marta & Marchetti, M. "Outgassing Effect on Spacecraft Structure Materials" 2. 34-38, 2015.
- [14] Thermal vacuum outgassing test for the screening of space materials ECSS-Q-ST-70-02C - 15 November 2008.
- [15] William A. Campbell, Jr., Richard S. Mamott, and John J. Park, Outgassing Data for Selecting Spacecraft Materials, NASA Reference Publication 1124, 1980.
- [16] Cottin, Hervé & Kotler, J. & Billi, Daniela & Cockell, Charles & Demets, René & Ehrenfreund, Pascale & Elsaesser, Andreas & D'Hendecourt, Louis & Loon, Jack & Martins, Zita & Onofri, Silvano & Quinn, Richard & Rabbow, Elke & Rettberg, Petra & Ricco, Antonio & Slenzka, Klaus & Noetzel, Rosa & de Vera, Jean-Pierre & Westall, Frances & Klamm, Benjamin. (2017). Space as a Tool for Astrobiology: Review and Recommendations for Experimentations in Earth Orbit and Beyond.
- [17] Sombrin, De Jacques. (1993). Le claquage hyperfréquences et l'effet multipactor dans les satellites.
- [18] https://indico.cern.ch/event/589548/contributions/2614313/attachments/1478815/2292129/HG2017_Valencia_BGM.pdfAhmedou Saleck, Sid Ahmed & Rouaud, Olivier & Havet, Michel. (2007). Electrohydrodynamic enhancement of heat and mass transfer in food processes.
- [19] <https://www.microwavejournal.com/articles/38832-ka-band-dual-polarized-diplexers>

- [20] B. Lacroix, A. Pothier, A. Crunteanu, and P. Blondy, "Phase Shifter Design Based on Fast RF MEMS Switched Capacitors," 2008 European Microwave Integrated Circuit Conference, 2008, pp. 478-481.
- [21] Li and K. Wu, "24-GHz frequency-modulation continuous-wave radar front-end system-on-substrate," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 2, pp. 278-285, Feb. 2008.
- [22] R. Stefanini, M. Chatras, and P. Blondy, "Compact 2-pole and 4-Pole 1.5–0.9 GHz constant absolute bandwidth tunable filters," 2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2012, pp. 1-3.
- [23] C. -W. Tang and M. -G. Chen, "A Microstrip Ultra-Wideband Bandpass Filter With Cascaded Broadband Bandpass and Bandstop Filters," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 11, pp.
- [24] A. Balalem, A. R. Ali, J. Machac, and A. Omar, "Quasi-Elliptic Microstrip Low-Pass Filters Using an Interdigital DGS Slot," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 8, pp. 586-588, Aug. 2007.
- [25] A. Balalem, W. Menzel, J. Machac, and A. Omar, "A Simple Ultra-Wideband Suspended Stripline Bandpass Filter With Very Wide Stop-Band," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, no. 3, pp. 170-172, March 2008.
- [26] K. -S. Chin, M. -C. Ma, Y. -P. Chen, and Y. -C. Chiang, "Closed-Form Equations of Conventional Microstrip Couplers Applied to Design Couplers and Filters Constructed With Floating-Plate Overlay," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 5, pp. 1172-1179, May 2008.
- [27] W. -S. Chang, C. -H. Liang, and C. -Y. Chang, "Slow-Wave Broadside-Coupled Microstrip Lines and Its Application to the Rat-Race Coupler," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 25, no. 6, pp. 361-363, June 2015.
- [28] B. R. Heimer, Lu Fan, and Kai Chang, "Uniplanar hybrid couplers using asymmetrical coplanar striplines," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, no. 12, pp. 2234-2240, Dec. 1997.
- [29] M. -L. Chuang and M. -T. Wu, "Microstrip Multiplexer and Switchable Diplexer with Joint T-Shaped Resonators," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 24, no. 5, pp. 309-311, May 2014.
- [30] P. -H. Deng, B. -L. Huang, and B. -L. Chen, "Designs of Microstrip Four- and Five-Channel Multiplexers Using Branch-Line-Shaped Matching Circuits," in IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 5, no. 9, pp. 1331-1338, Sept. 2015.
- [31] F. Boes, G. Gramlich, M. Kretschmann, S. Marahrens, and T. Zwick, "Ultrabroadband Diplexers for Next-Generation High-Frequency Measurement Applications," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 6, pp. 2161-2167, June 2020.
- [32] D. K. Linkhart, Microwave Circulator Design, USA, MA, Norwood:Ar-tech House, pp. 54-55, 1989.
- [33] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.

- [34] W. D'Orazio, K. Wu, and J. Helszajn, "A substrate integrated waveguide degree-2 circulator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 207-209, May 2004.
- [35] A. Afshani and K. Wu, "Concurrent Dual-Mode Circulator," 2019 49th European Microwave Conference (EuMC), 2019, pp. 284-287.
- [36] W. D'Orazio and K. Wu, "Substrate-Integrated-Waveguide Circulators Suitable for Millimeter-Wave Integration," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3675-3680, Oct. 2006.
- [37] T. Djerafi and K. Wu, "Super-Compact Substrate Integrated Waveguide Cruciform Directional Coupler," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 757-759, Nov. 2007.
- [38] A. Doghri, T. Djerafi, A. Ghiotto, and K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Directional Couplers for Compact Three-Dimensional Integrated Circuits," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 1, pp. 209-221, Jan. 2015.
- [39] S. Sirci, J. D. Martínez, J. Vague, and V. E. Boria, "Substrate Integrated Waveguide Diplexer Based on Circular Triplet Compline Filters," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 7, pp. 430-432, July 2015.
- [40] Z. -C. Hao, X. -P. Huo, W. -Q. Ding and W. Hong, "Efficient Design of Compact Contiguous-Channel SIW Multiplexers Using the Space-Mapping Method," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 11, pp. 3651-3662, Nov. 2015.
- [41] K. Zhou and K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Multiband Bandpass Filters and Multiplexers," 2021 IEEE MTT-S International Microwave Filter Workshop (IMFW), 2021, pp. 300-302.
- [42] R. V. Snyder, A. Mortazawi, I. Hunter, S. Bastioli, G. Macchiarella, and K. Wu, "Present and Future Trends in Filters and Multiplexers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 10, pp. 3324-3360, Oct. 2015.
- [43] F. Parment, A. Ghiotto, T. -P. Vuong, J. -M. Duchamp, and K. Wu, "Air-Filled Substrate Integrated Waveguide for Low-Loss and High Power-Handling Millimeter-Wave Substrate Integrated Circuits," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 4, pp. 1228-1238, April 2015.
- [44] Pozar, D.M. *Microwave engineering*. (2d ed.). New York: John Wiley & Sons, pp 110-121, 1998.
- [45] T. Martin, F. Parment, A. Ghiotto, T. -P. Vuong, and K. Wu, "Air-Filled SIW interconnections for high performance millimeter-wave circuit and system prototyping and assembly," 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), 2017, pp. 302-304,
- [46] I. Marah, A. Ghiotto, A. Verger, and J. -M. Pham, "A Test Fixture for the Measurement of 3-port Y-junction AFSIW Circuits," 2021 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), 2021, pp. 305-307.

- [47] T. Martin, A. Ghiotto, T. -P. Vuong, F. Lotz, L. Carpentier, and P. Martín-Iglesias, "Self-Temperature-Compensated Air-Filled Substrate Integrated Waveguide (AFSIW) Quasi-Elliptic Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 10, pp. 4510-4520, Oct. 2021.
- [48] N. -H. Nguyen, A. Ghiotto, T. Martin, A. Vilcot, K. Wu, and T. -P. Vuong, "Fabrication-Tolerant Broadband Air-Filled SIW Isolated Power Dividers/Combiners," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 1, pp. 603-615, Jan. 2021.
- [49] N. -H. Nguyen, A. Ghiotto, T. Martin, A. Vilcot, K. Wu and T. -P. Vuong, "A 90° Self-Compensating Slab Air-Filled Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter," 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2019, pp. 580-583.
- [50] J. -C. Henrion et al., "Multilayer GCPW-to-AFSIW Transition for High-Performance Systems on Substrate," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 676-679, June 2022.

Chapitre 2

Charges en technologie AFSIW

Les charges hyperfréquences sont des éléments incontournables dans la conception de circuits et systèmes micro-ondes et millimétriques. Elles sont utilisées pour la calibration des systèmes de mesure ainsi que dans la réalisation de plusieurs dispositifs tels que : les isolateurs [1], les diviseurs/combineurs de puissance [2] ou encore certains systèmes de filtrage [3].

Bien que la conception des terminaisons basées sur la technologie des guides d'ondes ait fait l'objet de nombreuses études, cette technologie conventionnelle présente l'inconvénient d'être encombrante et coûteuse. Pour pallier à ces défauts, des charges en technologie alternative SIW basées sur l'intégration de matériaux absorbants dans une ligne de transmission SIW ont été développées [4]-[6]. Cependant, la technologie SIW n'est pas compatible avec les applications de puissance élevée en émission, ou très faible bruit en réception.

Ce chapitre est consacré à la conception de charges intégrées de haute performance basées sur la nouvelle technologie alternative AFSIW utilisant les procédés de fabrication des PCB multicouches. Dans la première partie, les approches de conception de charges en technologie AFSIW sont détaillées et comparées sur les critères de performances électriques et de tenue en puissance. Une fois le choix de l'approche figé, trois conceptions et réalisations de charges basées sur l'intégration de matériaux absorbants dans une ligne de transmission AFSIW sont présentées. Pour augmenter la tenue en puissance de la charge, un matériau absorbant céramique est utilisé. La charge forte puissance est réalisée et mesurée (tenue en puissance y compris) et évaluée par un test adéquat. Pour réduire le coût de réalisation des charges AFSIW, une conception originale exploitant la polyvalence de la technologie AFSIW est démontrée. La structure proposée est basée sur l'utilisation d'absorbants coulables dans une cavité AFSIW préfabriquée. Les charges proposées dans ce chapitre peuvent être mise dans les systèmes sur substrat pour des applications spatiales destinées à de fortes ou de faibles niveaux de puissance.

2.1.Approches pour la conception de charges

Avant d'aborder la conception de charges en technologie AFSIW, les deux approches pouvant être mises en œuvre sont ici décrites puis comparées.

2.1.1. Mise en œuvre de résistances en élément localisé

La technologie AFSIW offre par sa structure un trait commun entre les technologies volumiques et planaires. De ce fait, l'utilisation de résistances en élément localisé (montées en surface), souvent exploitées en technologies micro-rubans et coplanaires pour réaliser des charges, doit être considérée. Cependant, ces résistances se limitent à des applications de très faible puissance et à des fréquences bien inférieures à 30 GHz en raison des éléments parasites inductives et capacitives.

De plus, l'utilisation d'une transition AFSIW vers une ligne coplanaire ou microstrip rend cette solution encombrante et non blindée.

2.1.2. Mise en œuvre de matériaux absorbants dans une ligne de transmission

L'intégration de matériaux absorbant dans une ligne de transmission est une technique très utilisée pour la conception de charges en technologie guide d'onde rectangulaire [7] et [8]. Cette approche a également été réalisée en technologie SIW [4] -[6]. Cette méthode consiste à utiliser des matériaux diélectriques pour absorber l'énergie incidente. De plus, la forme de l'absorbant est exploitée pour réaliser l'adaptation d'impédance.

L'utilisation d'une forme d'absorbant pour l'adaptation d'impédance avec « taper » diélectrique permet un fonctionnement large bande de cette topologie ainsi qu'une large gamme de fréquences d'utilisation pour des applications micro-ondes et millimétriques. Pour des applications de forte et moyenne puissance, le choix du matériau absorbant opérant à des températures élevées s'impose. Concernant les procédés de fabrication, cette topologie est adaptée avec les standards de fabrication des PCB multicouches. En effet, l'absorbant pourrait être intégré dans une ligne de transmission AFSIW préalablement fabriquée.

2.1.3. Comparaison des deux approches

Le tableau 2-1 résume les avantages (+) et les inconvénients (-) des deux méthodes de conception, en termes de fréquence d'utilisation, tenue en puissance, complexité de réalisation et coût.

Tableau 2-1. Comparaison des deux méthodes de conceptions identifiées pour la réalisation de charges en technologie AFSIW.

Approche	Fréquences d'utilisations	Tenue en puissance	Complexité de réalisation	Encombrement	Coût
Localisé	-	-	+	+	+
Distribué	+	++	-	+	+

La bande de fréquence envisagée pour la conception de charges AFSIW dans le cadre de cette thèse est de 17,3 à 21,2 GHz avec une forte tenue en puissance. De ce fait, la solution des absorbants intégrés à une ligne de transmission AFSIW a été choisie pour la conception de charges.

2.2. Conception de charges AFSIW par insertion d'absorbants

2.2.1. Modélisation électromagnétique

Pour la conception des charges en technologie AFSIW, il faut optimiser deux principes fondamentaux : l'adaptation d'impédance et la distribution de l'énergie absorbée par le matériau absorbant. Ces deux principes dépendent du choix du matériau absorbant, soit par ses caractéristiques électromagnétiques (permittivité, perméabilité, ...) soit par sa forme géométrique. La dernière impose le même problème qu'une transition diélectrique entre un guide d'onde rectangulaire vide d'un côté et chargé de l'autre côté par un diélectrique. Les transitions d'adaptation diélectrique [9] et [10] sont basées sur des transformateurs diélectriques en multi-sections. L'utilisation d'une transition étagée permet d'une part d'ignorer les effets des modes de guide d'ondes d'ordre supérieur aux discontinuités et d'autre part, de traiter le problème comme une jonction de deux lignes de transmission ayant des impédances caractéristiques et des constantes de propagations différentes. Dans cette partie, trois exemples de transitions diélectriques seront introduits et modélisés mathématiquement.

2.2.2. Transition diélectrique asymétrique

La figure 2-1 illustre une section d'adaptation diélectrique asymétrique étagée. Cette transition est destinée à adapter une ligne de transmission AFSIW remplie d'air à une ligne de transmission AFSIW remplie de diélectrique d'une permittivité électrique relative ϵ_r . Cette transition est modélisée par N-sections de diélectrique avec une largeur progressive w_i ($w_i < w_{i+1}$). Chaque section i est représentée par une impédance caractéristique Z_i et une longueur physique l_i . Pour évaluer l'impédance de chaque section i , le schéma considéré est la section TT' de la transition (cf. figure 2-1 (b)). Etant donné que la géométrie est uniforme suivant la direction OY , uniquement les modes TE_{m0} sont excités et les impédances Z_i qui correspondent aux modes TE_{m0} sont données par l'équation (2-1) [11].

$$\frac{1}{Z_{im}} = \frac{k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{W}\right)^2}{\omega\mu_0} + \frac{\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)}{m\pi} \left(\frac{m\pi w_i}{W} - \frac{1}{2} \sin\left(\frac{2m\pi w_i}{W}\right) \right), \quad (2.1)$$

avec

$$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} \quad (2.2)$$

et ω la pulsation de travail, μ_0 et ϵ_0 respectivement la perméabilité magnétique et la permittivité électrique du vide illimité.

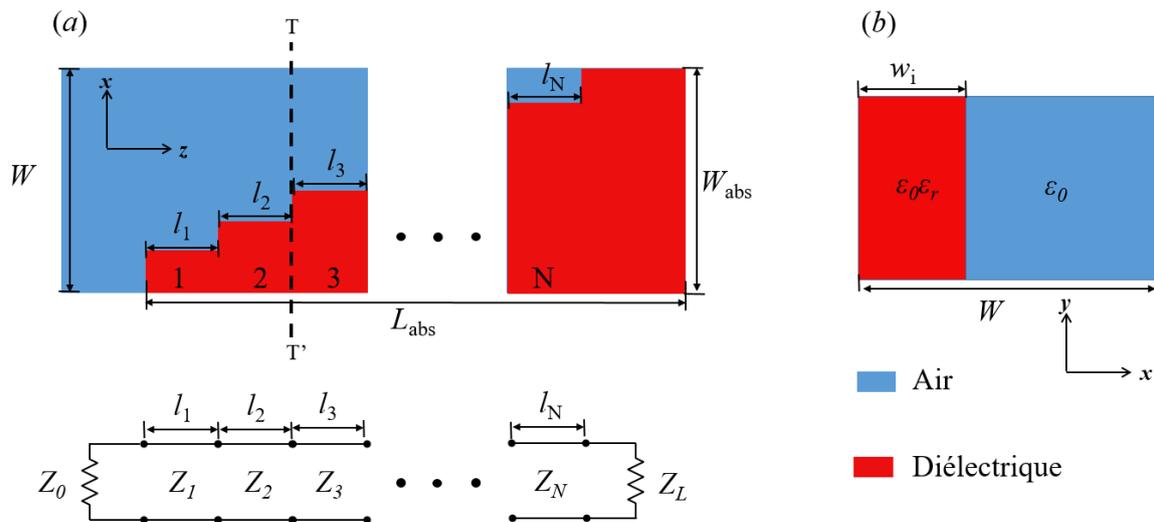


Figure 2-1. (a) vue dans le plan OXZ et (b) vue en coupe dans le plan TT' d'une ligne de transmission AFSIW chargée par un matériau absorbant avec une transition asymétrique.

2.2.3. Transition diélectrique conique symétrique

La transition diélectrique conique symétrique, illustrée dans la figure 2-2 consiste à utiliser N -sections de diélectrique avec une symétrie dans le plan OYZ . Chaque section i est caractérisée par une impédance caractéristique Z_i .

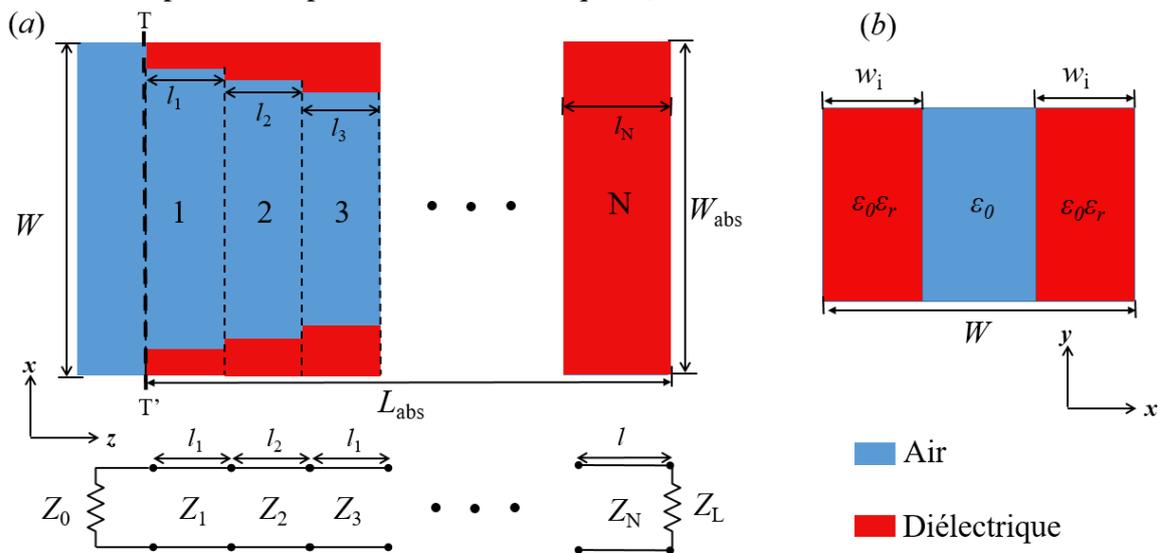


Figure 2-2. (a) vue dans le plan OXZ et (b) vue en coupe dans le plan TT' d'une ligne de transmission AFSIW chargée par un matériau absorbant avec une transition conique symétrique.

Pour caractériser les impédances Z_i , la symétrie de la structure peut être considérée. En effet, le fait de remplacer le plan de symétrie OYZ par un mur magnétique réduit le problème à une transition diélectrique asymétrique. Cependant, seulement les modes impaires $TE_{(2m)0}$ seront excités.

2.2.4. Transition diélectrique dentelée symétrique

La transition diélectrique dentelée symétrique est illustrée dans la Figure 2-3. Elle est composée de N -sections de guides d'ondes rectangulaires partiellement remplies par trois pavés de diélectrique avec des largeurs successives w_i , $2w_i$ et w_i . Par ailleurs, la transition assume un plan de symétrie OYZ. De ce fait, l'impédance Z_i de chaque section i peut être évaluée par l'équation (2-1).

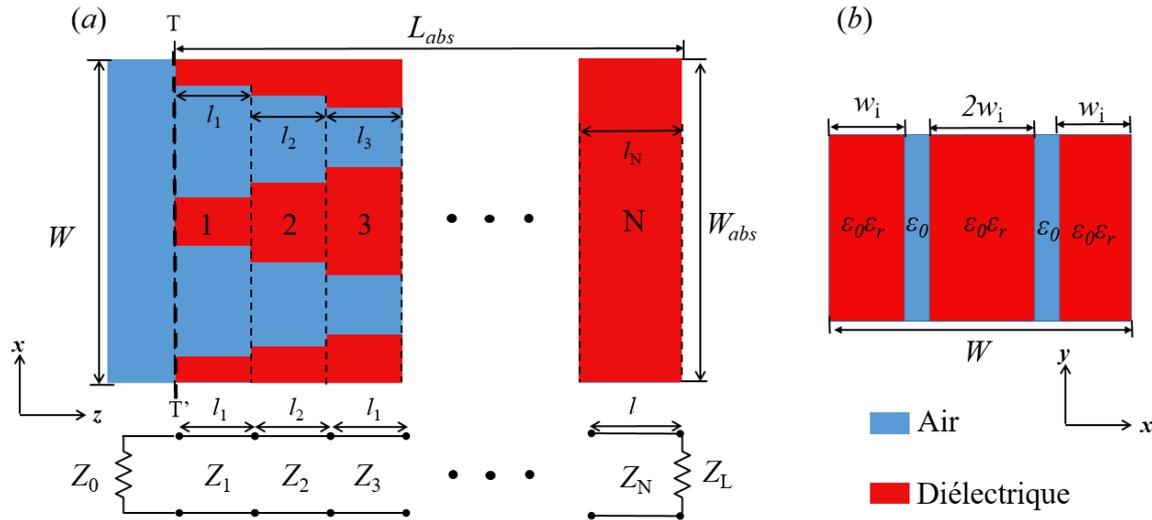


Figure 2-3. (a) vue dans le plan OXZ et (b) vue en coupe dans le plan TT' d'une ligne de transmission AFSIW chargée par un matériau absorbant avec une transition dentelée symétrique.

Cette forme particulière est bien adaptée pour la conception de charges compactes en technologie AFSIW. En effet, la pointe située au centre de la ligne de transmission AFSIW absorbe principalement de l'énergie électrique, et les deux pointes sur les côtés absorbent principalement de l'énergie magnétique. Par conséquent, la densité de pertes EM est mieux répartie par rapport à une conception constituée avec une transition diélectrique asymétrique. La conception d'une telle terminaison est basée sur un modèle d'adaptation d'impédance utilisé pour réaliser rapidement un prototype. Ainsi, pour minimiser les pertes par réflexion, la théorie des transformateurs binomiaux d'adaptation à sections multiples est utilisée [12].

$$\ln(Z_{i+1}) = \ln(Z_i) + 2^{-N} C_i^N \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right), \quad (2.3)$$

avec C_i^N le coefficient binomial de i parmi N , Z_L et Z_0 sont les impédances caractéristiques de la ligne de transmission AFSIW complètement remplie par l'absorbant et par l'air respectivement.

2.2.5. Simulations électromagnétiques

2.2.5.1. Charge AFSIW chargée en matériau absorbant sur une hauteur pleine

Sur la base de la transition diélectrique dentelée symétrique, une première conception de la charge est réalisée en utilisant le matériau absorbant Eccossorb GDS [13] ayant pour

caractéristiques $\epsilon_r = 14$, $\mu_r = 1$, une tangente des pertes diélectriques $\tan(\delta_d) = 0,035$ et une tangente des pertes magnétiques $\tan(\delta_m) = 1,1$. Le nombre de sections N est fixé à 20. Les impédances Z_i de chaque section i sont calculées selon l'équation (2-1).et sont synthétisées indépendamment en utilisant le logiciel de simulation EM CST. Ensuite, les impédances des N sections sont optimisées ensemble pour atteindre les spécifications requises. Et puis, la forme étagée (rouge) obtenue est simplifiée pour avoir la forme de la pointe (bleue) de la transition dentelée symétrique.

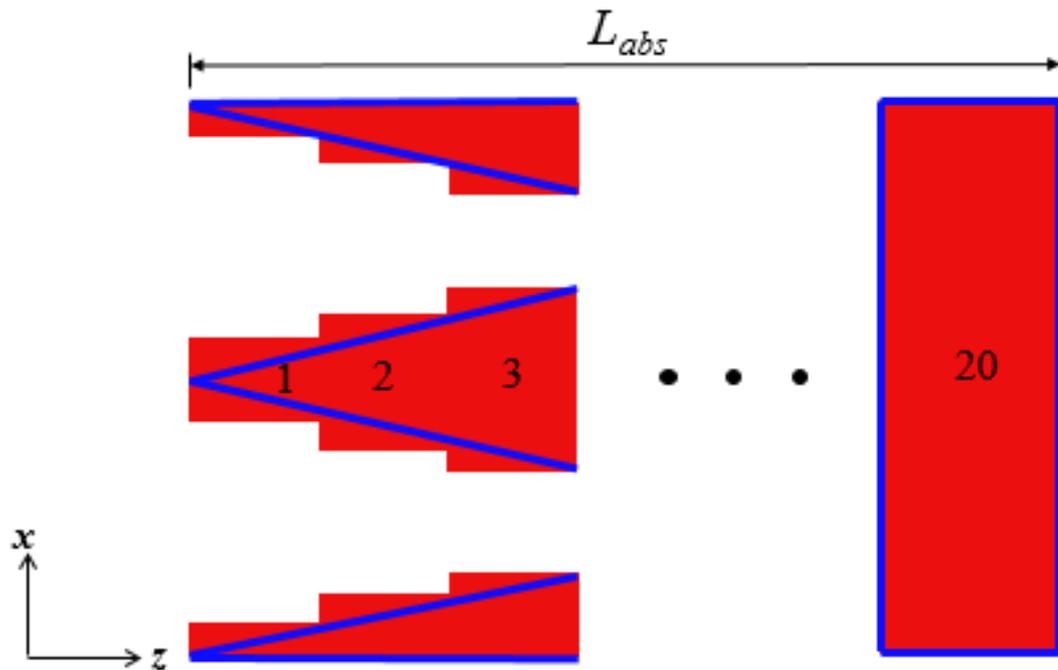


Figure 2-4. Forme étagée (rouge) et continue (bleu) de la transition dentelée symétrique.

La figure 2-5 démontre, par la simulation, d'une part la dépendance du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ avec différentes valeurs de la longueur d'absorbant L_{abs} et d'autre part, la similitude des résultats en fonction des formes en pointe et étagées. Elle montre qu'ainsi l'obtention d'un coefficient de réflexion $|S_{11}|$ meilleur que -20 dB pour la bande de fréquence allant de 17,3 à 23 GHz nécessite une longueur minimale du matériau absorbant de 50 mm.

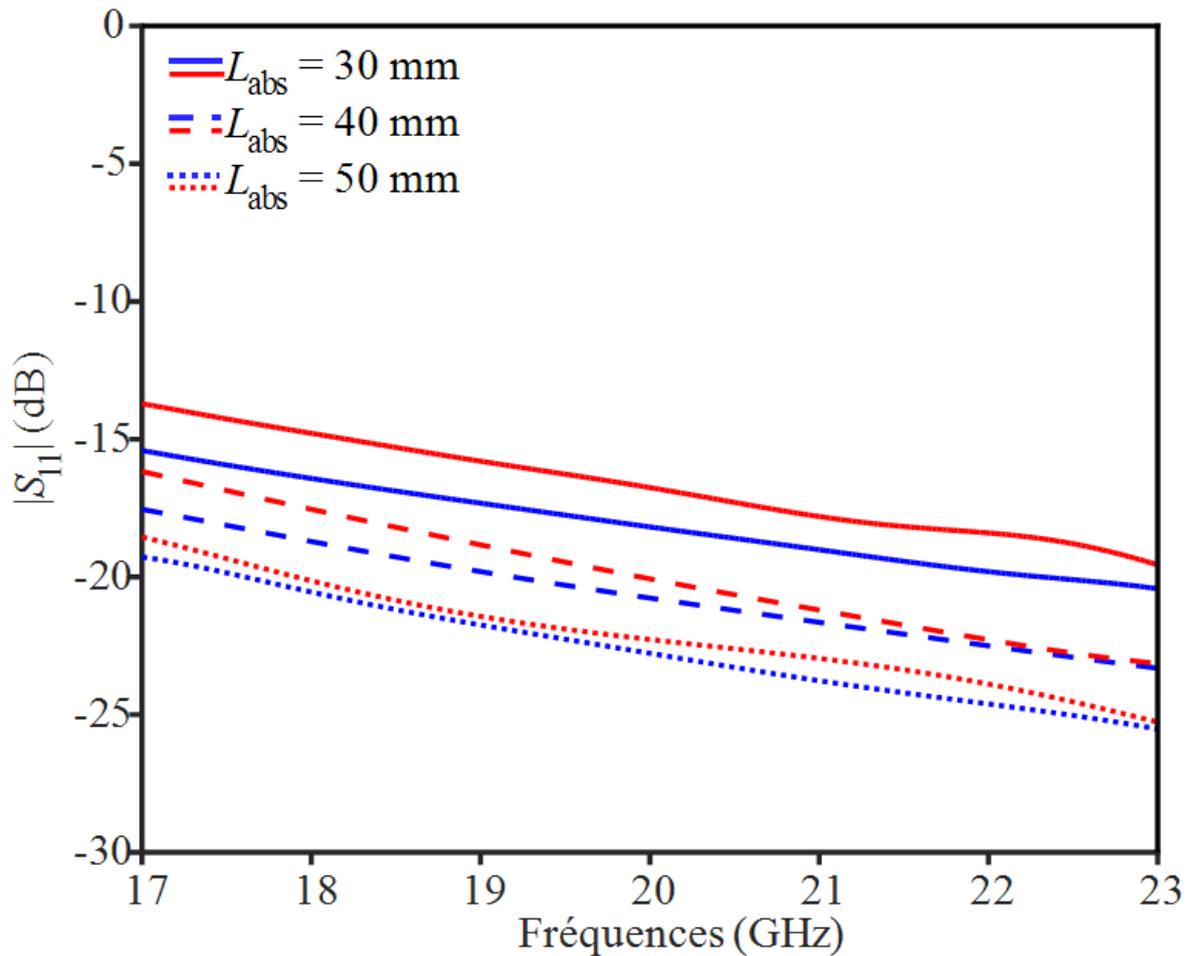


Figure 2-5. Le résultat de simulation du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence avec différentes longueurs d'absorbant de la charge AFSIW conçue avec une transition dentelée symétrique : en rouge étagée et en bleu continue.

La densité volumique des pertes EMs illustrée par la figure 2-6 montre que l'énergie est principalement absorbée au centre et moins sur les côtés. De plus l'énergie est principalement absorbée sur une courte longueur d'environ un tiers de la longueur totale de la terminaison. Cette absorption sur une pointe très étroite pose un problème concernant la tenue en puissance, car la plupart de l'énergie est dissipée dans un petit volume, et évacuée sur une petite surface sur les parois supérieures et inférieures de la ligne de transmission AFSIW. Pour pallier ce problème, la conception d'une terminaison chargée à hauteur partielle est approfondie et sera présentée dans la partie suivante.

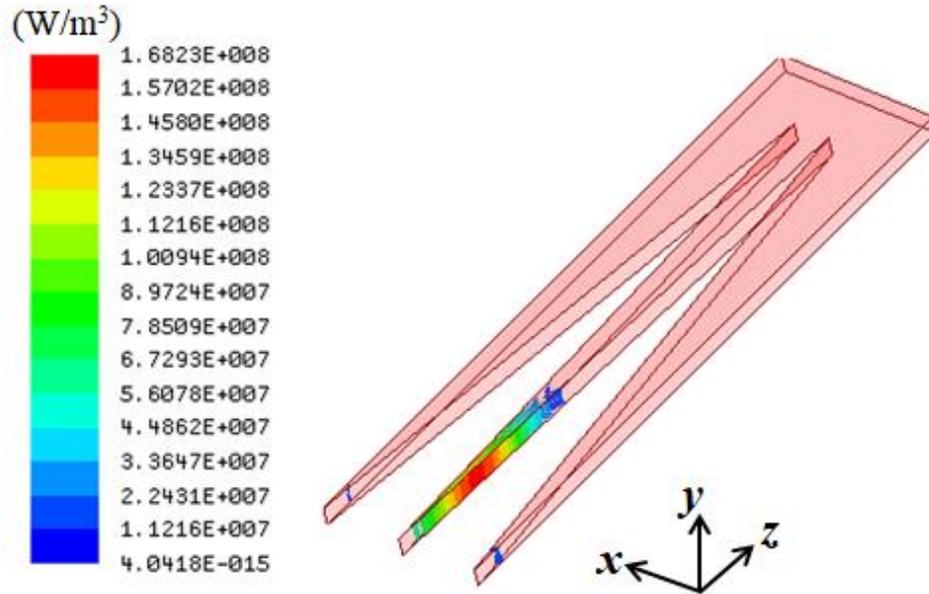


Figure 2-6. Illustration de la densité des pertes électromagnétiques dans le matériau absorbant de la charge AFSIW à 20 GHz avec une puissance d'entrée égale à 1W et pour $L_{abs} = 50$ mm.

2.2.5.2. Charge AFSIW chargée en matériau absorbant de hauteur partielle

Basée sur le calcul analytique de la permittivité effective, une nouvelle conception de la terminaison est proposée dans cette partie. La réduction de cette permittivité équivalente de la section chargée conduit à une diminution de la longueur du matériau absorbant totale L_{abs} qui non seulement rend ainsi compacte la charge AFSIW, elle assure ainsi une bonne adaptation entre l'air et la section chargée. Cette réduction de permittivité demande à diminuer l'épaisseur du matériau absorbant H_{abs} . La figure 2-7 décrit la terminaison AFSIW chargée à hauteur partielle proposée.

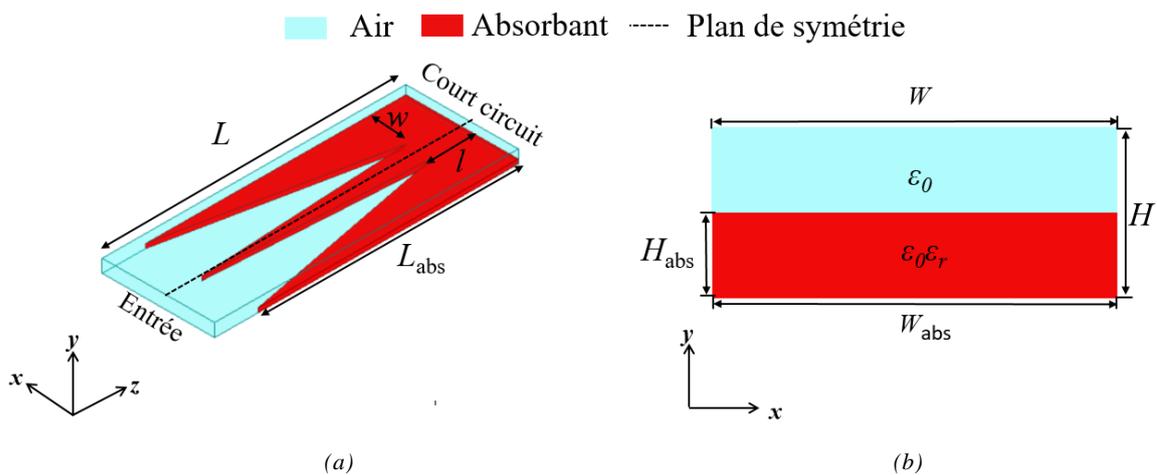


Figure 2-7. Conception améliorée de la charge AFSIW avec un matériau absorbant à hauteur partielle : (a) Vue 3D et (b) vue en coupe dans le plan OXY de la section finale de longueur L de la charge.

Dans cette configuration où le mode TE_{10} se propage, le champ électrique reste perpendiculaire au plan OZX . Par conséquent, la conservation de la capacité en série entre l'air et le diélectrique peut être utilisée pour calculer la permittivité effective de la section finale de longueur l correspondant à la section où toute la largeur de la ligne AFSIW est remplie par l'absorbant. La permittivité électrique relative équivalente ϵ_{reff} est donnée par la relation suivante :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r}{q + (1-q)\epsilon_r}, \quad (2.4)$$

avec

$$q = \frac{H_{abs}}{H}, \quad (2.5)$$

Pour valider ce modèle théorique, une cavité AFSIW chargée d'un matériau absorbant à hauteur partielle, illustrée dans la figure 2-8, est considérée. Grâce au solveur de modes propres de CST, la fréquence de coupure du mode TE_{10} dans cette cavité est évaluée et utilisée pour calculer la permittivité effective selon l'équation suivante :

$$\epsilon_{reff} = \left(\frac{c}{2Wf_{c10}} \right)^2, \quad (2.6)$$

où c est la célérité de la lumière dans le vide et f_{c10} est la fréquence du coupure du mode TE_{10} de la ligne AFSIW chargée partiellement par l'absorbant (cf. figure 2-8).

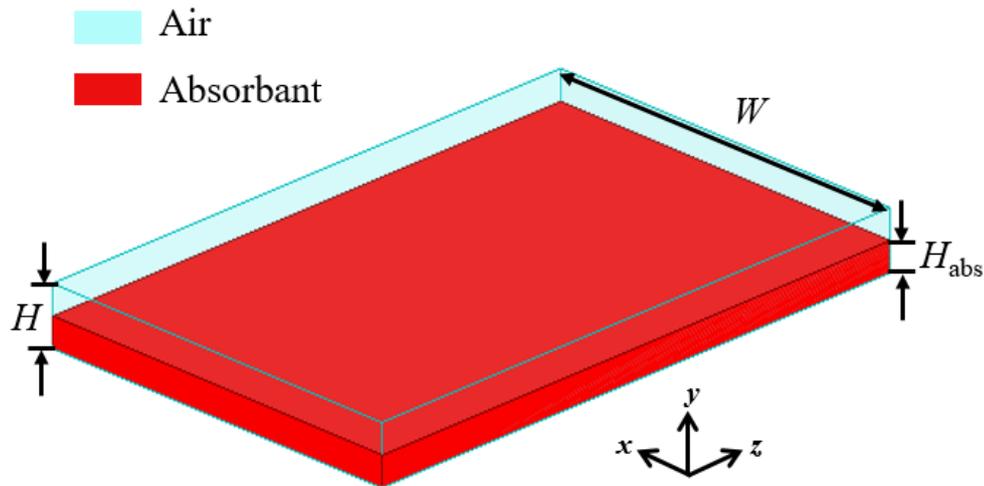


Figure 2-8. Matériau absorbant à hauteur partielle rempli dans une cavité AFSIW.

La figure 2-9 démontre un excellent accord entre la permittivité effective du modèle théorique (2-4) et celle proposée par le modèle de modes propres (2-6) calculée pour la section finale de la terminaison de longueur l avec le matériau absorbant Eccosorb GDS.

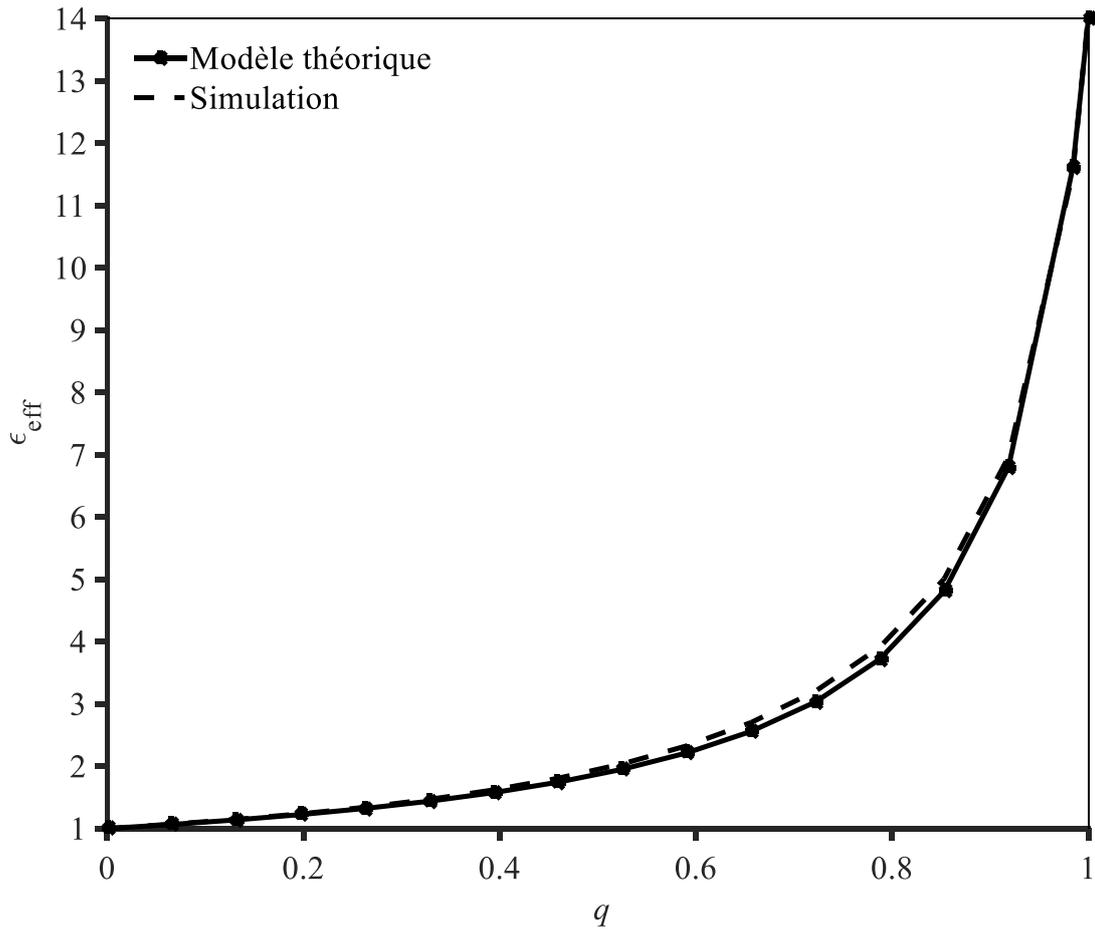


Figure 2-9. Comparaison entre le modèle théorique et les simulations en mode propre de la permittivité effective d'une cavité AFSIW remplie de matériau absorbant.

Compte tenu de l'épaisseur standard du substrat, du processus de fabrication des PCB et de la disponibilité des différents matériaux, les épaisseurs du substrat et du matériau absorbant sont fixées respectivement à $H = 1,524$ mm et $H_{\text{abs}} = 0,762$ mm, de sorte que $q = 0,5$. L'impact de la longueur du matériau absorbant est étudié pour obtenir le meilleur compromis entre la compacité de la section chargée et les performances électriques de la terminaison AFSIW à hauteur partielle.

La figure 2-10 illustre les résultats des simulations du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de la charge AFSIW partiellement remplie d'absorbant en fonction de la fréquence pour différentes longueurs L_{abs} et une valeur de coefficient de remplissage $q = 0,5$.

Elle prouve que la solution optimale pour satisfaire les spécifications de compacité et de performances électriques est $L_{\text{abs}} = 15$ mm.

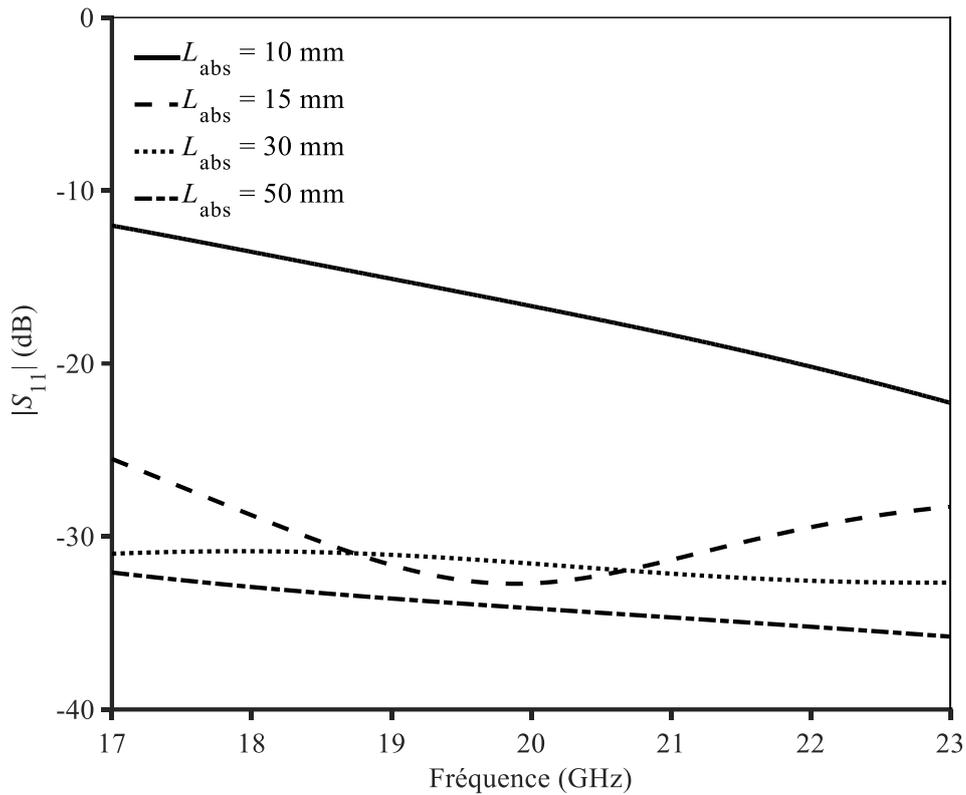


Figure 2-10. Résultats de simulations du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence de la charge AFSIW de hauteur partielle avec différentes valeurs de longueurs du matériau absorbant.

La densité des pertes EMs est donnée dans la figure 2-11. Elle montre que l'énergie incidente est absorbée tout au long de la section chargée. De plus, il faut noter que la terminaison AFSIW proposée, chargée en hauteur partielle, est trois fois plus compacte avec une surface de $194,31 \text{ mm}^2$ par rapport à la terminaison chargée en hauteur totale qui représente une surface de $647,7 \text{ mm}^2$.

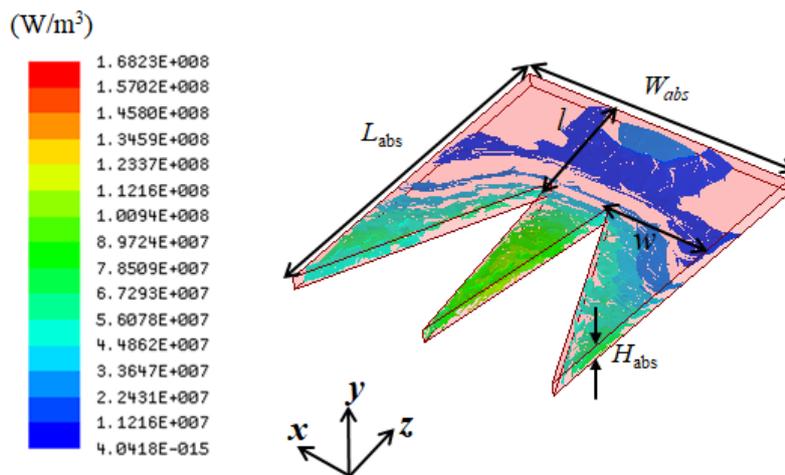


Figure 2-11. Illustration de la densité des pertes EMs dans le matériau absorbant de la charge AFSIW partiellement rempli d'absorbant à 20 GHz avec une puissance d'entrée égale à 1 W et pour $L_{abs} = 15 \text{ mm}$.

2.2.6. Réalisation et mesures

Une terminaison AFSIW basée sur une transition diélectrique dentelée et chargée en hauteur partielle a été conçue et fabriquée à l'aide d'un processus PCB standard en prenant comme matériau du substrat FR4 avec $H = 1,524$ mm d'épaisseur, choisi pour optimiser l'aspect économique de la structure proposée.

Après avoir été découpé par le laser CO₂ pour obtenir la forme géométrique souhaitée, le matériau absorbant ayant une épaisseur $H_{\text{abs}} = 0,762$ mm est ensuite inséré dans la ligne de transmission AFSIW. Les dimensions de la structure proposée sont indiquées dans le tableau 2-2. Une photographie de l'absorbant réalisé est présentée dans la figure 2-12.

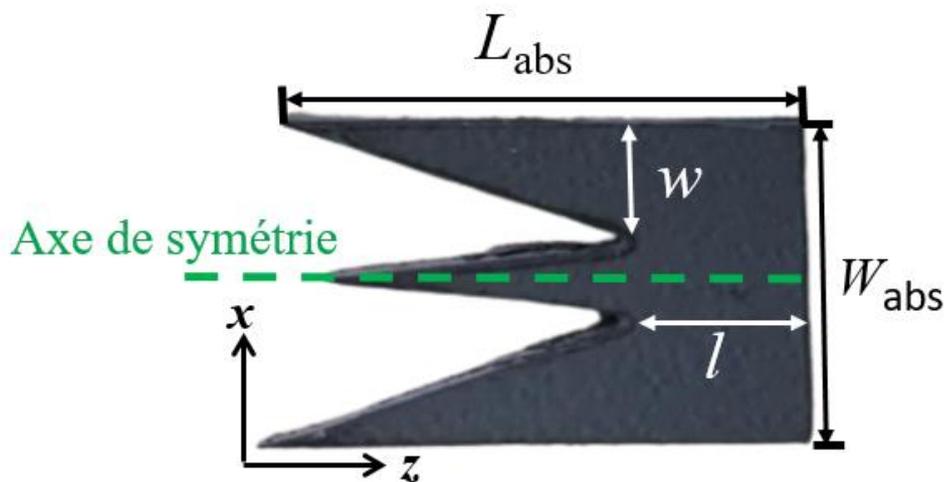


Figure 2-12. Photo du matériau absorbant découpé au laser.

A des fins de mesures, un analyseur de réseau vectoriel et un dispositif de test illustré dans la figure 2-13, également utilisé dans [14], avec un kit de calibration TRL (*Thru-Reflect-Line*) pour éliminer les effets des transitions et des connecteurs, ont été utilisés.

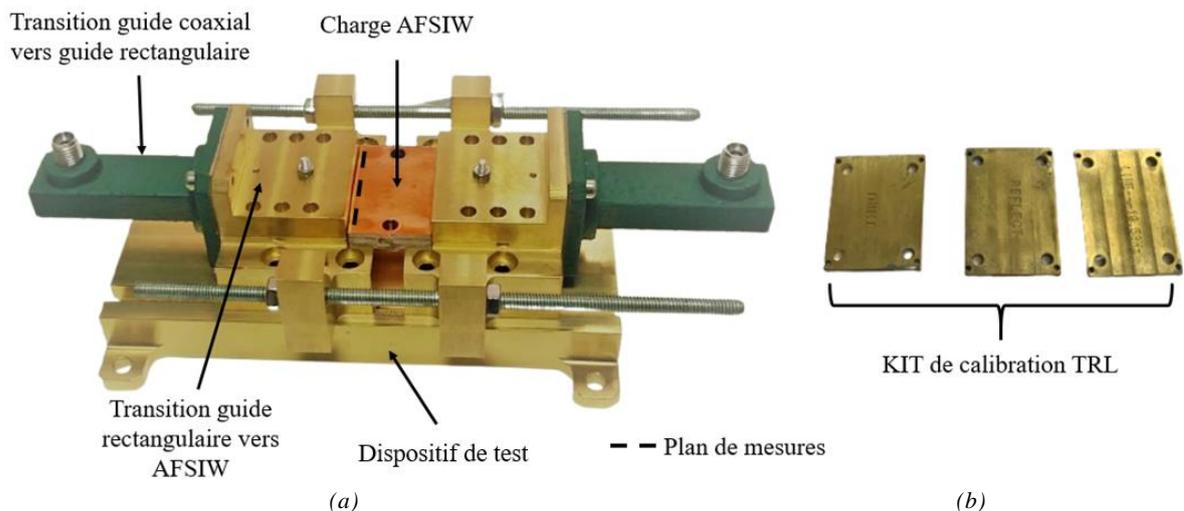


Figure 2-13. (a) Dispositif de test utilisé pour la mesure de la charge AFSIW et (b) kit de calibration TRL.

La figure 2-14 montre un bon accord entre les résultats mesurés avec ceux de simulation. Une perte de retour restant inférieure à 20 dB dans la gamme de fréquences souhaitée est constatée. Les résonances observées lors des mesures sont dues à de petites différences d'interconnexion issues des étapes de calibration TRL.

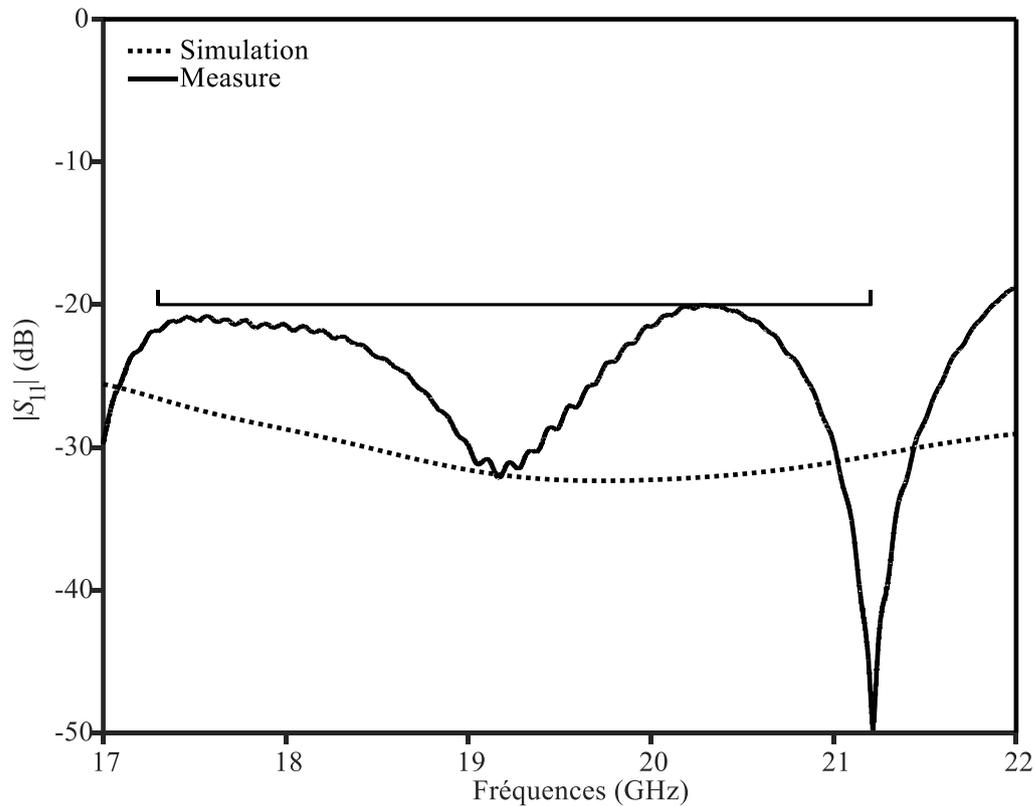


Figure 2-14. Les résultats de simulations et mesures du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de la charge AFSIW réalisée avec un matériau absorbant de hauteur partielle et une transition dentelée symétrique.

Deux autres charges AFSIW basées sur d'autres transitions diélectriques chargées par des absorbants de hauteurs partielles (asymétrique et conique symétrique, comme présentées dans la partie 2.2), illustrées dans la figure 2-15, ont été réalisées et optimisées

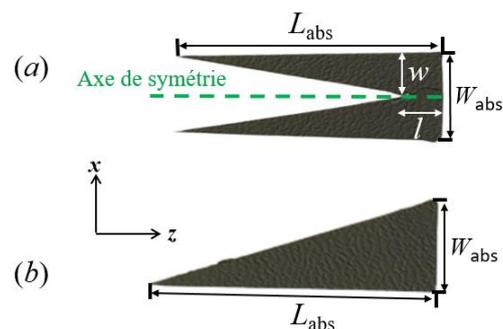


Figure 2-15. Photo des prototypes des absorbants découpés : (a) absorbant de hauteur partielle et transition conique symétrique et (b) absorbant de hauteur partielle et transition asymétrique.

Tableau 2-2. Les dimensions en mm des charges AFSIW réalisées avec un absorbant de hauteur partielle et des transitions dentelées symétrique, asymétrique et conique symétrique.

Transition	$W = W_{\text{abs}}$	H	l	w	L_{abs}	H_{abs}
Dentelée symétrique	12,954	1,524	7,15	5	15	0,762
Asymétrique	12,954	1,524	-	-	30	0,762
Conique symétrique	12,954	1,524	7	6,47	25	0,762

Leurs résultats de simulations et de mesures, effectués grâce au banc de mesures précédent, du coefficient $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence sont présentés dans les figures 2-16 et 2-17.

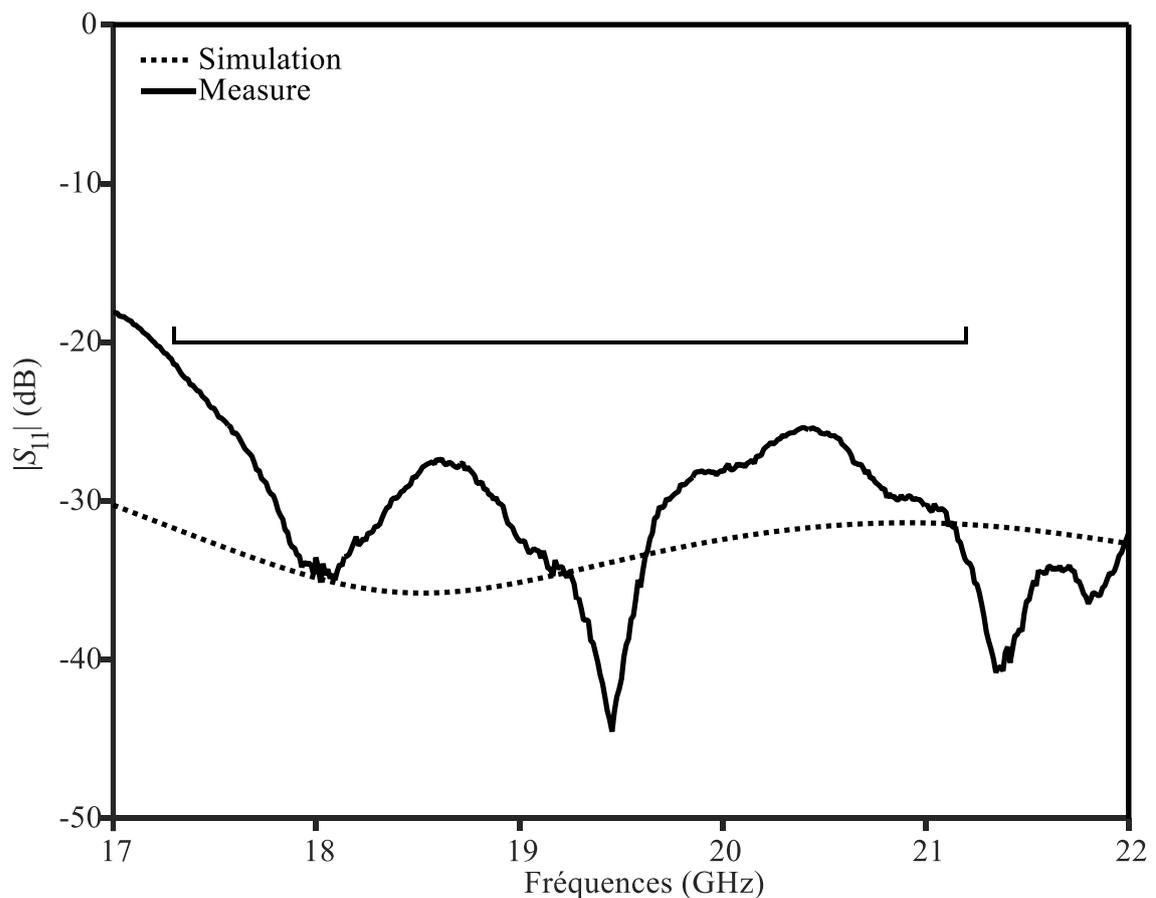


Figure 2-16. Les résultats de simulations et mesures du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de la charge AFSIW réalisée avec un matériau absorbant de hauteur partielle et une transition asymétrique.

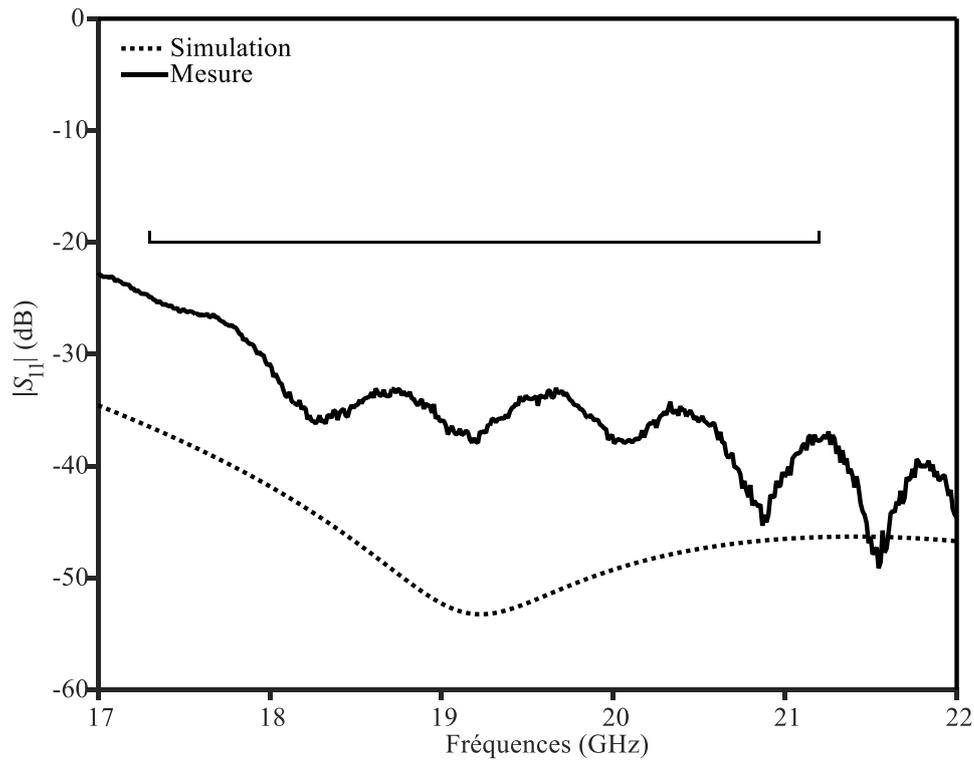


Figure 2- 17. Les résultats de simulations et mesures du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de la charge AFSIW réalisée avec un matériau absorbant de hauteur partielle et une transition dentelée symétrique.

Pour évaluer les conceptions de charge AFSIW proposées dans les parties précédentes, les charges réalisées sont comparées avec l'état de l'art en technologie SIW dans le tableau 2-3.

Tableau 2-3. Comparaisons des performances électriques des charges conçues dans les parties précédentes et l'état de l'art des charges en technologie SIW.

Topologies	[4]	[5]	Absorbant de hauteur complète et transition symétrique dentelée*	Absorbant de hauteur partielle et transition symétrique dentelée	Absorbant de hauteur partielle et transition asymétrique	Absorbant de hauteur partielle et transition conique symétrique
Technologie	SIW	SIW	AFSIW	AFSIW	AFSIW	AFSIW
Bande de fréquences (GHz)**	24-50	9-12,5	17-22*	17-22	15-22	15-22
Longueur d'absorbant normalisée**	0,88	0,89	2,83*	0,69	1,39	1,14
$ S_{11} $ (dB)	-17	-20	-25*	-20	-20	-20

* Résultats obtenus par simulations EM

** Longueur d'absorbant normalisée L_{abs}/λ_0 , avec λ_0 la longueur d'onde dans le vide illimité.

2.2.7. Tenue en puissance

Une évaluation de la tenue en puissance des charges est importante pour les applications micro-ondes, surtout pour la conception d'isolateurs. En effet, la charge doit tenir toute la

puissance retour afin de protéger les amplificateurs de puissances dans une chaîne d'émission radiofréquence.

Pour la réalisation d'une charge AFSIW avec une tenue en puissance élevée, l'utilisation d'un matériau absorbant avec une température maximale de service s'impose. Effectivement, l'énergie EM absorbée par la charge sera transformée par effet Joule en énergie thermique.

Le matériau absorbant utilisé dans les parties précédentes pour la conception de charges AFSIW est composé du caoutchouc de silicone chargé de fer avec une température maximale de service avoisinant les 180 °C et une conductivité thermique inférieure 0,1 W/K/m. Sa capacité à absorber l'énergie électrique (grâce au caoutchouc de silicone) et l'énergie magnétique (grâce au fer) à la fois permet ainsi de réaliser des charges compactes.

Avec une température de service basse et une faible conductivité thermique, ce matériau ne s'applique pas à des applications de forte puissance. Comme tous les matériaux céramiques qui ont une forte température maximale de service allant jusqu'à 1000 °C, le matériau céramique RS4200-CHP [15] est mieux adapté pour la réalisation de charge avec un fort niveau de puissance.

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques électriques et thermiques de ce matériau, en le comparant à l'Eccosorb GDS et montre ainsi son unique capacité d'absorption concernant l'énergie électrique.

Tableau 2-4. Caractéristiques électriques et thermiques du matériau absorbant RS4200-CHP.

Absorbant	Température maximale de service (°C)	Permittivité relative ϵ_r	Pertes électriques $\tan(\delta_d)$	Perméabilité relative μ_r	Pertes magnétiques $\tan(\delta_m)$	Conductivité Thermique [W/m/K]
RS4200-CHP	1000	9,6	0,041	1	0	12

De ce fait, la transition diélectrique conique symétrique est la mieux adaptée pour la conception de charges AFSIW optimisées en tenue en puissance. En effet, le champ électrique dans une ligne de transmission AFSIW est maximal dans son centre. Par conséquent, une présence progressive de l'absorbant sur les côtés permet une absorption progressive de l'énergie incidente. Cela permet d'éviter les points chauds et ainsi d'augmenter la tenue en puissance de la charge. La figure 2-18 illustre la charge AFSIW conçue avec le matériau absorbant RS4200-CHP.

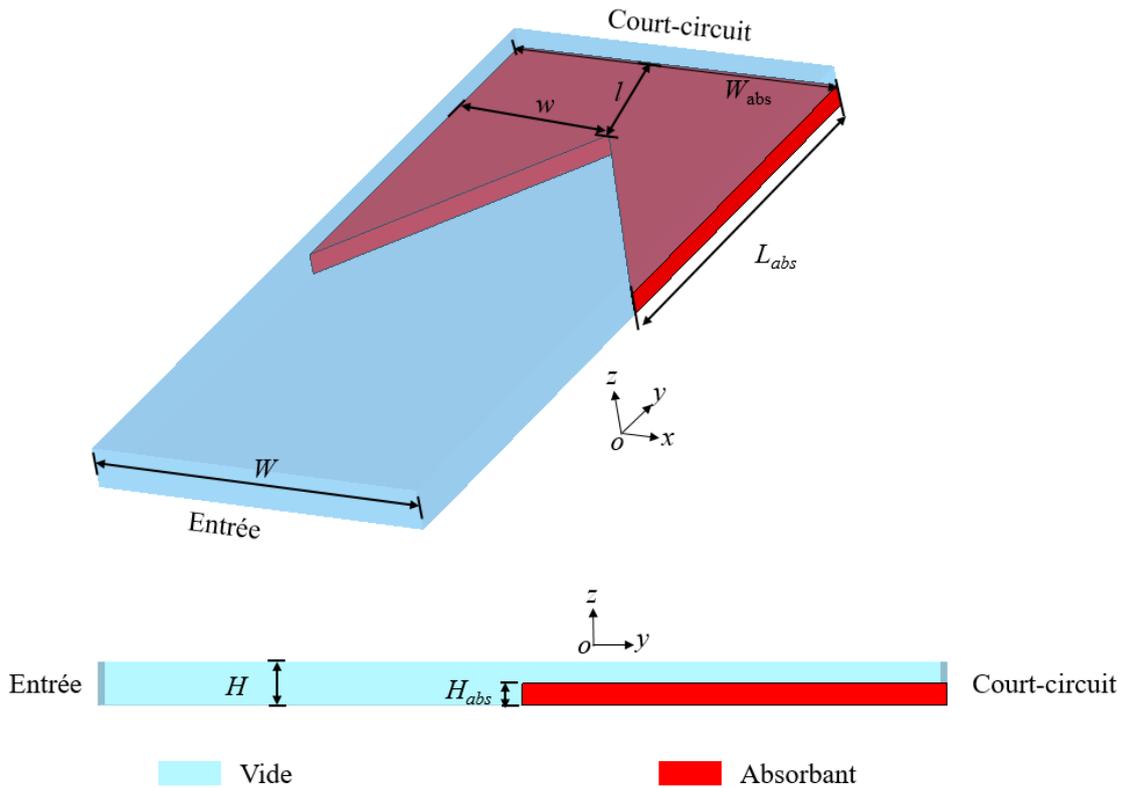
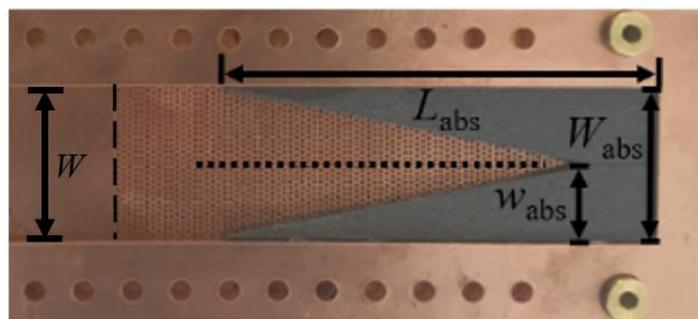


Figure 2-18. La charge AFSIW de forte puissance conçue avec l'absorbant RS4200-CHP et basée sur un absorbant de hauteur partielle et une transition conique symétrique.

Une terminaison AFSIW de forte puissance dont l'épaisseur totale de la ligne $H = 1,524$ mm a été conçue et fabriquée à l'aide d'un processus PCB standard. Le matériau du substrat est le Rogers RT6002 qui a été choisi en raison de sa bonne conductivité thermique. Pour dissiper d'avantage l'énergie thermique, des trous métallisés ont été ajoutés dans le substrat du dessous. Le matériau absorbant est d'abord usiné, à l'aide d'une machine CNC. Pour obtenir la forme géométrique souhaitée, l'absorbant a été usiné en deux parties (cf. figure 2-19). Il est ensuite inséré dans la ligne de transmission AFSIW. Ses dimensions, optimisées sous CST pour obtenir un fonctionnement optimal de la charge, sont indiquées dans le tableau 2-5.



— — Plan de mesures Plan de symétrie

Figure 2-19. Photo de la charge AFSIW de forte puissance.

La figure 2-20 présente un bon accord de la mesure de la charge en fonction de la fréquence avec les résultats de simulations sous CST. Les mesures sont effectuées en utilisant le dispositif de test démontré dans la figure 2-13. Le prototype réalisé démontre le fonctionnement de la charge. Un coefficient de réflexion meilleur que -29 dB dans toute la bande passante visée allant de 17,3 jusqu'à 21,2 GHz, est obtenu.

Tableau 2-5. Les dimensions de la charge AFSIW de forte puissance.

Paramètre	$W = W_{abs}$	H	l	w	L_{abs}	H_{abs}
Valeur (mm)	12,954	1,524	5	6,4	35	1,2

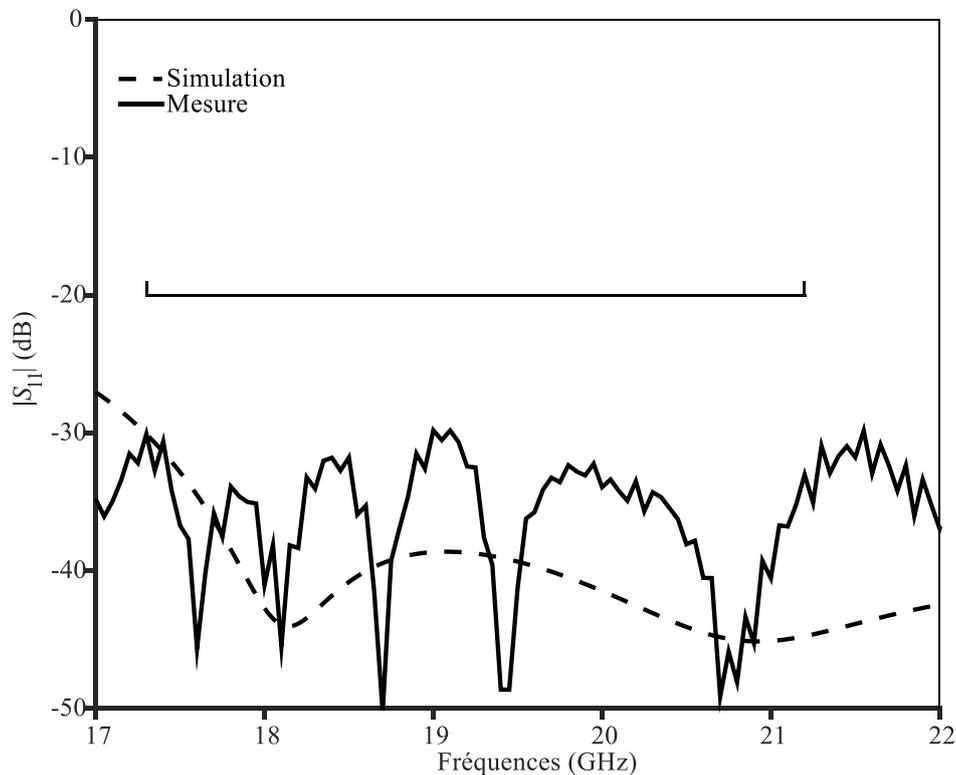


Figure 2-20. Les résultats de simulations et de mesures du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de la charge AFSIW de forte puissance réalisée.

Pour valider la tenue en puissance de la charge AFSIW réalisée, des tests expérimentaux sont effectués grâce au banc de test installé au sein du laboratoire de puissance de l'entreprise Cobham Microwave. Le schéma fonctionnel de ce banc de test est présenté sur la figure 2-21. Le test de puissance a été effectué à une température régulée du plateau sur lequel la charge est montée (représentatif d'un montage sur plateforme de satellite) à 23 °C et à une pression ambiante (1 Bar). La puissance d'entrée sous forme d'onde continue de fréquence 19 GHz est paramétrée avec une variation par palier indiqués dans le tableau ci-dessous. Le coefficient de réflexion a été prélevé ainsi que la température sur la face supérieure de la charge (cf. figure 2-22).

Tableau 2-6. La variation par paliers de la puissance d'entrée en fonction du temps durant le test.

Puissance d'entrée (W)	Temps (min)
40	10
80	10
120	30
160	30

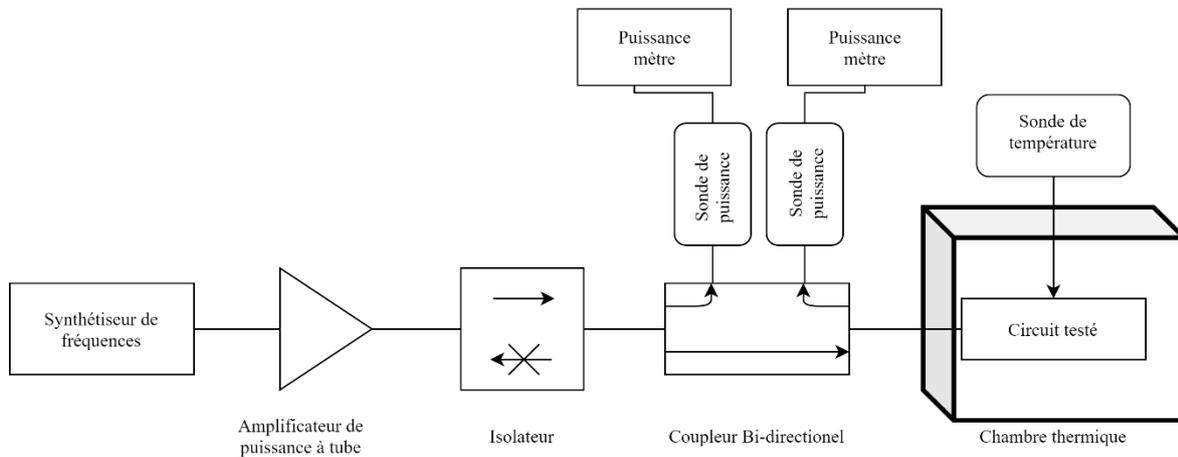


Figure 2-21. Banc de test utilisé pour le test de puissance de la charge AFSIW réalisée.

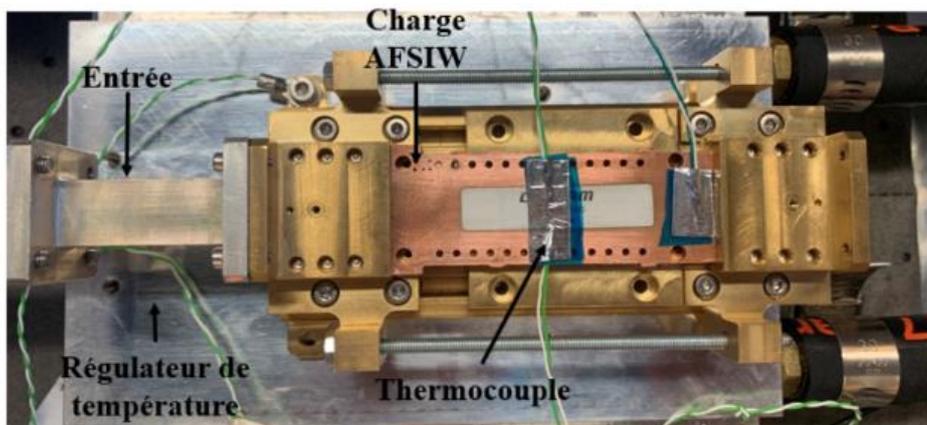


Figure 2-22. Photo de la charge interconnectée avec le banc de test.

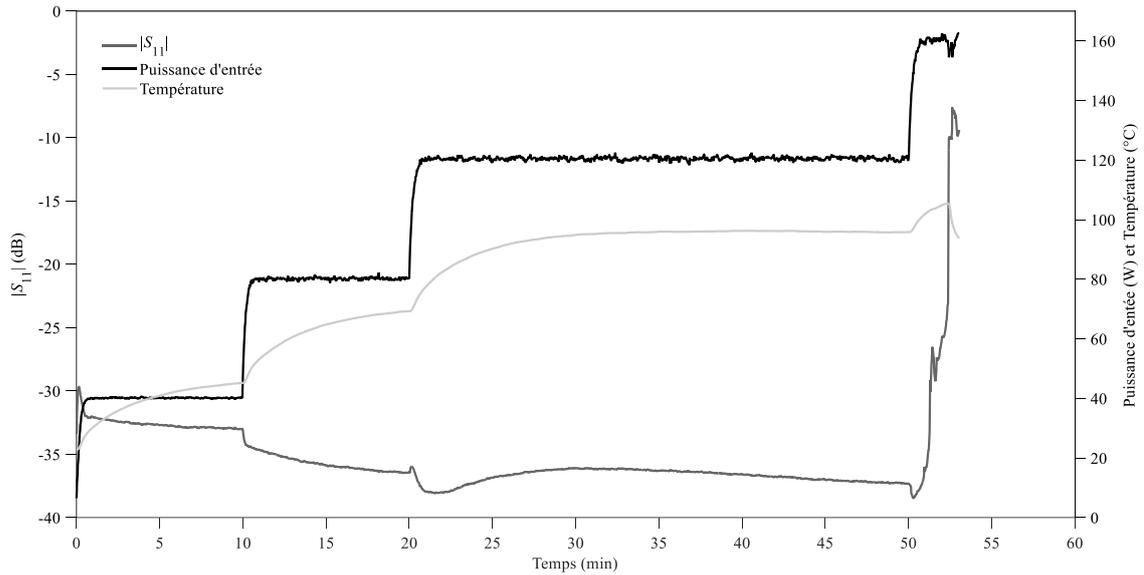


Figure 2-23. Puissance d'entrée, coefficient de réflexion, et température à la surface de la charge mesurée en fonction du temps.

Les résultats de mesures démontrent le fonctionnement de la charge jusqu'à 120 W avec un échauffement thermique de 80 °C. Il est constatable qu'à partir d'une puissance 160 W, le paramètre S_{11} tend rapidement vers zéro avec une chute de la température. Cela est dû à l'échauffement thermique de la colle utilisée pour fixer l'absorbant dans la ligne AFSIW. Ce test de puissance, permet de déduire que la tenue en puissance en onde continue de la charge AFSIW conçue dans cette partie est de 120 W à 19 GHz. Une optimisation du collage de l'absorbant pourra permettre de monter plus haut en puissance.

2.3. Conception de charges AFSIW à partir d'absorbants coulables

Les charges conçues en technologies AFSIW présentées dans les parties précédentes reposent sur l'introduction de matériaux absorbants dans une ligne de transmission. Ces matériaux absorbants sont usinés ou découpés pour obtenir la forme qui permet une adaptation d'impédance. Ensuite, l'absorbant est implanté dans la ligne de transmission avec un collage. Ces deux étapes nécessitent deux opérations supplémentaires, qui augmentent par conséquent les itérations de procédé et le coût de réalisation.

Dans l'optique d'optimiser la fabrication de charges en technologie AFSIW. Une nouvelle topologie basée sur l'utilisation d'un matériau absorbant coulable de type Ecosorb CRS -124 [16] est proposée. La charge conçue à partir de ce principe est illustrée dans la figure 4-24. Les caractéristiques électriques et thermiques de cet absorbant sont illustrées dans le tableau 2-7. Cette topologie permet de réaliser la forme de la charge souhaitée en utilisant le substrat 2 de la ligne de transmission AFSIW pour réaliser un « moule ». L'absorbant est injecté dans la cavité fabriqué dans le substrat 2 à travers des trous d'injection situés dans le substrat 1. Cette solution offre les possibilités de réaliser des formes complexes d'absorbant, ainsi une réduction non-négligeable du coût de réalisation est obtenue. De plus, le substrat 2, par sa permittivité, offre un degré supplémentaire de liberté pour réaliser l'adaptation d'impédance.

Tableau 2-7. Caractéristiques électriques et thermiques de l'absorbant CRS-124.

Absorbant	Température maximale de service (°C)	Permittivité relative ϵ_r	Pertes électriques $\tan(\delta_d)$	Perméabilité relative μ_r	Pertes magnétiques $\tan(\delta_m)$	Conductivité Thermique [W/m/K]
CRS-124	180	23	0,04	1	2,5	1

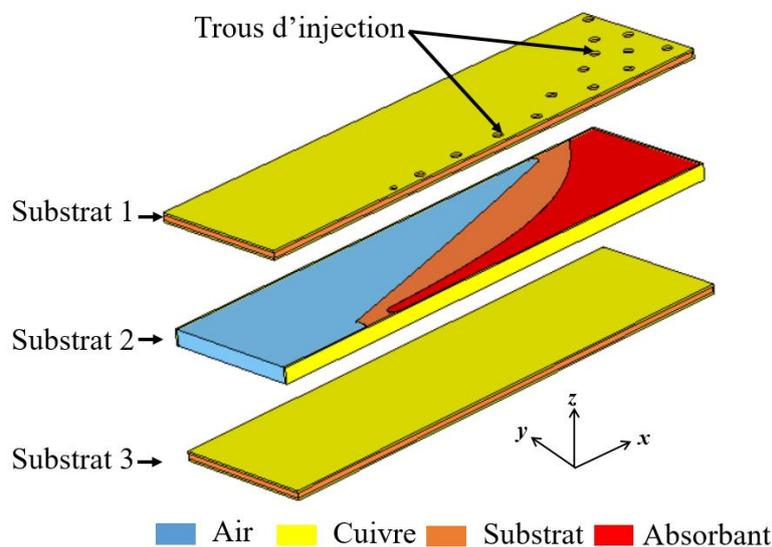


Figure 2-24. Vue explosée de la charge AFSIW avec absorbant introduit par injection dans une ligne AFSIW.

Dans cette conception, une transition continue exponentielle a été considérée pour optimiser l'adaptation d'impédance. La forme du substrat 2 est conçue avec deux *tapers* exponentielles CV1 et CV2 illustrés dans la figure 2-25.

Les coefficients α_1 , α_2 , β_1 et β_2 sont déterminés selon les expressions ci-dessous :

$$y(x) = \begin{cases} CV1 : \alpha_1 e^{\frac{(x-x_{t1min})}{a_1}} + \beta_1, & x \in [x_{t1min} \ x_{t1max}] \\ CV2 : \alpha_2 e^{\frac{(x-x_{t2min})}{a_2}} + \beta_2, & x \in [x_{t2min} \ x_{t2max}] \end{cases}, \quad (2.7)$$

Les coefficients α_1 , α_2 , β_1 et β_2 sont déterminés avec les conditions suivantes :

$$y(x_{t1min}) = y(x_{t2min}) = 0, \quad (2.8)$$

et

$$y(x_{t1max}) = y(x_{t2max}) = W. \quad (2.9)$$

Les paramètres α_1 et α_2 sont optimisés par simulation EM, afin d'obtenir un coefficient de réflexion de la charge inférieur à -25 dB dans la bande passante allant de 17,3 jusqu'à 21,2 GHz.

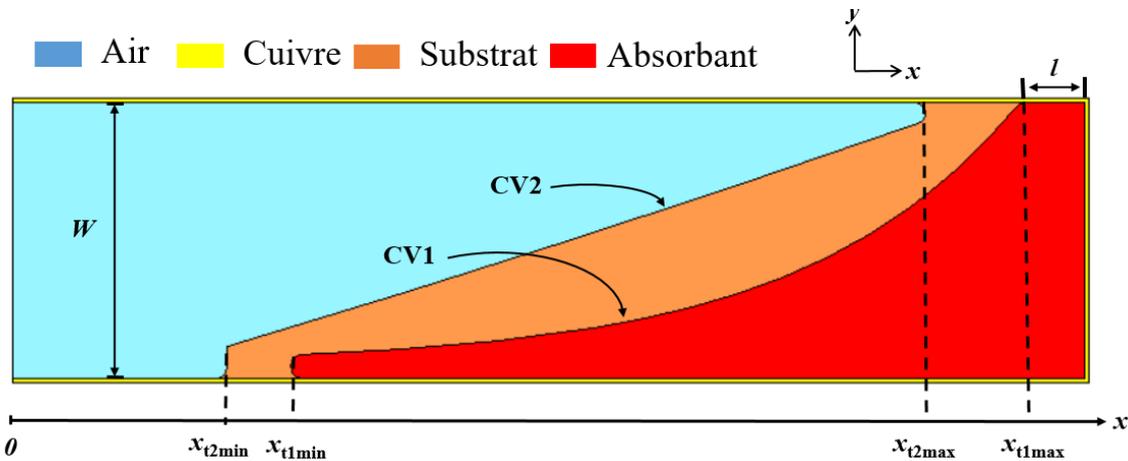


Figure 2-25. Vue de dessus du substrat 2 illustrant les courbes CV1 et CV2 du taper utilisé.

A des fins de démonstration la charge AFSIW avec l'absorbant coulable a été réalisée. La ligne de transmission AFSIW a été fabriquée à l'aide d'un processus PCB standard. Le substrat choisi pour cette conception est le RT6002. La figure 2-26 montre la charge AFSIW réalisée avant assemblage. Une fois que la ligne AFSIW est assemblée, le matériau absorbant sera injecté dans la cavité à l'aide d'un dispositif d'injection à volume contrôlé illustré dans la figure 2-27. Pour assurer une répartition uniforme du matériau absorbant dans la cavité AFSIW, l'injection de l'absorbant est effectuée sur une plaque vibrante. Une étuve à vide est également utilisée pour évacuer les bulles d'air confinées dans l'absorbant après son injection. Ensuite, la charge est mise en polymérisation selon les recommandations du fabricant [16] Les dimensions de la charge AFSIW réalisée sont indiquées dans le tableau 2- 9.

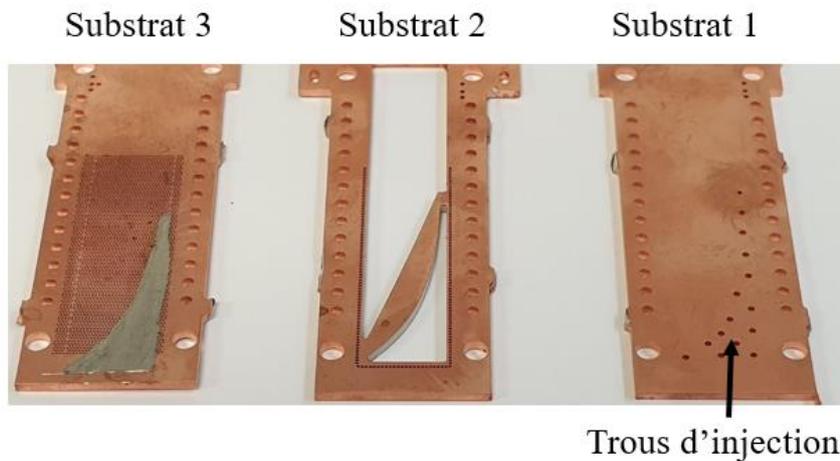


Figure 2- 26. Photo de la charge AFSIW avant assemblage.

Les mesures effectuées en utilisant le dispositif de test démontré dans la figure 2-28, illustre les résultats de simulations et de mesures du prototype réalisé, ainsi que la distribution du champ électrique simulé à 19,5 GHz. Les résultats de mesures sont en bon accord avec ceux obtenus par simulation sous CST. Le prototype réalisé montre un fonctionnement de la charge avec un coefficient de réflexion meilleure que -22 dB dans toute la bande passante allant de 17,3 jusqu'à 21,2 GHz. La charge réalisée dans cette partie est destinée à des applications de faible niveau de puissance (inférieure à 10 W). Cela est dû à la faible conductivité de 1,4 W/K/m et sa faible température de service ne dépassant pas les 180°C.

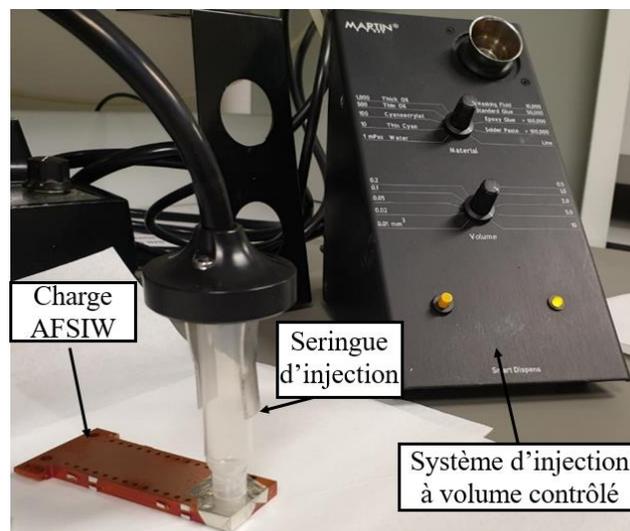


Figure 2-27. Dispositif d'injection du matériau absorbant.

Tableau 2-8. Dimensions, en mm, obtenues après optimisation de la charge AFSIW.

W	H	l	a_1	a_2	α_1	α_2°	β_1	β_2	$X_{t1min/max}$	$X_{t1min/max}$
12,954	1,524	3,15	10	200	0,273	58,07	0,72	-56,57	10/48	10/46

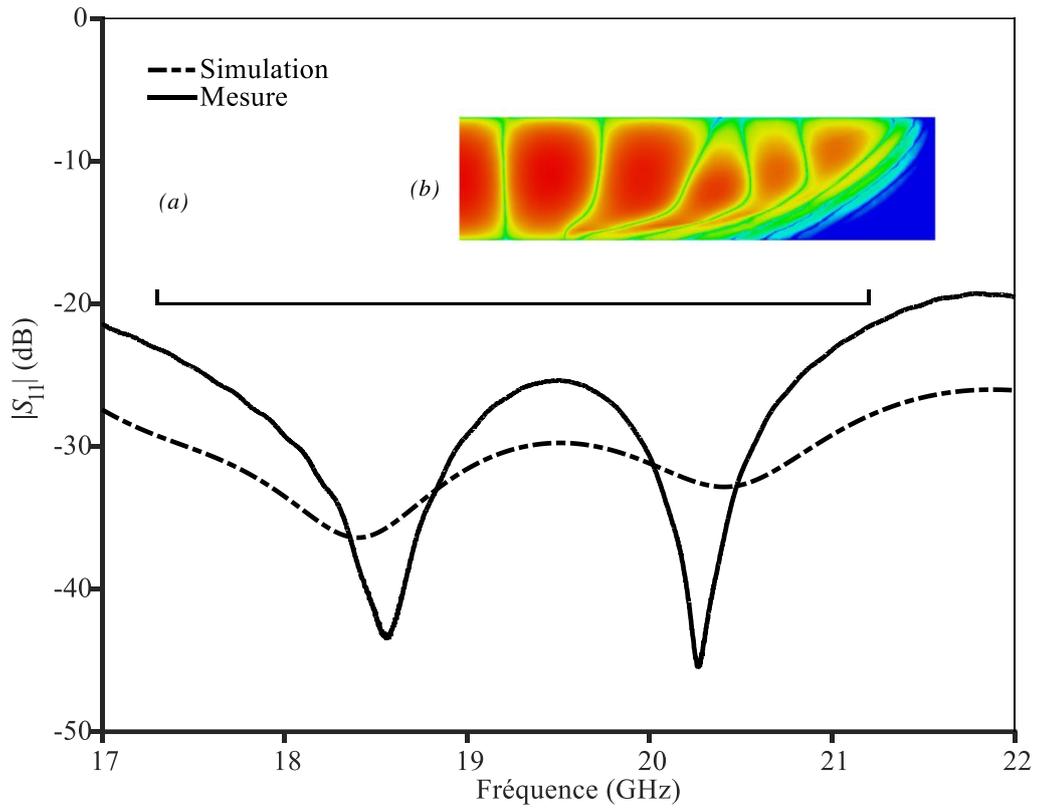


Figure 2-28. (a) : les résultats de simulations et mesures du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de la charge AFSIW réalisée avec injection d'absorbant coulable et (b) : la distribution du champ électrique à 19,5 GHz.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, la conception des charges AFSIW opérant dans la bande de fréquence 17,3 – 21,2 GHz destinées à des applications spatiales est présentée. La conception est basée sur l'intégration de matériaux absorbant dans une ligne de transmission AFSIW et sur l'adaptation par transition.

Tout d'abord, une terminaison AFSIW chargée en matériau absorbant de pleine hauteur est étudiée, avec une conception basée sur la théorie du transformateur multi-sections. Une seconde conception de terminaisons AFSIW chargées de matériau absorbant à hauteur partielle améliorée est ensuite introduite pour réduire la taille de la charge ainsi que pour améliorer la distribution de l'énergie dissipée dans le matériau absorbant. Cette conception est basée sur le calcul de permittivité effective d'un modèle diélectrique multicouche. A des fins de démonstration, plusieurs prototypes de charges AFSIW basées sur un matériau absorbant à hauteur partielle ont été réalisés avec différentes géométries. Les charges réalisées ont été mesurées et les résultats obtenus démontrent le fonctionnement des charges réalisées dans toute la bande de fréquences ciblée. Pour les applications de très forte puissance, une charge AFSIW basée sur l'introduction de matériau absorbant céramique de très haute température de fonctionnement a été présentée. La charge a été mesurée en faible et forte puissance. Les résultats obtenus démontrent une tenue en puissance de 120 W.

Enfin, pour réduire le coût et les itérations des procédés de fabrication, une topologie innovante basée sur l'injection de matériau absorbant coulable a été proposée, réalisée et mesurée. Les résultats obtenus sont en parfaite corrélation avec les résultats de simulation. Le matériau absorbant coulable utilisé dans cette conception à une température d'opération inférieur à 180 °C avec une faible conductivité thermique. De ces faits, son utilisation reste limitée à des applications de faible puissance.

La conception de charges en technologie AFSIW ouvre la perspective de la réalisation des isolateurs de forte puissance destinés à des applications spatiales.

Références

- [1] M. G. Ahmed, M. M. M. Ali, S. I. Shams, M. Elsaadany and A. M. M. A. Allam, “Ferrite Isolator based on Dual Non-Reciprocal Mode Converting in Rectangular Waveguide”, 2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2021, pp. 1-4.
- [2] N. -H. Nguyen, A. Ghiotto, T. Martin, A. Vilcot, K. Wu and T. -P. Vuong, “Fabrication-Tolerant Broadband Air-Filled SIW Isolated Power Dividers/Combiners”, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 69, no. 1, pp. 603-615, Jan. 2021.
- [3] J. Park, E. Choi, D. Baek and P. Lee, “A Circulator Coupled 8-Channel Ka-Band Input Multiplexer design of Communication Satellites”, 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2018, pp.
- [4] Y. M. Huang, et al., “Small-reflected substrate integrated waveguide termination with multi-step shape and absorbing material”, IEEE Int. Symp. on Antennas and Prop., San Diego, CA, 2017, pp. 2605-2606.
- [5] H. Chen, et al., “Substrate-integrated waveguide matching terminations with microwave absorbing material,” Electro. Letters, vol. 50, no. 17, pp. 1216-1218, 14 Aug. 2014.
- [6] C. Rave and A. F. Jacob, “A substrate integrated matched load with embedded resistive thick film”, 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2016, pp. 1-3.
- [7] E. J. Wollack, D. J. Fixsen, A. Kogut, M. Limon, P. Mirel and J. Singal, “Radiometric-Waveguide Calibrators” in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 56, no. 5, pp. 2073-2078, Oct. 2007.
- [8] A. Pen, A. Chevalier, A. Maalouf and V. Laur, “X-Band Compact Microwave Terminations”, 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2018, pp. 315-317.
- [9] Collin, R. E. and Brown, J, “The design of Quarter-Wave Matching Layers for Dielectric Surfaces”, Proceedings of the IEE, Volume 103-C, 1956, pp. 153-158.
- [10] D. J. Sullivan and D. A. Parkes, “Stepped Transformers for Partially Filled Transmission Lines”, in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 8, no. 2, pp. 212-217, March 1960.
- [11] G. P. Bava and C. Naldi, “Discussion of Some Design Methods for Dielectric Steps in Rectangular Waveguides (Correspondence)”, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 18, no. 3, pp. 167-168, March 1970.
- [12] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd Ed., New York, Wiley, 2012, pp. 272-275.
- [13] Eccosorb GDS Bulletin, Laird Inc., 2018.
- [14] T. Martin et al., “Broadband air-filled SIW to waveguide transition for interconnect, instrumentation and measurement applications”, 2017 IEEE Inter.l Micr. Workshop Series on Adv. Mat. and Proc. for RF and THz Applic. (IMWS-AMP), Pavia, 2017, pp. 1-3.

- [15] <https://resinsystems.com/products-services/microwave-data-sheets/rs-4200chp/>
- [16] <https://www.laird.com/sites/default/files/2021-01/RFP-DS-CRS%2006242020.pdf>

Chapitre 3

Circulateurs en technologie AFSIW

La croissance des nouvelles applications spatiales et notamment des réseaux de satellites pour les services de télécommunication et de surveillance confronte la charge utile des satellites à un défi majeur : réduire le coût et l'encombrement des circuits et systèmes micro-ondes [1] sans nuire aux performances électriques et leurs fonctionnements dans un environnement critique. L'un des défis des futurs systèmes de communication par satellite est la tenue en puissance des composants, notamment dans la chaîne de transmission. Le fonctionnement particulier du circulateur en a fait un composant indispensable dans l'architecture des systèmes micro-ondes ; en transmission, le circulateur est généralement situé après les systèmes d'amplification afin de protéger ces derniers de toute onde de retour ou désadaptation d'impédance située en amont. Les GDR sont largement utilisés pour la conception de circulateurs à haute tenue en puissance. Dans la plupart des applications de communication, l'utilisation de la technologie GDR permet l'exploitation d'un circulateur avec de faibles pertes d'insertion et une forte tenue en puissance. Cependant, la technologie GDR est encombrante en raison de ses dimensions standardisées. Une alternative a été proposée [2] pour la conception de circulateurs GDR avec une hauteur réduite qui permet de diminuer l'encombrement. Cependant, le coût de fabrication reste élevé, car la technologie GDR est basée sur des processus d'usinage. De plus, la technologie GDR n'est pas intégrée ; elle ne correspond pas aux nouvelles demandes du marché spatial.

Récemment, la technologie AFSIW a été proposée comme une alternative prometteuse pour la réalisation de circuits à faibles pertes et à forte puissance [3]. En étant basée sur des processus de réalisation de PCB multicouches, la technologie AFSIW offre une haute densité d'intégration à faible coût. Depuis son invention, la technologie AFSIW a fait l'objet de plusieurs réalisations de composants passifs, notamment des filtres [4], des coupleurs [5], des diviseurs [6], des antennes [7] et des charges [8]. Cependant, les circulateurs AFSIW n'ont jamais été réalisés. De ce fait, la conception et la réalisation des circulateurs en technologie AFSIW sont détaillées dans ce chapitre avec les parties suivantes : La représentation des circulateurs hyperfréquences par deux approches fondamentales est décrite. Ensuite, l'état de l'art des conceptions de circulateurs en technologie SIW est présenté. Une toute première conception de circulateurs AFSIW basée sur deux disques gyromagnétiques asymétriques permettant un fonctionnement large bande et une forte tenue en puissance en onde continue est illustrée et caractérisée en faibles et forts signaux. Une seconde conception originale de circulateur AFSIW basée sur un poste ferrite à hauteurs complète et une adaptation diélectrique permettant une très forte tenue en puissance crête est présentée et réalisée. Enfin, sa tenue en multipactor est estimée par simulations et validée par un test adéquat. Les deux topologies de circulateur présentées dans ce chapitre ont fait l'objet de deux brevets.

3.1.Circulateur hyperfréquences

Les circulateurs hyperfréquences sont des composants permettant par leurs propriétés anisotropes l'aiguillage des ondes électromagnétiques ; un circulateur à trois voies comme représenté dans la figure 3-1 (a). Ce modèle de base peut être utilisé pour expliquer sa fonction RF. Si une onde électromagnétique entre par la voie 1, il ressortira en voie 2 avec des pertes caractéristiques appelées pertes d'insertion. Toutefois, il existe une fuite du signal sortant par la voie 3. Cette fuite est appelée isolation.

Cette caractéristique particulière fait des circulateurs des équipements incontournables dans des fonctions de charges utiles de satellites tels que :

- les isolateurs permettant un fonctionnement indépendant des équipements adjacents cf. figure 3-1 (b),
- des systèmes de filtrages complexes utilisés pour l'émission et la réception des signaux RF sur des canaux différents cf. figure 3-1 (c),
- les duplexeurs cf. figure 3-1 (d) employés généralement dans les systèmes de télécommunication sans fil et radars mono statiques, lorsqu'une seule antenne est utilisée pour assurer la transmission et la réception, ce qui permet de réduire le poids de la charge utile des satellites, ainsi que le coût de fabrication.

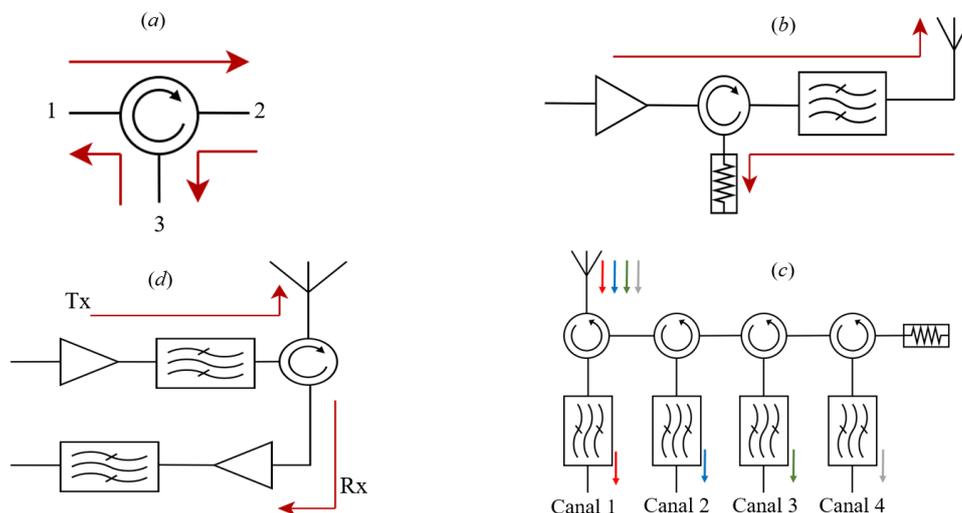


Figure 3-1. (a) circulateur hyperfréquence à trois voies, (b) disposition du circulateur dans la fonction « isolateur », (c) utilisation des circulateurs dans la fonction multiplexeur et (d) la fonction duplexeur.

3.1.1. Principe de fonctionnement des circulateurs hyperfréquences

Le fonctionnement des circulateurs hyperfréquences a attiré la curiosité de nombreux chercheurs et ingénieurs. Par conséquent, plusieurs travaux scientifiques ont été menés pour théoriser leurs fonctionnements. Deux approches de la théorie des circulateurs sont distinguées dans la littérature :

- La caractérisation par la matrice de diffusion a été abordée en 1959 par Auld [9].
- La théorie des champs réalisée pour la première fois par Bosma en 1962 [10]. Fay et Comstock [11] ont ensuite prouvé en 1965 sa validité par des démonstrations expérimentales.

Dans cette partie, les deux méthodes d'analyse d'une jonction circulateur seront détaillées.

3.1.1.1. Matrice de diffusion d'une jonction circulateur

Le mode opératoire par substitution cyclique d'un groupe fini est appliqué au circulateur. Il est présenté comme suit pour le circulateur de trois voies :

$$\{1,2,3\} \rightarrow \{2,3,1\} \rightarrow \{3,1,2\}$$

Helszajn [13] a donné une condition nécessaire et suffisante pour une définition mathématique du circulateur : un dispositif dont la matrice de diffusion opère sur les ondes incidentes de manière à produire le même résultat que l'opération d'une substitution cyclique sur les tensions réfléchies.

La matrice de diffusion $[S]$ d'un tel circulateur de 3 ports illustré dans la figure 3-2 est donnée par l'équation (3.1).

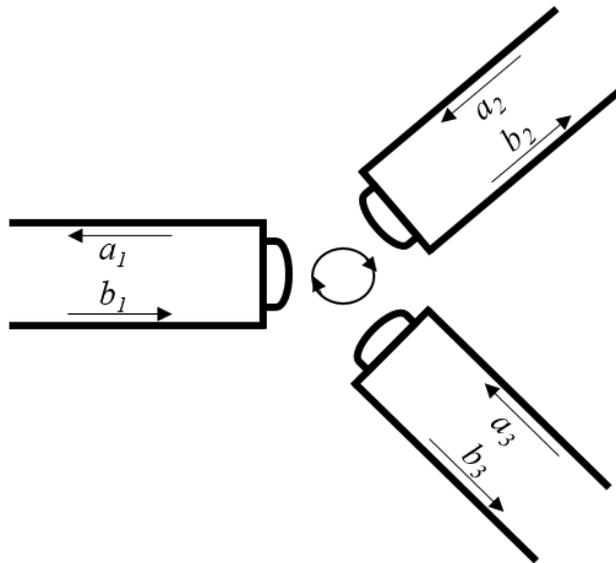


Figure 3-2. Les ondes incidentes et réfléchies d'une jonction circulateur à 3 voies.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

L'opération du circulateur étant une substitution cyclique, cela implique que sa matrice de diffusion $[S]$ est simplifiée en prenant en compte que $S_{21} = S_{32} = S_{13}$ et $S_{12} = S_{23} = S_{31}$.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{21} \\ S_{21} & S_{22} & S_{12} \\ S_{12} & S_{21} & S_{33} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

En appliquant la loi de la conservation d'énergie, la matrice de diffusion $[S]$ doit satisfaire l'équation unitaire (3.3).

$$[S][S]^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

Avec $[S]^*$ est le conjugué de la matrice complexe $[S]$. De plus, pour un circulateur parfaitement adapté sur les trois vois la relation (3.4) s'impose.

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0, \quad (3.4)$$

Par conséquent, les conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$|S_{21}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad (3.5)$$

et

$$S_{21}S_{12}^* = 0 \quad (3.6)$$

Deux solutions sont ainsi possibles pour la réalisation de circulateurs. L'une telle que $S_{21} = 0$ et $|S_{12}| = 1$ permet un fonctionnement du circulateur dans le sens trigonométrique. Tandis que l'autre, telle que $|S_{21}| = 1$ et $S_{12} = 0$ propose un fonctionnement dans le sens horaire.

Ces deux solutions obtenues démontrent que tout dispositif à trois voies bien adaptées est obligatoirement un circulateur.

La matrice de diffusion d'un circulateur idéal avec un sens trigonométrique de circulation est exprimée par la relation suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Les valeurs propres de la matrice (3.7) sont calculées à partir de leurs définitions (3.8).

$$\det([S] - s_n[I]) = 0, \quad (3.8)$$

avec s_n et $[I]$ respectivement la nième valeur propre de la matrice $[S]$ et la matrice d'identité.

Les valeurs propres résultantes de l'équation (3.8) sont exprimées par les relations (3.9)-(3.13).

$$s_+ = \exp\left(-j2\left(\theta_1 + \theta_+ + \frac{\pi}{2}\right)\right), \quad (3.9)$$

$$s_- = \exp\left(-j2\left(\theta_1 + \theta_- + \frac{\pi}{2}\right)\right), \quad (3.10)$$

et

$$s_0 = \exp(-j2\theta_0). \quad (3.11)$$

Avec

$$\theta_0 = \theta_1 = \frac{\pi}{2}, \quad (3.12)$$

$$\theta_- = -\theta_+ = \frac{\pi}{6}. \quad (3.13)$$

Les trois coefficients de réflexions propres s_0 , s_+ et s_- d'un circulateur idéal sont espacés d'une manière égale sur le cercle unitaire soit de 120° comme illustré dans la figure 3-3.

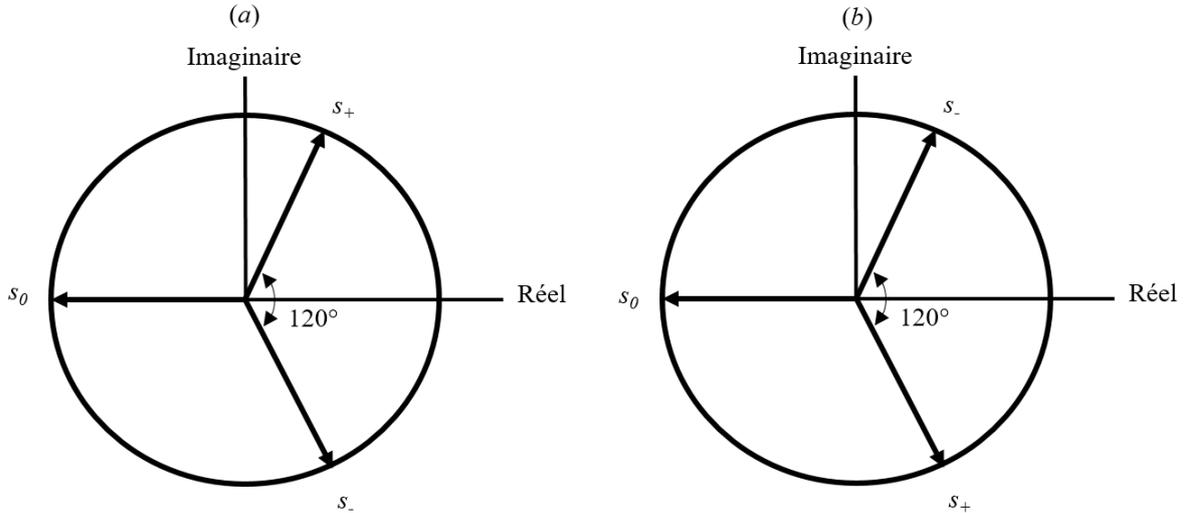


Figure 3-3. Répartitions des coefficients de réflexion propres d'un circulateur idéal. (a) : circulation dans le sens trigonométrique (b) : circulation dans le sens horaire.

Cette théorie montre que la matrice de diffusion de la jonction à 3 ports est caractérisée par ses trois valeurs propres qui doivent être déphasées de $2\pi/3$ pour la circulation. Cependant, une analyse détaillée concernant la théorie des champs de la jonction concernée doit être effectuée avant une réalisation.

3.1.1.2. La théorie des champs d'une jonction circulateur

La théorie des champs des jonctions circulateurs a été évoquée pour la première fois par Bosma [10] sur une jonction Y en technologie tri-plaque. Ensuite, Fay et Comstock [11] l'ont juxtaposé pour une jonction en technologie GDR. Quelle que soit la technologie exploitée pour sa réalisation, un circulateur doit son fonctionnement à un ferrite magnétisé. En effet, les matériaux ferromagnétiques ont la capacité de s'aimanter à la présence d'un champ magnétique imposé. Une application d'un champ magnétique statique à ce matériau provoque un mouvement de précession des électrons en rotation, qui peut être décrit par un tenseur de perméabilité anisotrope dépendant de la fréquence de l'onde électromagnétique et l'intensité du champ magnétique appliqué.

En effet, les matériaux ferromagnétiques ont la capacité de s'aimanter à la présence d'un champ magnétique imposé. Elle engendre un moment magnétique $\mathbf{M} = \sum_i \mathbf{m}_i$ ($\|\mathbf{M}\| = M$),

nommé vecteur d'aimantation avec \mathbf{m}_i le moment magnétique décrit par le spin d'un seul électron. Le vecteur \mathbf{m}_i est donné par l'équation suivante :

$$\mathbf{m}_i = \gamma_e \cdot \mathbf{J}, \quad (3.14)$$

avec,

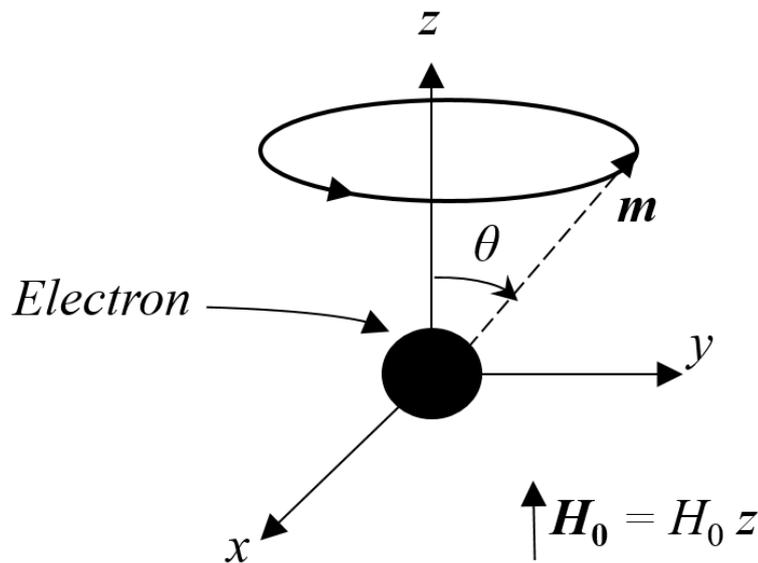
$$\gamma_e = \frac{-e}{2m_e}, \quad (3.15)$$

où,

- γ_e est le rapport gyromagnétique d'électron (C/kg),
- e est la charge élémentaire ($1,602 \times 10^{-19}$ C),
- m_e est la masse d'un électron ($9,109 \times 10^{-31}$ kg),
- \mathbf{J} est le moment cinétique ($\text{kg m}^2 / \text{s}$).

Le vecteur \mathbf{m}_i sera noté \mathbf{m} ; vu que les électrons produisent un moment magnétique identique.

En présence d'un champ magnétique statique \mathbf{H}_0 , les moments magnétiques \mathbf{m} s'alignent suivant la direction du champ magnétique \mathbf{H}_0 en réalisant un mouvement gyroscopique d'angle θ par rapport à l'axe du champ magnétique appliqué (cf. Cf. 3-4). En revanche en l'absence de champ magnétique imposé, le vecteur d'aimantation est nul vu que les moments magnétiques suivent des directions aléatoires.



Cf. 3-4. Mouvement de précision d'un électron avec un champ magnétique appliqué H_0 dans un matériau ferromagnétique.

Le mouvement du vecteur d'aimantation \mathbf{M} est décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d\mathbf{M}}{dt} = -\gamma (\mathbf{M} \wedge \mathbf{H}_0), \quad (3.16)$$

avec γ , le rapport gyromagnétique (MHz/Oe).

En réalité l'équation différentielle (3.16) est loin d'être linéaire par la présence de terme d'amortissements qui peuvent être négligés dans le cas où le champ magnétique imposé n'atteint pas des valeurs critiques proches de la magnétisation de saturation du matériau.

Bloembergen a développé l'équation du mouvement du vecteur d'aimantation dans le cas générale, dans un article publié en 1956 [12] :

$$\frac{d\mathbf{M}}{dt} = -\gamma (\mathbf{M} \wedge \mathbf{H}_0) - \frac{\alpha}{M} \frac{d\mathbf{M}}{dt}, \quad (3.17)$$

où α est le coefficient d'amortissement.

En soumettant un matériau à un champ magnétique, les moments des dipôles magnétiques de ce dernier s'alignent dans le sens du champ magnétique imposé. Bien que l'amplitude du champ exercé soit reliée au moment dipolaire créé, il est impossible de mesurer cette grandeur à l'échelle microscopique, d'où la notion de la susceptibilité magnétique χ_m . Cette dernière est une grandeur macroscopique sans unité, qui décrit la relation entre le champ magnétique imposé et le vecteur de magnétisation \mathbf{M} .

Par analogie à la susceptibilité électrique χ_e qui représente la relation entre la polarisation \mathbf{P} d'un matériau diélectrique et le champ électrique \mathbf{E} exercé sur ce matériau par l'équation :

$$\mathbf{P} = \varepsilon_0 \chi_e \mathbf{E}$$

où ε_0 est la permittivité du vide ($(1/36\pi) \times 10^{-9}$ F m⁻¹), la susceptibilité χ_m est définie par la relation suivante :

$$\mathbf{M} = \mu_0 \chi_m \mathbf{H}_0, \quad (3.18)$$

où μ_0 est la perméabilité du vide ($4\pi \times 10^{-7}$ H m⁻¹) ;

Afin d'exprimer la grandeur magnétique avec le système des unités CGS très utilisé dans ce domaine, les vecteurs de magnétisation et de champ magnétique seront exprimés en Ersted (Oe) sachant que 1 Oe = 1 Gauss = $10^3/4\pi$ A/m. Ainsi, la relation (3.18) devient :

$$4\pi \mathbf{M} = \chi_m \mathbf{H}_0 \quad (3.19)$$

Dans le domaine du magnétisme, il existe trois types de matériaux qui sont distingués selon la valeur de leurs susceptibilités magnétiques :

- Les matériaux diamagnétiques : $\chi_m < 0$, ces matériaux tels que le cuivre, le carbone (diamant), ou encore l'argent ont la caractéristique d'expulser les champs magnétiques externes.
- Les matériaux paramagnétiques : $10^{-5} < \chi_m < 10^{-2}$, ces matériaux tels que l'aluminium, le lithium, ou encore le magnésium ont la capacité de s'attirer légèrement vers les champs magnétiques externes.
- Les matériaux ferromagnétiques : Ils ont de grandes valeurs de $\chi_m > 0$. Ces matériaux tels que le fer, le nickel, le cobalt et quelques matériaux rares comme le gadolinium

et le dysprosium dépendent fortement du champ magnétique externe avec une forte capacité de s'attirer vers le champ appliqué.

En présence d'un champ magnétique H_0 statique et d'un champ magnétique sinusoïdal h de pulsation ω , la susceptibilité magnétique est exprimée par un tenseur $[\chi_m]$ tel que :

$$[\chi_m] = \begin{bmatrix} \chi_{xx} & \chi_{xy} & 0 \\ \chi_{yx} & \chi_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Les parties diagonales et anti-diagonales du tenseur de la susceptibilité représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de la susceptibilité magnétique. Elles sont exprimées avec les relations suivantes :

$$\chi_{xx} = \chi_{yy} = \frac{\omega_m \omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2}, \quad (3.21)$$

et

$$\chi_{xy} = -\chi_{yx} = \frac{j\omega_m \omega}{\omega_0^2 - \omega^2}, \quad (3.22)$$

avec

$$\omega_m = \gamma 4\pi M, \quad (3.23)$$

et

$$\omega_0 = 2\pi\gamma H_0. \quad (3.24)$$

Où :

- $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$: est appelé fréquence de Larmor (MHz) ;
- $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$: désigne la fréquence de résonance principale (MHz) ;
- $4\pi M$: le module du vecteur d'aimantation (Oe) ;

La perméabilité magnétique est une grandeur macroscopique qui représente la capacité d'un matériau à canaliser le champ magnétique imposé H . Ce champ interne appelé champ magnétique d'induction, noté B , est donné par les relations suivantes :

$$B = [\mu_r]H, \quad (3.25)$$

et

$$B = H + 4\pi M. \quad (3.26)$$

Où :

- $[\mu_r]$: le tenseur de perméabilité relative.

Le tenseur de la perméabilité magnétique est exprimé sous la forme suivant :

$$[\mu_r] = [1] + [\chi_m]. \quad (3.27)$$

Donc

$$[\mu_r] = \begin{bmatrix} \mu & -jk & 0 \\ jk & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

avec,

$$\mu = 1 + \chi_{xx}, \quad (3.29)$$

et

$$k = j\chi_{xy}. \quad (3.30)$$

Le champ électromagnétique appliqué au ferrite magnétisé crée trois modes. Le premier est appelé le mode en phase et les deux autres des modes hybrides dégénérés $HE_{\pm nm}$ caractérisés par les pulsations ω^{\pm} . Ces deux modes hybrides sont polarisés circulairement avec deux sens trigonométrique, inversé : HE_{+nm} est horaire et HE_{-nm} est trigonométrique. Les deux sens peuvent être inversés en changeant le sens de la polarisation statique du ferrite.

3.2. Circulateurs en technologie AFSIW

3.2.1. Circulateurs en technologie SIW

Dans la littérature, il n'existe aucun circulateur conçu en technologie AFSIW. Cependant, quelques réalisations de circulateurs en technologie SIW ont été reportés. On distingue deux travaux publiés en 2004 [14] et 2006 [15], basés sur une jonction Y avec une cavité alimentée par des lignes SIW espacées de 120° et un ferrite situé au centre de la jonction. L'adaptation d'impédance des deux circulateurs est assurée avec un double ridge. Les figures 3-5 et 3-6 illustrent respectivement les deux réalisations [14] et [15]. Le tableau 3-1 résume les résultats obtenus dans ces deux travaux.

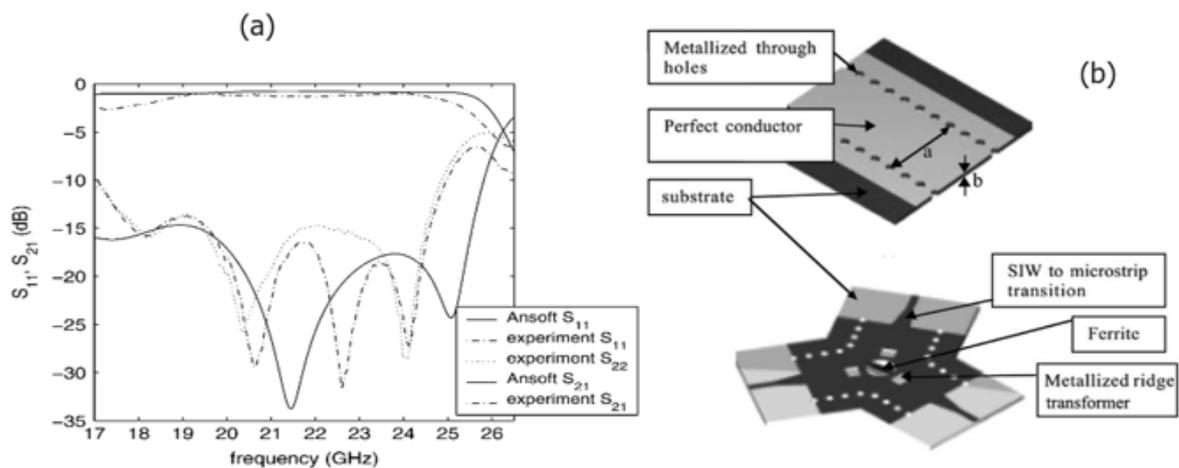


Figure 3-5. Circulateur en SIW [14]. (a) résultats de mesures. (b) conception.

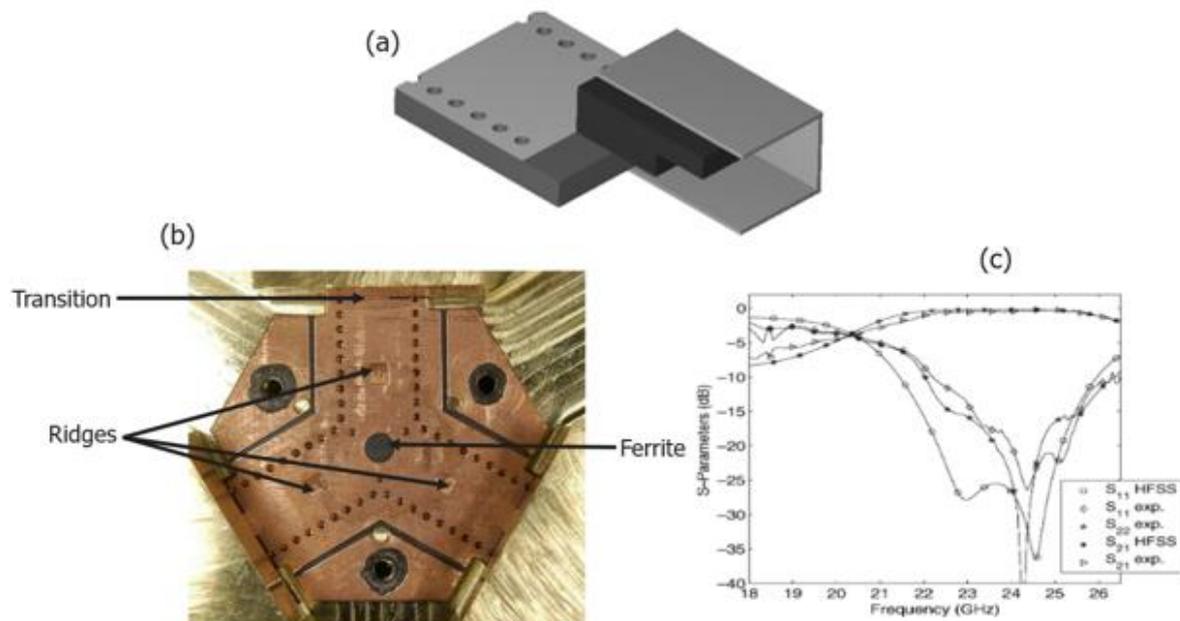


Figure 3-6. Circulateur en SIW [15]. (a) transition guide d'onde vers SIW. (b) conception. (c) résultat de mesures.

Tableau 3-1. Tableau récapitulatif des résultats de l'état de l'art des circulateurs en SIW.

Caractéristiques	[14]	[15]
Technologie	SIW	SIW
Adaptation d'impédance	Double ridge	Double ridge
Bande passante à -15 dB (%)	18	12
Fréquence centrale (GHz)	21,5	23,5
Pertes d'insertion (dB)	1,3	-----
Pertes de retour (dB)	> 15	> 15
Isolation (dB)	> 15	> 15

Ces circulateurs SIW ont des pertes importantes, principalement en raison du matériau diélectrique. Ces pertes sont rédhibitoires en émission, ainsi qu'en réception. Afin de proposer une alternative en technologie PCB, la conception de circulateurs dans la technologie alternative AFSIW est présentée ci-dessous.

3.2.2. Conception de circulateurs en technologie AFSIW

3.2.2.1. Choix des matériaux ferrites

Le choix du matériau ferrite en fonction de l'application hyperfréquence est un point important dans l'étude des circulateurs. Il doit tenir compte de la bande de fréquence d'utilisation, des pertes d'insertion à obtenir et du niveau de puissance.

Les matériaux grenat, dérivés du YIG, ont été écartés dans ce travail en raison de la valeur de leur aimantation à saturation $4\pi M_s$ qui ne peut pas dépasser 1800 Gauss (valeur du YIG), car toute substitution d'atomes à partir de la composition du YIG conduit à des valeurs de $4\pi M_s$ plus faibles. Or, un fonctionnement en bande Ka nécessite des valeurs nettement plus élevées, d'autant plus que la largeur de bande est corrélée au ratio $4\pi M_s/F$, F étant la fréquence.

Parmi les spinelles, la catégorie des ferrites de manganèse-magnésium présente de faibles pertes d'insertion, mais une forte sensibilité à la température et un seuil de déclenchement d'ondes de spin très bas.

Les ferrites de nickel (et nickel-zinc) sont intéressants, car ils ont des aimantations à saturation élevées, une bonne stabilité en température et un seuil de déclenchement des ondes de spin élevé (ceci se voit par la largeur de raie d'ondes de spin ΔH_k).

Enfin, les ferrites de lithium ont de bonnes tenues en température, des aimantations à saturation élevées et certains présentent des largeurs de raie d'ondes de spin ΔH_k suffisantes pour notre application.

C'est ainsi que nous avons sélectionné dans ce travail le A370, dérivé du ferrite A37 et dopé au cobalt de façon à éviter les effets non linéaires à forts signaux. Ce matériau a une permittivité électrique $\epsilon_{rf} = 16$, une aimantation à saturation $4\pi M_s = 3700$ Gauss, un facteur de Lande $g = 2,08$, une largeur de ligne de résonance effective $\Delta H_{eff} = 7$ Oe et une largeur de raie d'onde de spin $\Delta H_k = 4$ Oe.

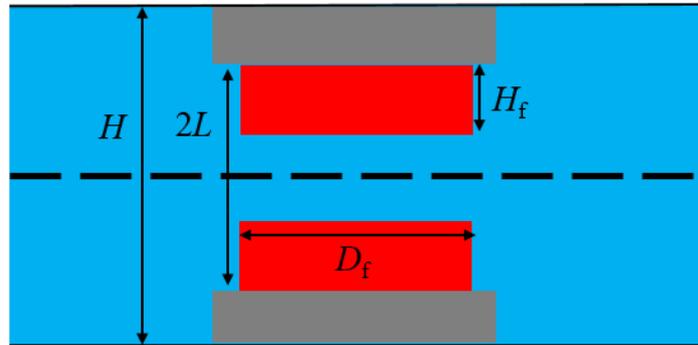
3.2.2.2. Choix des aimants de polarisation

Les circulateurs utilisent tous un matériau ferrite associé à un aimant. En effet, le ferrite ne présente son comportement non réciproque que lorsqu'il est aimanté.

Dans ce travail, le choix des aimants repose sur deux critères : l'énergie magnétique et la stabilité en température. En effet, la magnétisation de saturation $4\pi M_s$ du ferrite choisit (3700 Oe) et le niveau d'énergie ciblé exigent l'utilisation d'un aimant de forte énergie magnétique et une bonne stabilité en température. Les aimants céramiques ne peuvent donc pas être utilisés dus à leur faible énergie magnétique et leur faible rémanence. Les aimants Nd-Fe-Bo ne peuvent pas non plus être utilisés dus à leur mauvaise stabilité en température ainsi qu'à leur température maximum d'utilisation. Également, les aimants AlNiCo présentent une trop faible énergie magnétique pour être utilisés pour cette étude. Grâce à une forte énergie magnétique et de leur bonne stabilité thermique, les aimants samariums sont sélectionnés pour la suite de l'étude

3.2.2.3. Conception de circulateurs dans la topologie d'Okada

La plupart des circulateurs en jonction Y opérant en large bande et haute puissance sont conçus avec des résonateurs d'Okada. Ce dernier est constitué, comme le montre la figure ci-dessous, de deux disques de ferrites collés sur la cavité, et espacés par un diélectrique, généralement de l'air (du vide dans l'espace). L'adaptation d'impédance dans ce type de topologie est assurée par un double ou un simple ridge.



■ Ferrite ■ Air ■ Ridge — - Plan de symétrie

Figure 3-7. Circulateur guide d'onde basé sur une topologie d'Okada.

La conception de cette topologie de circulateur repose sur le ferrite choisi et la géométrie du résonateur. La condition de circulation est donnée par les relations :

$$\frac{2\pi D_f}{c} \sqrt{\varepsilon_{eff}} = \frac{1.84}{f}, \quad (3.31)$$

avec

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_{ferrite} \varepsilon_{vide}}{\varepsilon_{ferrite} - \frac{L}{H} (\varepsilon_{ferrite} - \varepsilon_{vide})}. \quad (3.32)$$

A partir des deux relations précédentes, une conception d'un circulateur a été faite à l'aide de l'outil de simulation CST. Les résultats de simulation et les paramètres de conception sont illustrés respectivement dans la figure 3-8 et le tableau 2.

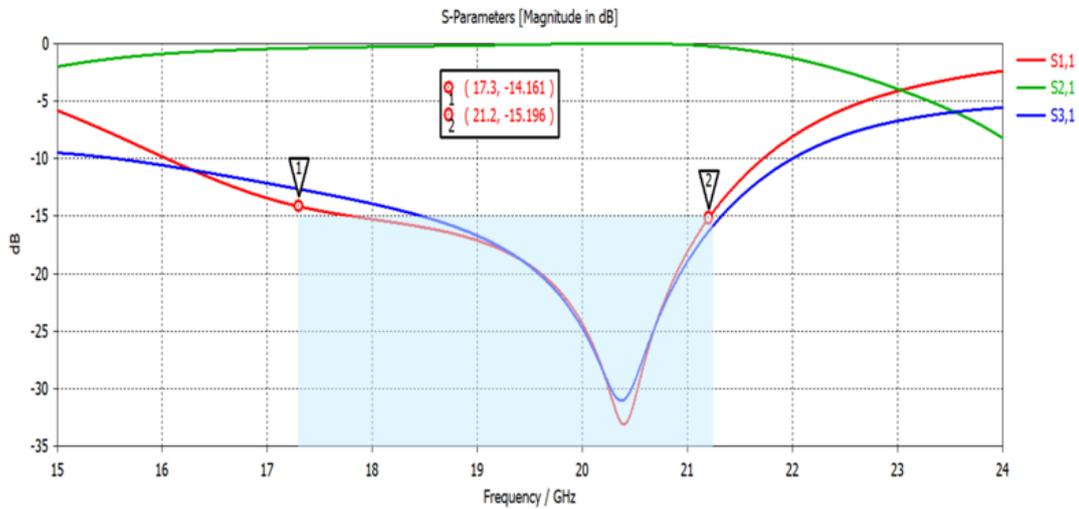


Figure 3-8. Réponse fréquentielle de circulateur d'Okada conçu en technologie AFSIW.

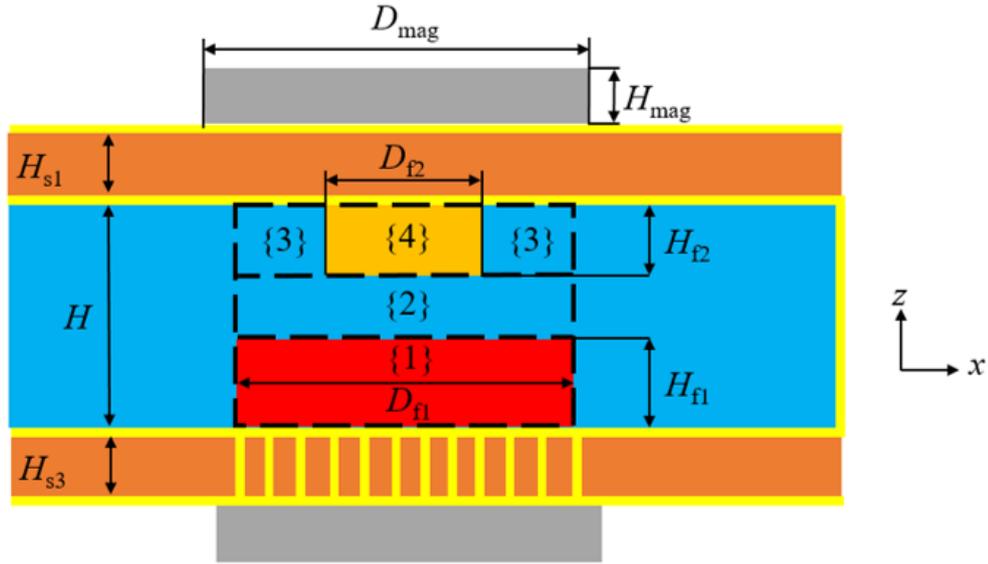
Tableau 3-2. Paramètre de conception du circulateur d'Okada en technologie AFSIW.

D_f (mm)	H_f (mm)	L (mm)	H (mm)	Hint (Oe)
7	0,2	0,635	1,524	10

Les résultats de simulation permettent de valider le modèle théorique et de démontrer la faisabilité de la conception d'un circulateur en technologie AFSIW avec un résonateur d'Okada. Cependant, l'utilisation du double ridge qui permet l'adaptation d'impédance s'avère non productive pour la technologie AFSIW. En effet, l'implémentation de ce circulateur nécessite cinq couches de substrats ce qui augmente considérablement le coût et la complexité de la réalisation. Cela n'est pas en adéquation avec les objectifs de la technologie en termes de procédés et coût de fabrication.

3.2.2.4. Circulateur AFSIW basé sur deux disques gyromagnétiques asymétriques.

Afin de diminuer le nombre de couches de substrat, une nouvelle conception a été développée. Elle consiste à reprendre le circulateur conçu précédemment sans utiliser les postes métalliques. Dans cette partie, la conception d'un circulateur AFSIW à jonction Y basé sur deux disques gyromagnétiques asymétriques est présentée. La topologie proposée est illustrée dans la figure 3-9. Elle se compose de deux disques de ferrite, le ferrite 1 et le ferrite 2, placés respectivement en bas et en haut au centre d'une jonction-Y de guide d'ondes, et séparés par de l'air (ou du vide dans l'espace). Les deux ferrites ont des diamètres différents, D_{f1} et D_{f2} , et des hauteurs différentes, H_{f1} et H_{f2} , respectivement. Le grand disque de ferrite inférieur est responsable des conditions de circulation, tandis que le petit disque de ferrite supérieur permet l'adaptation d'impédance. La conception est basée sur un modèle théorique de la jonction démagnétisée permettant le pré-dimensionnement de la jonction-Y.



■ Ferrite 1 ■ Ferrite 2 ■ Air ■ Cuivre ■ Aimant ■ Substrat

Figure 3-9. Circulateur AFSIW basé sur deux disques gyromagnétiques asymétriques.

Le disque de ferrite 1 assure la première circulation. Il agit comme un résonateur planaire magnétisé impliquant une paire de modes hybrides rotatifs : le mode HE_{+11} dans le sens horaire et le mode HE_{-11} dans le sens trigonométrique. Le disque de ferrite 2 fournit un degré de liberté supplémentaire permettant l'adaptation d'impédance. Il a une influence sur le mode TM_{01} en phase sans avoir un impact significatif sur les modes rotationnels. Dans ce but, le disque de ferrite 2 est d'un diamètre inférieur à celui du disque de ferrite 1. Le dimensionnement du résonateur planaire en ferrite 1 ne dépend que du mode TM_{01} en phase pour une jonction démagnétisée, donc la permittivité effective de la jonction. Dans la structure proposée, la jonction est constituée des régions {1} à {4} représentées dans la figure 3-9. Dans cette étude, des matériaux ferrite identiques sont considérés pour les deux disques. Le diamètre du ferrite 1 est donné par l'équation suivante [16] :

$$D_{f1} = \frac{1.84}{\pi\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \lambda_0, \quad (3.33)$$

avec λ_0 la longueur d'onde dans l'air à la fréquence centrale et ϵ_{reff} la permittivité relative effective de la jonction. En considérant la conservation des capacités séries situées entre les régions {1}, {2} et {3+4} et la capacité parallèle des régions {3} et {4}, la permittivité relative effective de la jonction est obtenue par les relations suivantes :

$$\frac{H}{\epsilon_{\text{reff}}} = \frac{H_{f1}}{\epsilon_{\text{rf}}} + \frac{H_{f2}}{\epsilon_{\text{req}}} + H - (H_{f1} + H_{f2}), \quad (3.34)$$

avec

$$D_{f1}^2 \epsilon_{\text{req}} = D_{f2}^2 \epsilon_{\text{rf}} + (D_{f1}^2 - D_{f2}^2), \quad (3.35)$$

où ϵ_{rf} et ϵ_{req} sont respectivement la permittivité relative du matériau de ferrite et la permittivité équivalente de la région {3+4}, et H est la hauteur de la jonction.

Selon les relations précédentes, plusieurs solutions satisfont l'équation (3.32). Pour évaluer les solutions possibles, le logiciel Matlab a été utilisé pour obtenir les ensembles de solutions possibles, en variant D_{f1} par pas de 0,2 mm, H_{f1} et H_{f2} par pas de 0,1 mm, tout en respectant les conditions suivantes : $D_{f1} > 2D_{f2}$ et $H > H_{f1} + H_{f2}$. Ensuite, les ensembles de solutions obtenues sont évalués à l'aide du logiciel électromagnétique CST afin de sélectionner l'ensemble optimal de dimensions théoriques. Après cette première étape de pré-dimensionnement, une étape d'optimisation est réalisée en utilisant CST pour centrer la réponse en fréquence dans la bande de fonctionnement souhaitée. Pour améliorer davantage la réponse fréquentielle et obtenir une adaptation d'impédance large bande, des iris inductifs sont introduits, comme le montre la figure 3-10. En outre, les dimensions obtenues à chaque étape sont indiquées dans le tableau 3-3.

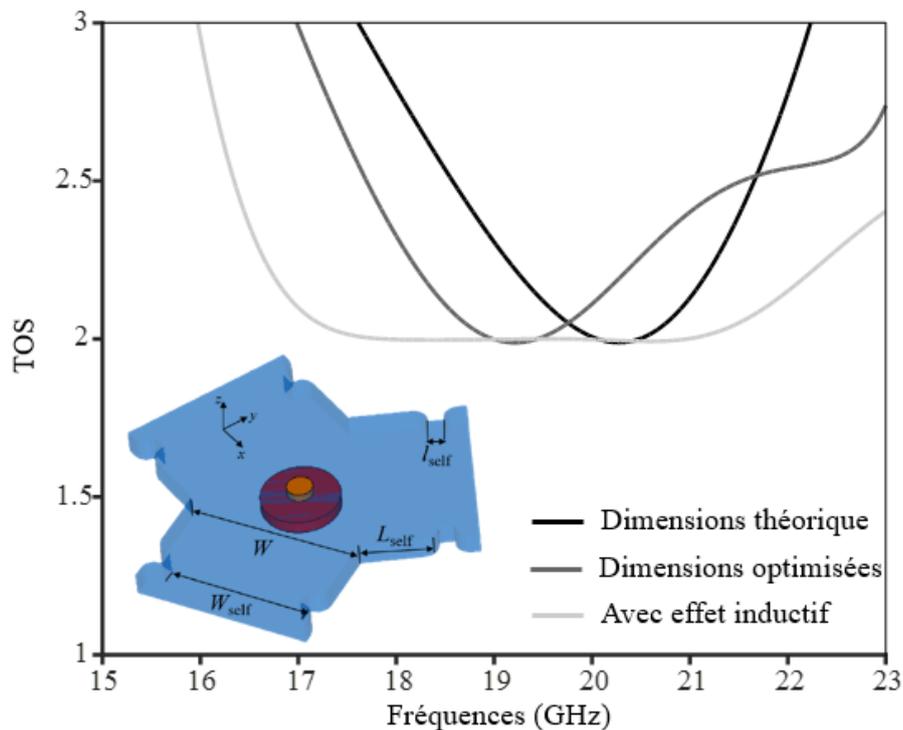


Figure 3-10. TOS simulé de la jonction démagnétisée pour des dimensions théoriques et des dimensions optimisées sans et avec adaptation de l'iris inductif, avec une vue 3D du circulateur.

Tableau 3-3. Dimensions du circulateur AFSIW avec deux disques gyromagnétiques asymétriques.

Paramètres (mm)	H_{f1}	H_{f2}	D_{f1}	D_{f2}	L_r	l_r	W_r
Obtenues par les équations (1)-(3)	0,8	0,6	5	1,8	-	-	-
Optimisation électromagnétique sans iris inductif	0,84	0,53	5,62	1,84	-	-	-
Optimisation électromagnétique avec des iris inductif	0,84	0,53	5,62	1,84	5,64	1	10

Les résultats obtenus démontrent le bon fonctionnement de la jonction démagnétisée [17]. Le taux d'onde stationnaire (TOS) obtenu est très proche de 2:1 dans toute la gamme de fréquences de 17,3 à 21,25 GHz, sans utiliser de postes métalliques. Cela démontre que l'effet capacitif fourni par le disque de ferrite 2 permet l'adaptation d'impédance entre la jonction et les trois lignes d'accès AFSIW.

Après avoir dimensionné la jonction pour un fonctionnement en mode phase, le cas de la jonction magnétisée est analysé. En considérant un fonctionnement à large bande sous la résonance avec de faibles pertes, la magnétisation de saturation $4\pi M_s$ du matériau ferrite doit respecter la condition suivante [18] :

$$\frac{f_0}{3\gamma} < 4\pi M_s < \frac{4f_0}{3\gamma}. \quad (3.36)$$

Le matériau de ferrite est choisi dans la partie 3.2.2.1. En mettant en œuvre ce matériau pour les ferrites 1 et 2, la réponse magnétisée est obtenue à partir de la simulation électromagnétique illustrée à la figure 3-11. La distribution de l'amplitude du flux de puissance donnée en figure 3-11 pour l'excitation du port 1, montre le bon fonctionnement du circulateur.

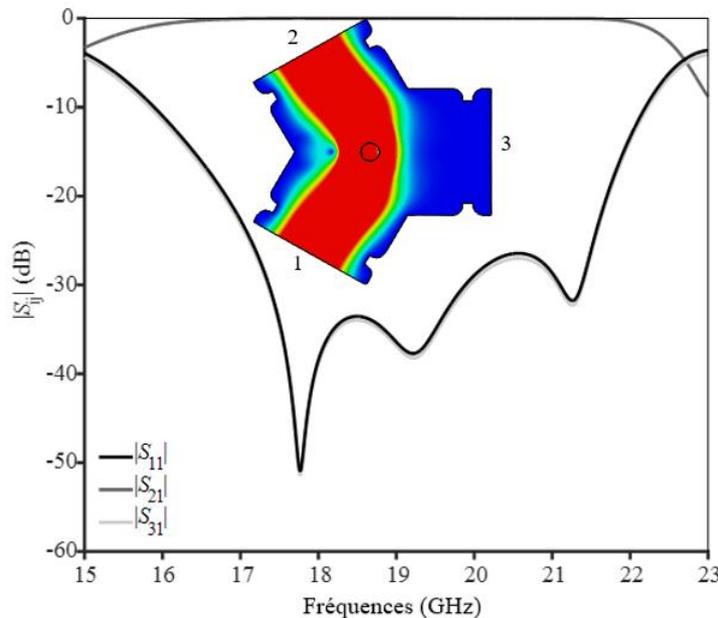


Figure 3-11. Paramètres S simulés de la jonction magnétisée pour un champ magnétique interne de 10 Oe avec la distribution de l'amplitude du flux de puissance simulée à 19,5 GHz.

Le disque en ferrite 2 influence les modes hybrides rotationnels HE_{+11} et HE_{-11} de la même manière et ne contribue donc pas à la circulation. Cependant, en raison de l'aimantation du disque de ferrite 2, sa perméabilité effective $\mu_{\text{reff}2}$ varie selon l'équation (3.37) [19] et [20] :

$$\mu_{\text{reff}2} = \frac{\mu_{r2}^2 - k_2^2}{\mu_{r2}}, \quad (3.37)$$

avec μ_{r2} et k_2 qui sont respectivement les perméabilités relatives scalaires diagonales et non diagonales du tenseur de perméabilité de Polder, exprimées dans le cas d'une saturation magnétisée lors d'un fonctionnement en dessous de la résonance et données par les relations suivantes :

$$\mu_{r2} \approx 1, \quad (3.38)$$

$$k_2 \approx \frac{4\pi M_{s2}\gamma}{f_0}, \quad (3.39)$$

où $4\pi M_{s2}$ est l'aimantation à saturation du matériau ferrite 2.

Pour vérifier l'influence du disque de ferrite 2, une simulation électromagnétique est réalisée en remplaçant le matériau de ferrite 2 par un matériau isotrope dont la permittivité et la perméabilité équivalentes sont données par (3.37). Les résultats de cette comparaison, considérant le même cas applicatif, sont présentés à la figure 3-12. Un bon accord est obtenu entre la réponse en fréquence obtenue avec les matériaux anisotropes et isotropes. Il faut remarquer que le matériau du disque de ferrite 1 n'est pas modifié dans les deux cas. Cela démontre que le disque en ferrite 2 fournit un effet inductif flexible sans influencer le mécanisme de circulation. Par conséquent, le matériau du disque de ferrite 2 peut être choisi indépendamment du matériau du ferrite 1 et sans se conformer à (3.35). Cela offre un degré de liberté supplémentaire, car une multitude de matériaux de ferrite peuvent être sélectionnés pour le disque de ferrite 2.

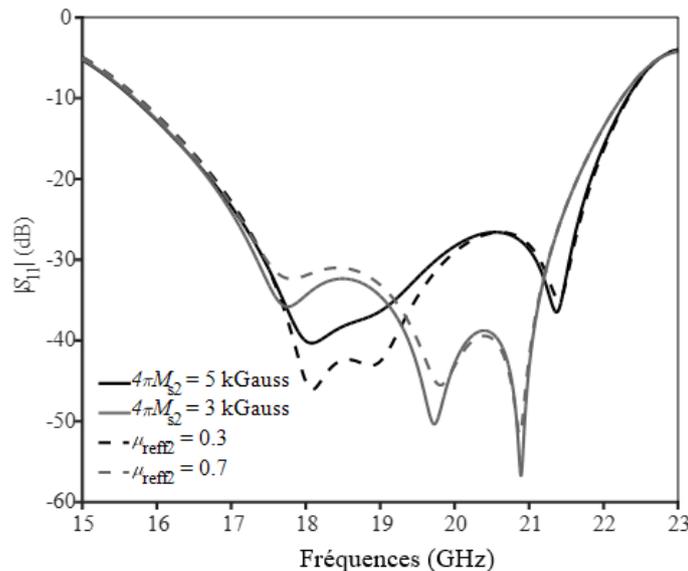


Figure 3-12. Coefficient de réflexion simulé en considérant le matériau ferrite 2 pour une saturation de magnétisation de $4\pi M_{s2} = 5$ et 3 kGauss, et des matériaux isotropes équivalents avec $\mu_{\text{reff}2} = 0,3$ et $\mu_{\text{reff}2} = 0,7$, respectivement.

3.2.2.5. Validation expérimentale du circulateur AFSIW basé sur deux disques gyromagnétiques asymétriques

Cette section présente la fabrication et la mesure, en petits et grands signaux, d'un circulateur AFSIW basé sur la topologie proposée dans la partie précédente.

À des fins de démonstration, un circulateur AFSIW basé sur un des postes gyromagnétiques asymétriques illustré dans la figure 3-9, est conçu, fabriqué et mesuré pour évaluer la performance électrique et pour valider le modèle de conception décrit dans la partie précédente. Le ferrite choisi de cette démonstration est celui décrit dans la partie 3.2.2.1. Ce matériau est mis en œuvre pour les ferrites 1 et 2.

Le circulateur a été fabriqué avec trois couches de substrat RT/Duroid 6002 [21], le substrat 2 a une épaisseur de $H = 1,524$ mm identique à l'épaisseur choisi dans la partie précédente, les substrats 1 et 3 ne jouent aucun rôle électromagnétique, ils sont utilisés dans cette conception uniquement pour la tenue mécanique. Cependant, ils conditionnent la distance entre les aimants et les ferrites, comme illustré dans la figure 3-9, ainsi que dans la dissipation de la puissance absorbée par les ferrites et transformé par effet joule en chaleur thermique. Partant de ce fait, ils ont une épaisseur $H_{S1} = H_{S3} = 0,508$ mm. Cela permettra de diminuer la résistance thermique engendrée par le substrat 3.

Les ferrites ont été découpé avec une machine CNC afin d'obtenir la forme et les dimensions souhaitées. Ensuite les ferrites ont été collés à l'aide d'une colle époxy à faible épaisseur et pertes électromagnétiques. Afin de mieux centrer les ferrites, des vias ont été ajoutés comme illustré sur la photo de la figure 3-13 (a).

Le circulateur réalisé en technologie AFSIW est illustré dans la figure 3-13. Pour la polarisation du circulateur dans le fonctionnement en résonance basse avec un ferrite saturé, on utilise deux aimants samarium d'un diamètre de 6 mm, d'une épaisseur de 1 mm et d'un champ magnétique statique rémanent de 0,92 Tesla. Les deux aimants ont été collés chacun sur les faces extérieures des substrats 1 et 3.

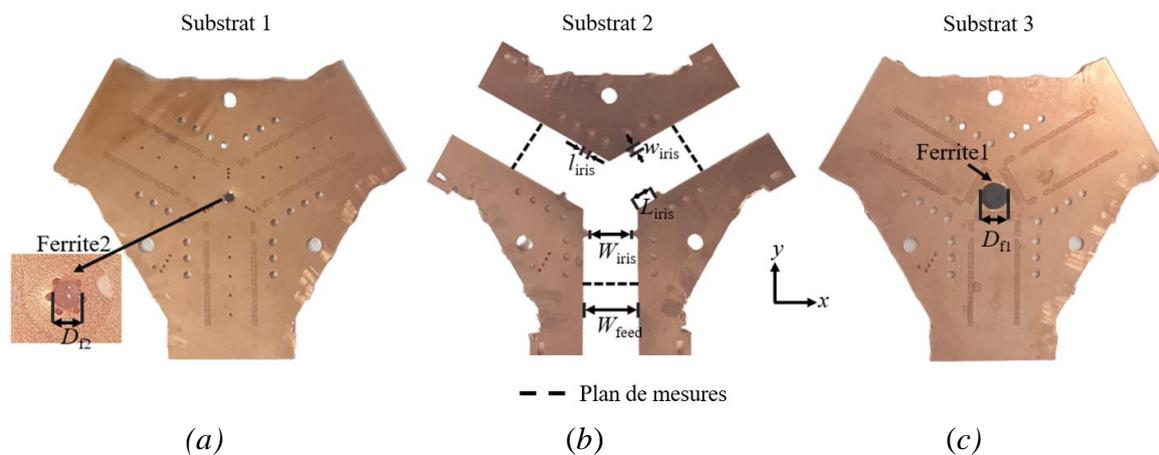


Figure 3-13. Photo du circulateur AFSIW réalisé. (a) substrat 1 (b) substrat 2 et (c) substrat 3.

A des fins de comparaison entre les technologies AFSIW et GDR, deux prototypes de circulateurs sont réalisés dans ces deux technologies en respectant les mêmes dimensions et les mêmes matériaux de ferrite et d'aimant. Le circulateur réalisé en technologie GDR est illustré dans la figure 3-13.

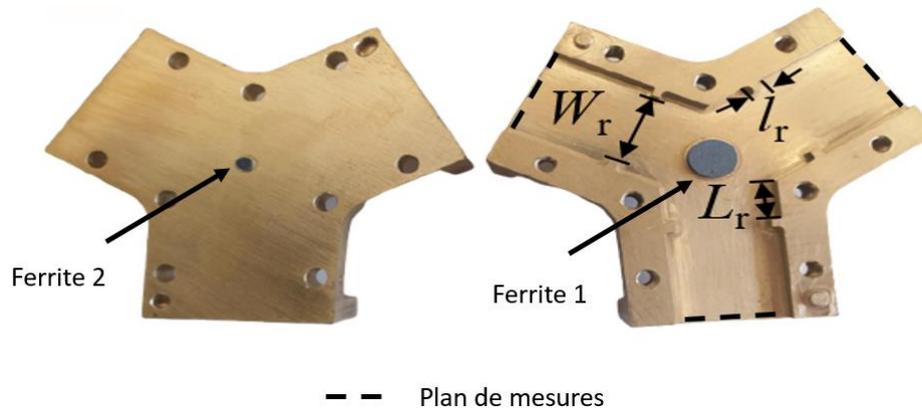


Figure 3-14. Circulateur réalisé en technologie GDR avec les mêmes dimensions que celui fabriqué en technologie AFSIW.

Les mesures sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, d'un montage de test GDR à AFSIW basé sur un transformateur d'impédance à échelons illustré dans la figure 3-15 [22] et d'un kit de calibration TRL en technologie AFSIW pour éliminer les effets des transitions et du câble. Pour une comparaison équitable entre les deux technologies AFSIW et GDR, le kit TRL a été réalisé pour mettre dans la même position le plan de mesure dans les deux technologies.

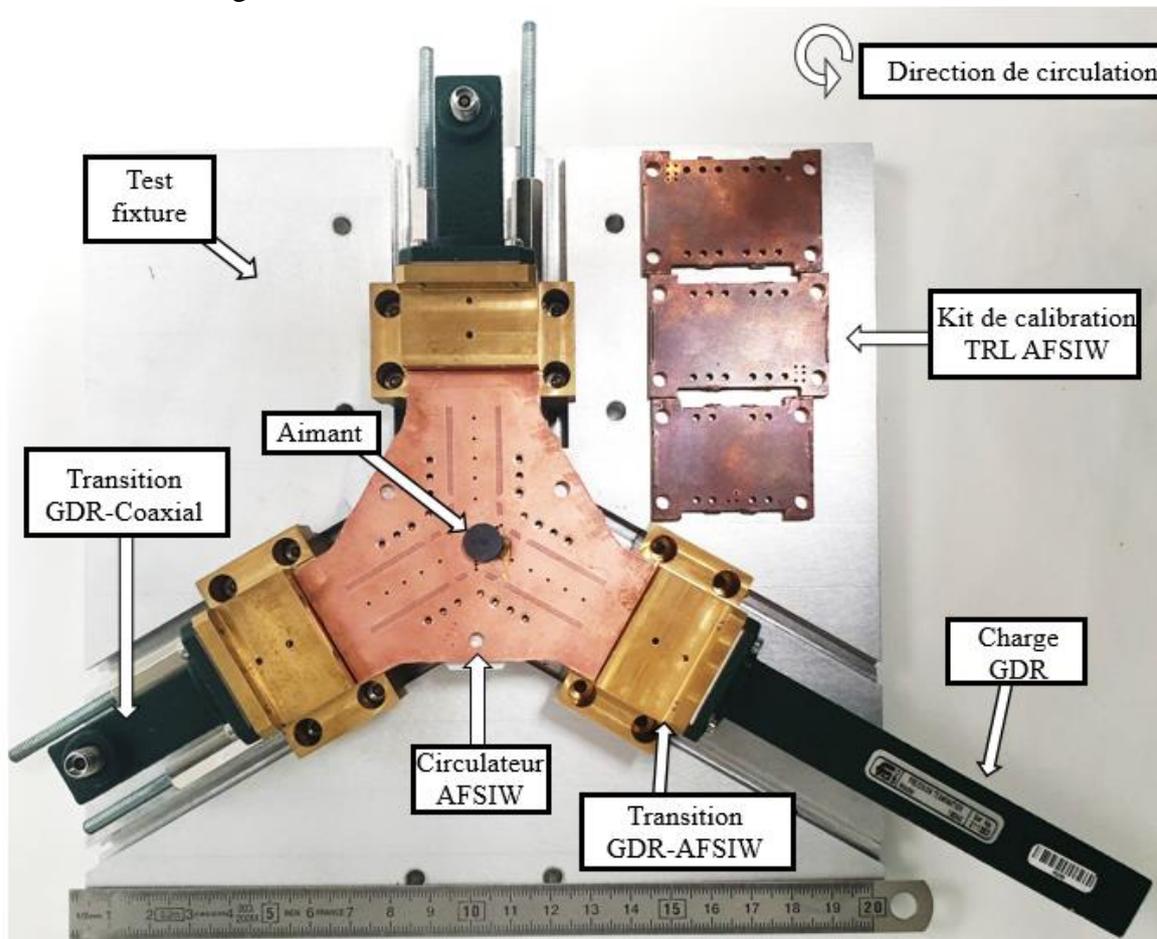


Figure 3-15. Montage de test de circulateur en technologie AFSIW avec un kit de calibration TRL en AFSIW.

Les résultats simulés et mesurés des prototypes de circulateur réalisés en technologies AFSIW et GDR sont illustrés sur la figure 3-16. Un bon accord entre la simulation et les résultats expérimentaux est obtenu. Dans la bande de fréquence opérationnelle allant de 17,3 jusqu'à 21,2 GHz. Le circulateur AFSIW obtient des résultats mesurés de 0,3 dB de perte d'insertion, 18 dB de perte de retour et 22 dB d'isolation. Le tableau 3-4 résume les valeurs obtenues en comparant les deux technologies.

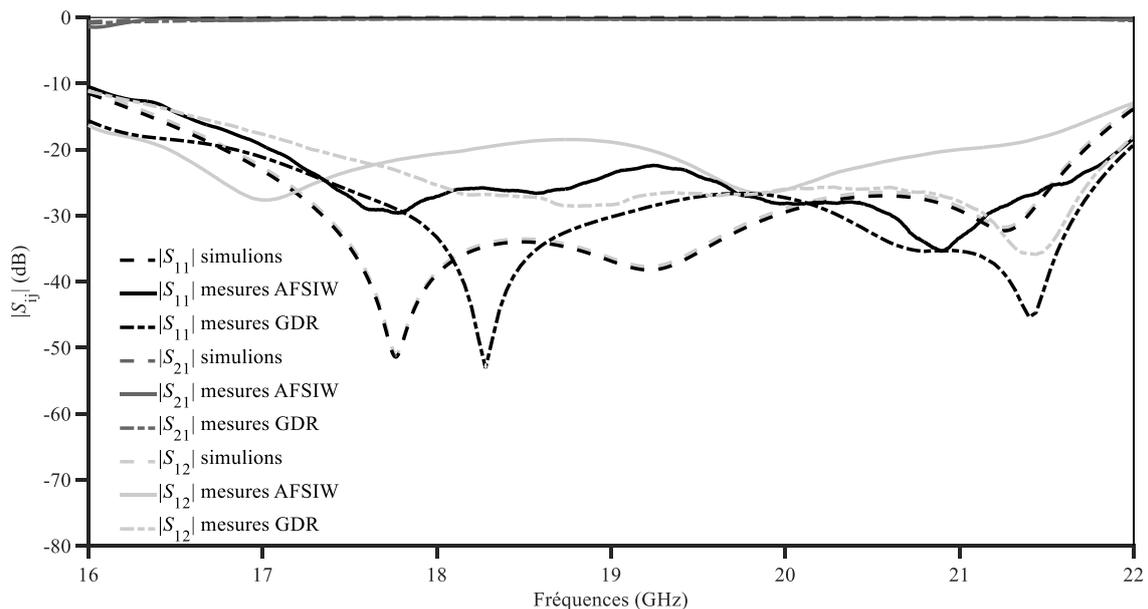


Figure 3-16. Résultats de simulations et mesures circulateur en technologies AFSIW et GDR.

Tableau 3-4. Comparaison entre simulations et mesures des circulateurs AFSIW et GDR.

Technologie	Simulations	Mesures	
	AFSIW/RWG	AFSIW	GDR
Pertes d'insertion (dB)	<0,1	<0,3	<0,2
Adaptation (dB)	>29	>18	>21
Isolation (dB)	>29	>22	>24

Pour valider la tenue en puissance du AFSIW, des tests expérimentaux ont été effectués grâce au banc de test installé au sein du laboratoire de puissance de Cobham Microwave. Pour la mesure de forte puissance, la même base de monture (cf. figure 3-15) est utilisée, mais sans les transitions GDR vers les guide d'ondes coaxial. Le schéma fonctionnel de ce banc de test est présenté sur la figure 3-17. Le test de puissance a été effectué à une température régulée du plateau sur lequel le circulateur est monté (représentatif d'un montage sur une plateforme de satellite) à 23°C et à une pression ambiante (1 bar). La puissance d'entrée sous forme d'onde continue de fréquence 19 GHz est paramétrée avec une variation par paliers. Le coefficient de réflexion a été prélevé ainsi que la température sur la face supérieure du circulateur AFSIW, comme montré sur la figure 3-18. Le résultat

de mesure démontre le bon fonctionnement du circulateur avec une tenue en puissance d'au moins 200 W en onde continue et avec un échauffement de seulement 10 °C par rapport à la température de référence de 23°C.

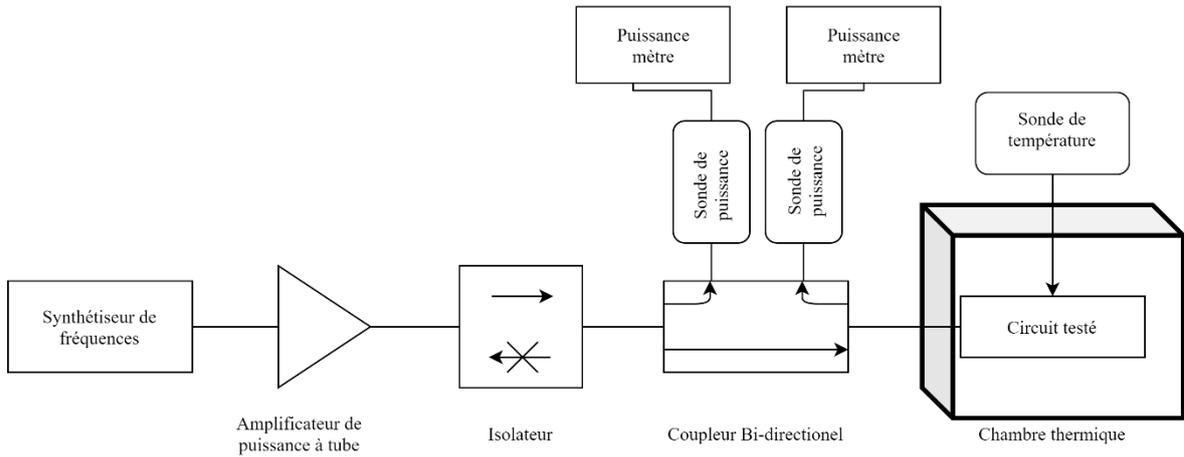


Figure 3-17. Banc de test utilisé pour le test de tenue en puissance.

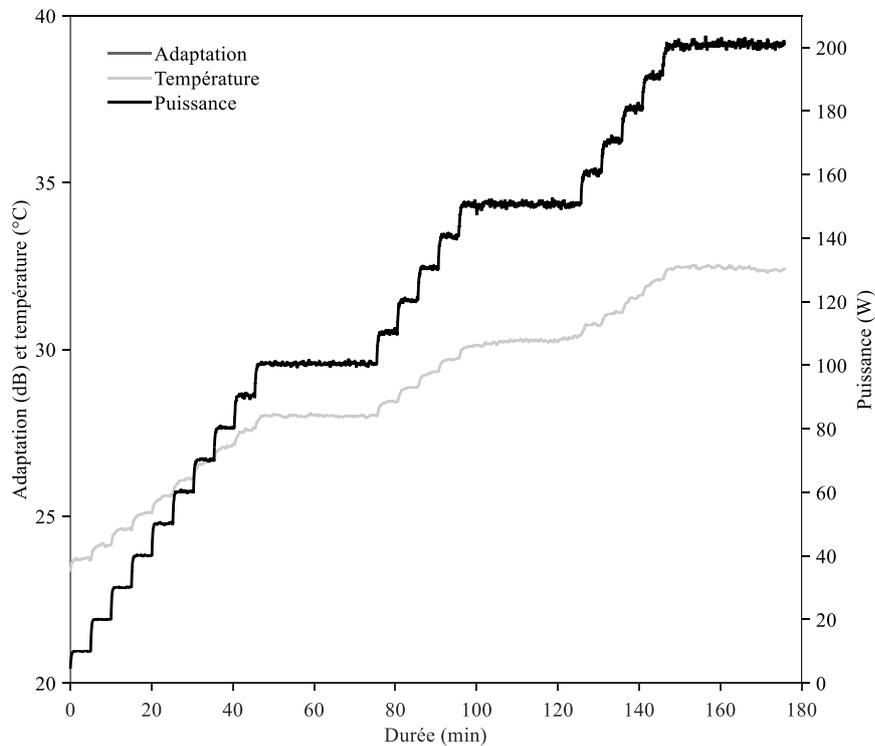


Figure 3-18. Puissance d'entrée mesurée, perte de retour et température en fonction du temps.

Pour estimer la tenue en puissance du circulateur dans les conditions spatiales, une simulation multipactor a été effectuée avec le logiciel Spak3D. La simulation est réalisée en exportant les champs électromagnétiques obtenus par CST, l'émission secondaire du ferrite utilisé est une valeur mesurée par l'ONERA. Le résultat de simulation effectué est illustré

dans la figure 3-19 et démontre une tenue en puissance multipactor de 780 W. Le multipactor est un phénomène statistique est très sensible aux tolérances de fabrications des dispositifs, l'état de surfaces des matériaux utilisés et le champ magnétostatique appliqué. Par conséquent, les acteurs du spatial fixent une marge de 8 dB [27] au résultat multipactor simulé par rapport à la puissance nominale qui sera injectée dans le circuit. En effet, si cette règle est appliquée sur le circulateur AFSIW conçu. Alors, ce dernier sera utilisé pour une puissance n'excédant pas les 123 W, sous forme d'onde continue ou pulsée, à moins que des tests expérimentaux ne soient réalisés.

Pour améliorer la tenue en puissance des circulateurs en technologie AFSIW, une nouvelle technologie alternative est présentée dans la partie suivante.

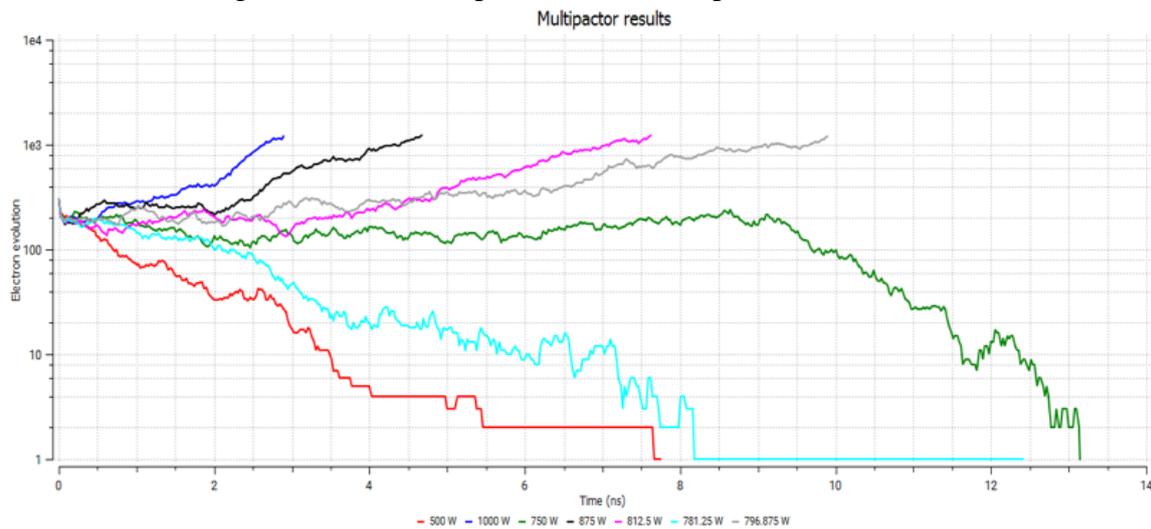


Figure 3-19. Simulation multipactor du circulateur AFSIW conçu dans la partie précédente.

3.2.2.6. Circulateur AFSIW basé sur une jonction entièrement chargée de ferrite.

Des efforts intensifs ont été déployés pour augmenter la tenue en puissance des circulateurs [23]. Dans cet objectif, la structure la plus utilisée est le résonateur Okada qui est basé sur une jonction en Y partiellement remplie mettant en œuvre deux ferrites montés sur un poteau métallique supérieur et inférieur. Dans cette topologie, un espace est laissé entre les deux ferrites afin d'augmenter leur surface de base d , et par conséquent d'augmenter la tenue en puissance des ondes continues grâce à une meilleure dissipation thermique. Cependant, l'entrefer entre les ferrites réduit considérablement la tenue en puissance multipactor [24]. Alternativement, des diélectriques peuvent être utilisés entre les deux ferrites [25]. Le circulateur AFSIW proposé, qui s'inspire de cette topologie pour offrir une capacité de traitement de puissance élevée, est illustré à la figure 3-20. L'AFSIW peut être considéré comme un guide d'ondes de hauteur réduite pour lequel l'adaptation de la jonction Y est difficile. Pour offrir une liberté de conception, l'utilisation d'un socle est préférée. Cependant, comme la technologie AFSIW est destinée à des volumes moyens à élevés, des conceptions simples sont souhaitées. Par conséquent, l'utilisation de poteaux métalliques doit être évitée. En plus de permettre une conception sans espace, des entretoises diélectriques peuvent être utilisées pour fournir une flexibilité de conception permettant l'adaptation des

résonateurs ensemble avec une surface de contact accrue permettant une meilleure dissipation thermique. Cependant, les arrangements de résonateurs avec des entretoises diélectriques ne sont pas souhaités en raison de la complexité de fabrication. La conception proposée tire partie de la structure multicouche AFSIW. Le substrat supérieur est utilisé pour fournir une charge diélectrique d'un poteau de ferrite pleine hauteur, ce qui donne une conception originale et très simple. De plus, cette disposition permet l'utilisation d'un seul aimant qui peut être monté en surface sur le substrat supérieur. En outre, comme dans [26], le substrat inférieur peut mettre en œuvre un réseau de vias (qui peut être constitué de façon optimale avec des vias remplis de cuivre) pour offrir un dissipateur thermique optimal permettant de gérer une puissance élevée en ondes continues (cf. figure 3-20).

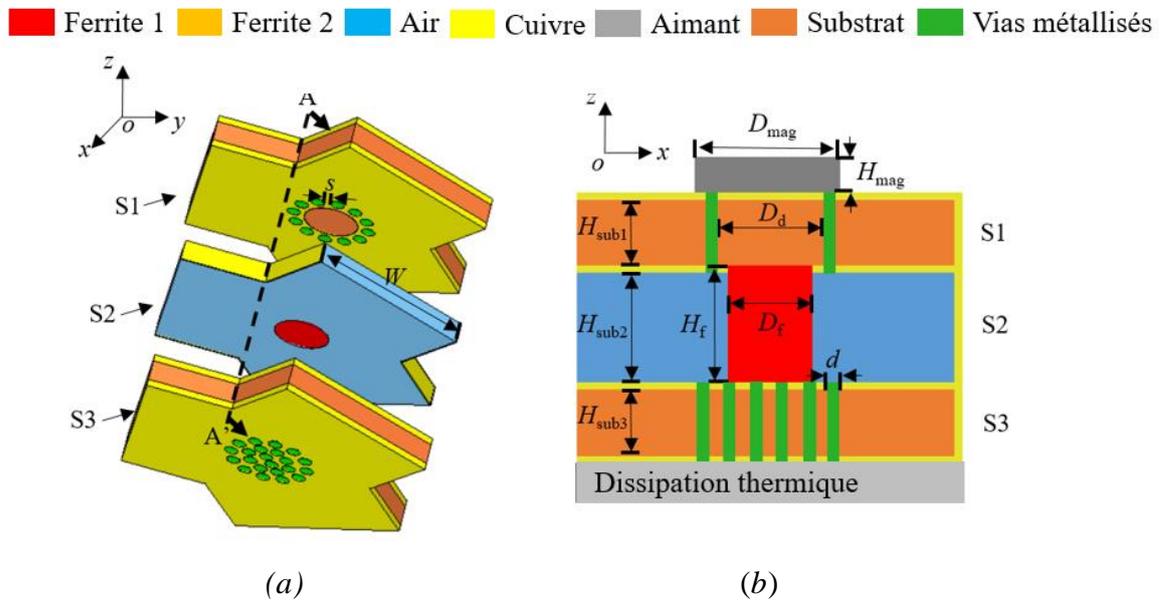


Figure 3-20. (a) Vues 3D éclatée et (b) vue en coupe dans le plan AA' du circulateur AFSIW.

C'est pourquoi, qu'une structure sans vide entre les ferrites est proposée. Elle permet de charger entièrement la jonction avec un cylindre de ferrite ayant une hauteur égale à l'épaisseur du substrat 2 H_{sub2} et un disque diélectrique implanté dans le matériau de substrat supérieur S1. Cette disposition permet de réduire la permittivité effective de la jonction ϵ_{eff} en choisissant un substrat avec une permittivité relative inférieure à celle du ferrite et idéalement la plus proche possible de 1. La permittivité relative effective de la jonction est obtenue en considérant la conservation de la capacité en série entre la région couplée entre le ferrite et le substrat 1 :

$$\frac{H_{sub1} + H_f}{\epsilon_{eff}} = \frac{H_{sub1}}{\epsilon_d} + \frac{H_f}{\epsilon_f}, \quad (3.40)$$

où H_{sub1} et H_f sont la hauteur du substrat S1 et du cylindre de ferrite respectivement, et ϵ_d et ϵ_f sont les permittivités relatives du matériau du substrat S1 et du ferrite, respectivement.

Le diamètre est obtenu en utilisant la première condition de circulation décrite dans l'équation (3.40) [16] sur le diamètre du ferrite :

$$D_f = \frac{1.84}{k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}. \quad (3.41)$$

La limitation de la capacité de traitement de la puissance du multipactor de la structure à jonction Y du résonateur sans espace proposée est donnée par la hauteur $H_{\text{sub}2}$ du substrat interne AFSIW S2. Le seuil du multipactor peut être évalué à l'aide du logiciel de simulation Spark 3D. L'émission secondaire du cuivre a été prise en compte lors de cette évaluation. La figure 3-21 présente le résultat de la simulation en fonction de $H_{\text{sub}2}$ à 18,65 GHz. On peut observer qu'en utilisant un substrat S2 d'épaisseur standard de 1,524 mm (60 mil), un seuil de multipactor de 24 kW (43,8 dBW) est atteint. Cette valeur offre une marge suffisante pour envisager l'utilisation de l'AFSIW et du circulateur proposé pour des applications spatiales de forte puissance. Si l'on considère une marge d'acceptation de 8 dB couramment utilisée pour les circulateurs et les dispositifs à ferrite [27], il est possible de viser des applications spatiales nécessitant une puissance crête aussi élevée que 3800 W.

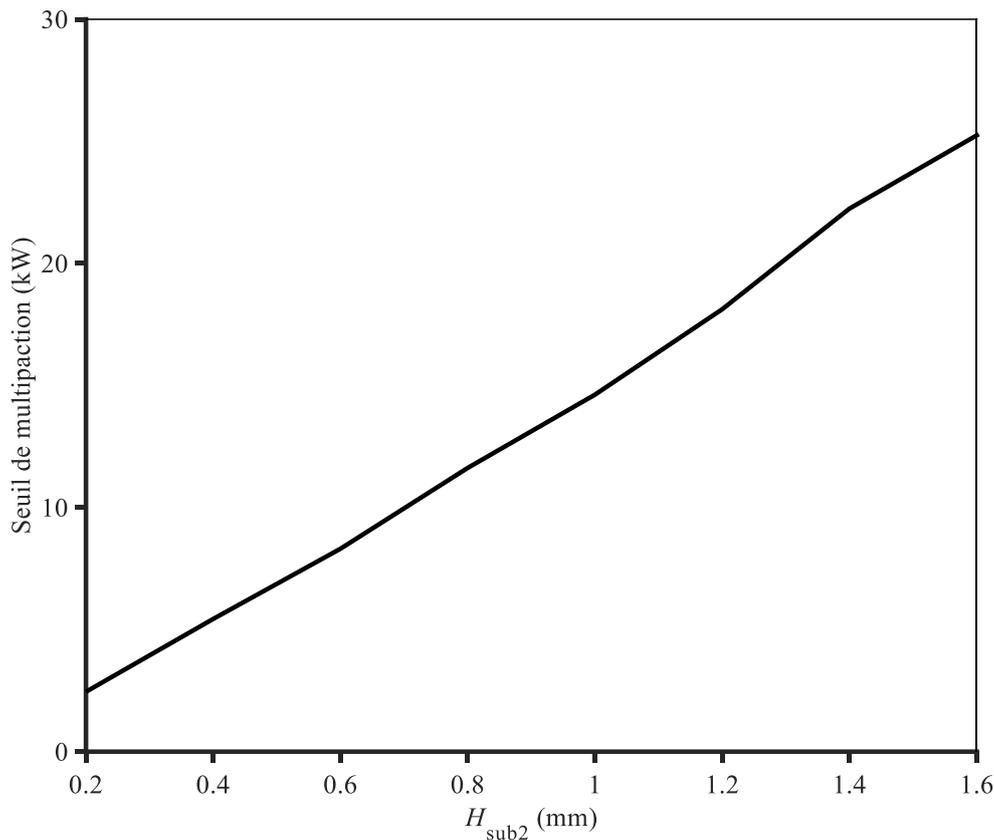


Figure 3-21. Seuil simulé du multipactor en fonction de la hauteur du substrat interne $H_{\text{sub}2}$ à 18,65 GHz.

Pour évaluer une conception à faible coût, on considère un empilement de PCB multicouches constitué de trois substrats FR-4 ayant une permittivité relative $\epsilon_d = 4$. Des épaisseurs de substrat standard $H_{\text{sub}1} = H_{\text{sub}3} = 0,508$ mm et $H_{\text{sub}2} = 1,524$ mm sont utilisées. La hauteur du substrat S2 a été choisie pour maximiser la marge du multipactor. La hauteur du substrat S1 a été choisie aussi basse que possible pour minimiser la distance entre l'aimant

et le ferrite afin d'optimiser la polarisation de ce dernier. Enfin, la hauteur du substrat S3 a été choisie aussi basse que possible pour minimiser la distance entre le ferrite et le dissipateur thermique et aussi pour obtenir un empilage symétrique de PCB. L'épaisseur du ferrite est $H_f = 1,524$ mm. Le ferrite mis en œuvre dans ce démonstrateur est le matériau décrit dans la partie 0. Le ferrite est aimanté à l'aide d'un aimant SM-CO5 dont le champ magnétique résiduel est de $B_r = 0,92$ T avec diamètre $D_{mag} = 3$ mm et épaisseur $H_{mag} = 1$ mm. En résolvant (3.39) et (3.40), on obtient un ferrite de diamètre $D_f = 2,4$ mm. La couche de cuivre inférieure S1 est gravée au-dessus du ferrite pour obtenir un disque de matériau diélectrique S1 de diamètre $D_d = D_f$. Une cavité diélectrique est formée au-dessus du ferrite dans S1 en utilisant des vias métalliques de diamètre $d = 0,8$ mm avec un espacement de $s = 0,4$ mm pour garantir l'auto-blindage de la structure. La jonction Y est interconnectée à l'aide de lignes de transmission AFSIW de largeur $W = 12,954$ mm. En outre, des iris inductifs de largeur W_{self} et de longueur l_{self} à une distance L_{self} de la jonction Y sont mis en œuvre sur les trois accès à des fins d'adaptation. Enfin, une optimisation est réalisée à l'aide du simulateur électromagnétique CST. Le tableau 3-5 indique les dimensions du démonstrateur après optimisation.

Tableau 3-5. Dimensions du démonstrateur obtenues après optimisation.

Paramètres	W	H_{sub1}	H_{sub2}	H_{sub3}	D_f	D_d	L_{self}	l_{self}	W_{self}
(mm)	12.954	0.508	1.524	0.508	3.12	3.87	2	5	9.554

Le démonstrateur de circulateur AFSIW à jonction en Y a été fabriqué à l'aide d'un processus de PCB multicouche. Des photographies des substrats avant assemblage sont présentées à la figure 3-22. Le cylindre de ferrite a été monté manuellement sur le dessus de S3 et fixé à l'aide d'une colle thermo-conductrice afin d'améliorer le contacte thermique entre le substrat 1 et le ferrite.

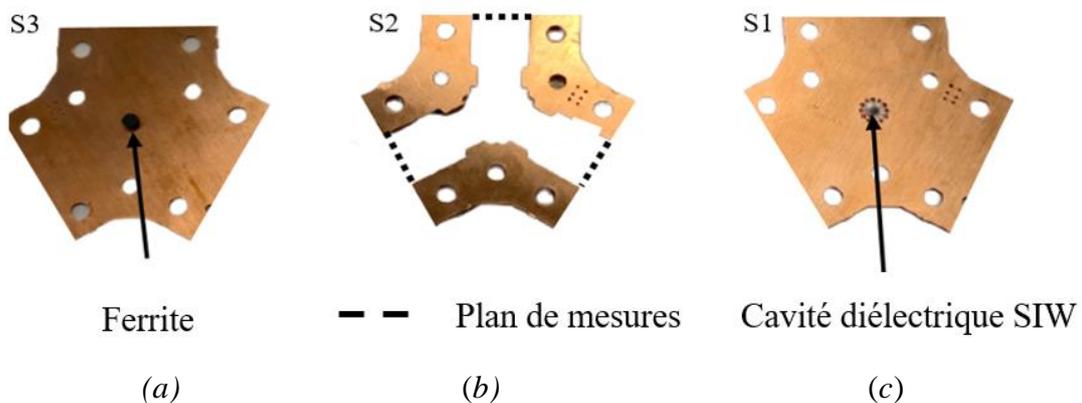


Figure 3-22. Photographies des substrats du circulateur AFSIW fabriqués avant assemblage : (a) substrat 1, (b) substrat 2, et (c) substrat 3.

Le prototype a été mesuré en petits signaux à l'aide d'un montage de test dédié à trois ports. Un kit d'étalonnage AFSIW TRL a été utilisé pour éliminer l'impact des câbles et les effets d'interconnexion. Les plans de mesures sont illustrés à la figure 3-22. La figure 3-23 compare les résultats simulés et expérimentaux en petits signaux. Un très bon accord entre

la simulation et la mesure est constaté. Sur cette figure, l'intensité du champ électrique obtenue en alimentant le port 1, illustre le bon fonctionnement du circulateur. À 18,65 GHz, une perte de retour, une perte de transmission et une isolation de 20 dB, 0,68 dB et 21 dB mesurées. Évidemment, une meilleure perte de transmission pourrait être obtenue en utilisant un substrat supérieur à plus faible perte, mais au prix d'un coût plus élevé.

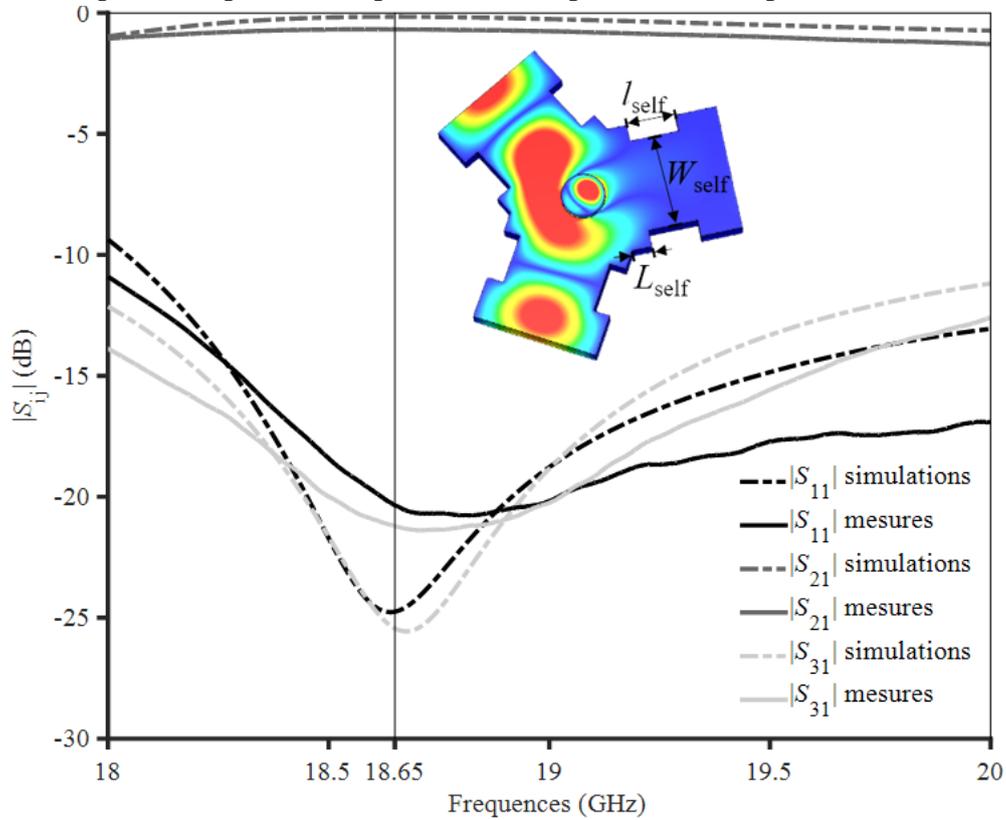


Figure 3-23. Paramètres S simulés et mesurés du démonstrateur avec distribution simulée de l'amplitude du champ électrique à 18,65 GHz.

Pour évaluer la tenue en puissance de la topologie proposée du circulateur, un test de tenue en puissance multipator a été réalisé selon le système présenté dans la figure 3-24. Une photographie du montage d'essai est illustrée à la figure 3-25. Des transitions GDR-AFSIW montées en surface sont utilisées dans ce montage. Ces transitions seront détaillées dans le chapitre suivant.

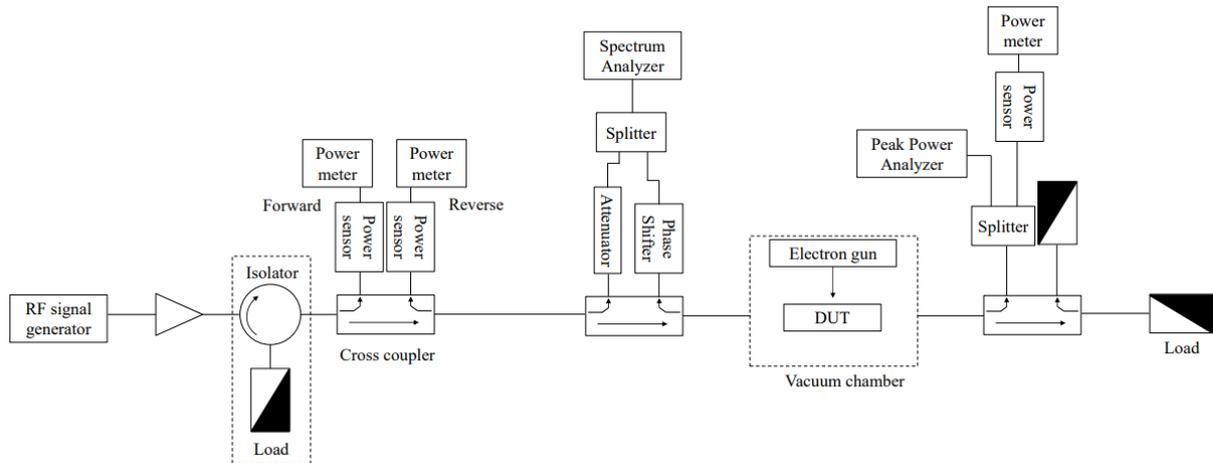


Figure 3-24. Le dispositif de test multipactor du circulateur réalisé [28].

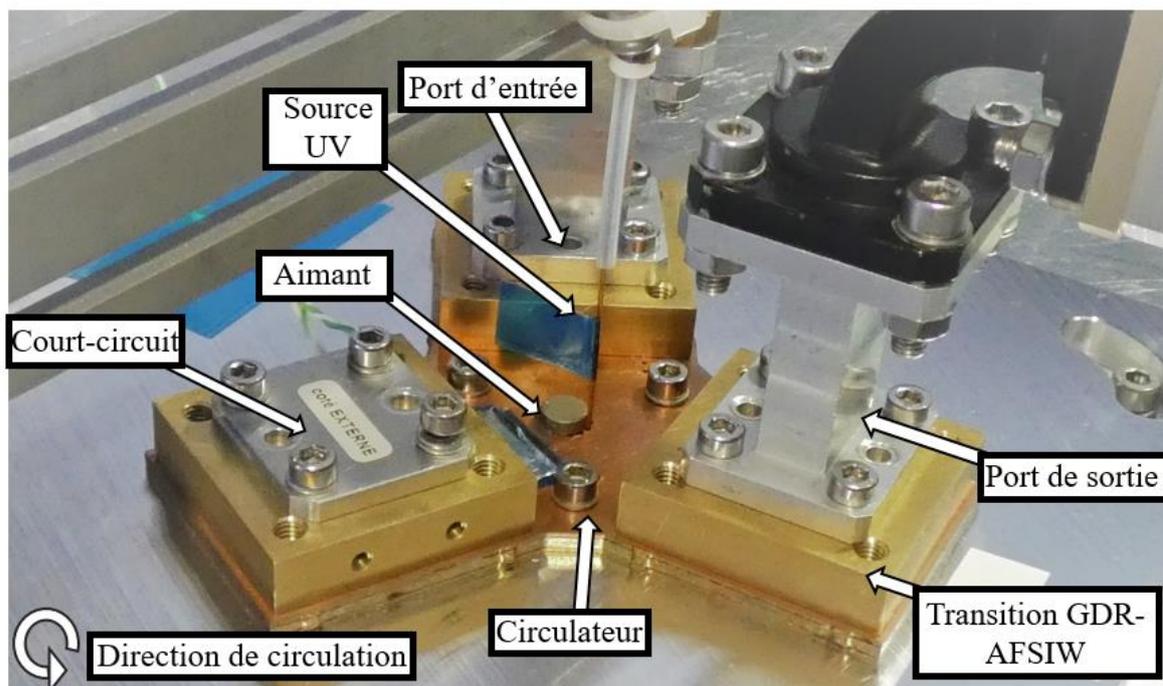


Figure 3-25. Photographies du circulateur assemblé pendant l'essai du multipactor.

L'essai de puissance a été réalisé selon la procédure de la coopération européenne pour la normalisation [27] en utilisant un générateur de puissance pulsée. Le dispositif a été placé dans une chambre à vide sous une pression de chambre aussi basse que 5 nBar. L'excitation des électrons dans la jonction Y a été réalisée en utilisant une fibre à spectre ultraviolet pénétrant à travers les vias métalliques S1. Deux méthodes de détection du multipactor ont été mises en œuvre : la première basée sur le principe d'annulation de phase et la seconde sur la technique de la troisième harmonique. Au cours de ce test, le port 2 du circulateur a été court-circuité pour évaluer le mode de défaut le plus défavorable. La figure 3-26 présente les résultats des mesures, notamment la puissance, l'affaiblissement de retour et la pression de la chambre en fonction du temps. Aucun multipactor, ni dégazage, n'a été détecté au cours de cette expérimentation. La puissance d'entrée a été augmentée par paliers de 50 W toutes

les 30 minutes, jusqu'à la puissance maximale disponible dans l'installation d'essai dans cette gamme de fréquences : 200 W (qui est un niveau de puissance couramment trouvé dans les émetteurs de liaison descendante en bande Ka des satellites). L'affaiblissement de retour est resté supérieur à 18 dB pendant toute la durée du test.

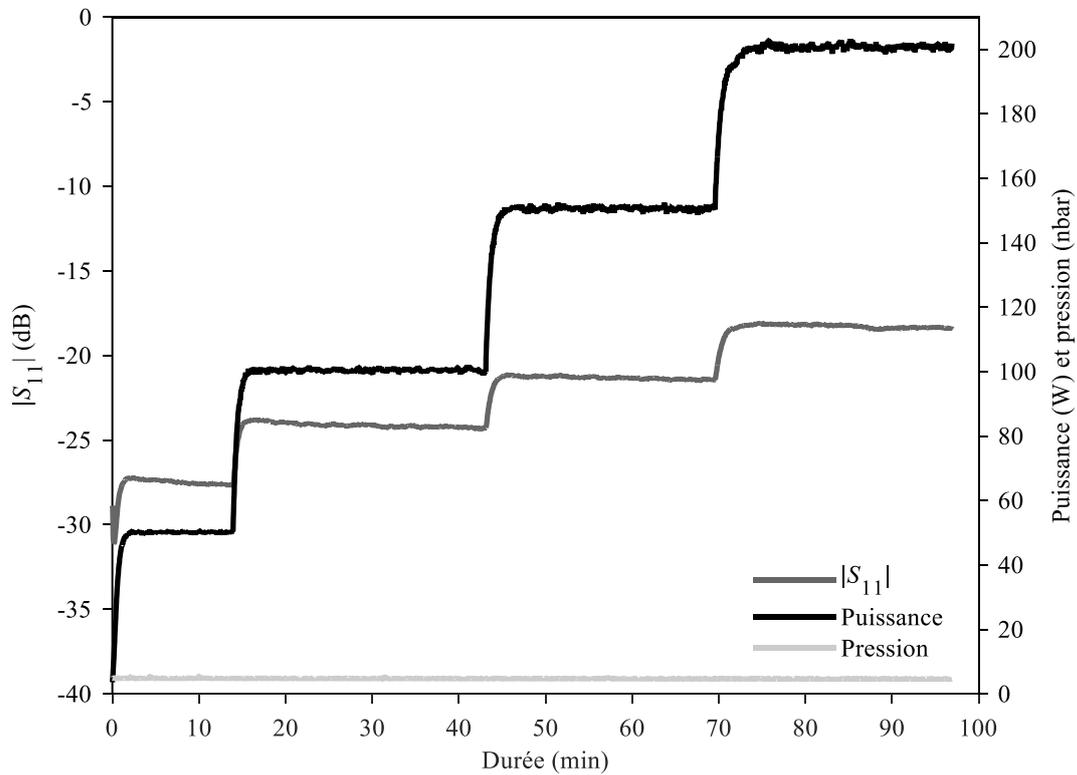


Figure 3-26 . Mesure de la perte de retour, de la puissance d'entrée et de la pression de la chambre en fonction du temps du démonstrateur à 18,65 GHz pendant le test du multipactor.

3.3. Conclusion

Dans ce chapitre, la conception et réalisation de circulateurs à jonction Y en technologie AFSIW ont été reportées pour la première fois. Une première conception de circulateurs basée sur deux disques gyromagnétiques est introduite. Cette conception permet un fonctionnement large bande et une forte tenue en puissance en onde continue. Cependant, la tenue en puissance en onde crête reste limité par la présence du vide entre les deux ferrites. Pour pallier cela, une seconde conception de circulateur AFSIW basée sur un poste ferrite à hauteur complète et une adaptation diélectrique est proposée. Cette conception permet, par la suppression du vide dans la région critique située entre les ferrites dans une conception classique, une forte tenue en puissance crête, et par conséquent, une forte tenue en multipactor.

Les circulateurs proposés dans ce chapitre présentent de nouveaux concepts de circulateurs AFSIW à jonction en Y, doté d'une grande capacité de tenue en puissance crête, en onde continue et en multiplicator. Les circulateurs conçus étendent les capacités des circuits imprimés et ouvrent la porte à l'intégration sur substrat de circuits et de systèmes hyperfréquences de haute puissance. Les conceptions originales proposées ont fait l'objet du dépôt de deux brevets internationaux.

Références

- [1] M. Bozzi and K. Wu, "Guest editorial," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 6, pp. 2915-2919, Jun. 2018.
- [2] I. Marah, A. Ghiotto, J. -M. Pham, A. Verger and É. Laroche, "Reduced-height Waveguide Y-Junction Circulator Based on Two Asymmetrical Gyromagnetic Posts," *2021 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2021, pp. 657-660.
- [3] F. Parment, A. Ghiotto, T. P. Vuong, J. M. Duchamp, and K. Wu, "Air-filled substrate integrated waveguide for low-loss and high power-handling millimeter-wave substrate integrated circuits," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 4, pp. 1228-1238, Apr. 2015.
- [4] T. Martin, A. Ghiotto, T. -P. Vuong, F. Lotz, L. Carpentier and P. Martín-Iglesias, "Self-Temperature-Compensated Air-Filled Substrate Integrated Waveguide (AFSIW) Quasi-Elliptic Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 10, pp. 4510-4520, Oct. 2021.
- [5] A. Ghiotto, J. -C. Henrion, T. Martin, J. -M. Pham and V. Armengaud, "AFSIW-to-Microstrip Directional Coupler for High-Performance Systems on Substrate," *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2020, pp. 173-176.
- [6] N. -H. Nguyen, A. Ghiotto, T. Martin, A. Vilcot, K. Wu and T. -P. Vuong, "Fabrication-Tolerant Broadband Air-Filled SIW Isolated Power Dividers/Combiners," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 1, pp. 603-615, Jan. 2021.
- [7] A. Ghiotto, F. Parment, T. Vuong and K. Wu, "Millimeter-Wave Air-Filled SIW Antipodal Linearly Tapered Slot Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 768-771, 2017.
- [8] I. Marah, A. Ghiotto, J. Pham, T. Martin and A. Boisse, "AFSIW Termination with Full- and Partial-Height Absorbing Material Loading," *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, 2019.
- [9] B. A. Auld, "The synthesis of symmetrical waveguide circulators," in *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 7, no. 2, pp. 238-246, April 1959.
- [10] H. Bosma, "On the principle of stripline circulators," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 109B, pp. 137-146, 1962-January.
- [11] C. E. Fay and R. L. Comstock, "Operation of the ferrite junction circulator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-13, pp. 15-27, January 1965.
- [12] No Btoembergen, E.M. Purcell and R. V. Pound, *Phys. Rev.* 73 (1948) 679.
- [13] J. Helszajn, "Waveguide junction circulators: theory and practice," Wiley, pp. 27-28, 1998.

- [14] W. D'Orazio, K. Wu and J. Helszajn, "A substrate integrated waveguide degree-2 circulator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 207-209, May 2004.
- [15] W. D'Orazio and K. Wu, "Substrate-integrated-waveguide circulators suitable for millimeter-wave integration," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3675-3680, Oct. 2006.
- [16] E. J. Denlinger, "Design of partial height ferrite waveguide circulators (Short Papers)," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, no. 8, pp. 810-813, Aug. 1974.
- [17] J. Helszajn and F. C. Tan, "Design data for radial-waveguide circulators using partial-height ferrite resonators," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, no. 3, pp. 288-298, Mar. 1975.
- [18] D. K. Linkhart, *Microwave Circulator Design*, USA, MA, Nor-wood:Artech House, 1989.
- [19] J. D. Adam, L. E. Davis, G. F. Dionne, E. F. Schloemann, and S. N. Stitzer, "Ferrite devices and materials," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 721-737, March 2002.
- [20] H. Bosma, "On stripline Y-circulation at UHF," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12, no. 1, pp. 61-72, Jan. 1964.
- [21] RT/duroid® 6002 Laminates - Rogers Corporation
- [22] I. Marah, A. Ghiotto, A. Verger and J. -M. Pham, "A test fixture for the measurement of 3-port Y-junction AFSIW circuits," *2021 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2021, pp. 305-307.
- [23] F. Okada and K. Ohwi, "Design of a high-power CW Y-junction waveguide circulator," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 26, no. 5, pp. 364-369, May 1978.
- [24] M. Yu, "Power-handling capability for RF filters," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 88-97, Oct. 2007.
- [25] M. Yu, "Power-handling capability for RF filters," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 88-97, Oct. 2007.
- [26] T. Martin et al., "Configurable perforated air-filled substrate integrated waveguide (AFSIW) for generic high-performance systems on substrate," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 67, no. 11, pp. 4308 - 4321, Sep. 2019.
- [27] *Multipactor Design and Test*, ECSS-E-ST-20-01C, 15 June 2020.
- [28] T. Martin, "Air-filled substrate integrated waveguide (AFSIW) filters and multiplexers for space application," *Thèse de doctorat en électronique, sous la direction de Anthony Ghiotto*, Bordeaux, Université de Bordeaux, 2020.

Chapitre 4

Systèmes de filtrage en technologie AFSIW

Les multiplexeurs hyperfréquences sont des éléments nécessaires pour la séparation ou la combinaison de différentes bandes de fréquences dans les communications par satellite [1]. Différentes configurations de multiplexeurs d'entrée (IMUX, pour input multiplexer) [1]-[3] sont utilisées, notamment dans les charges utiles multifaisceaux. Dans ces dernières, les signaux reçus par les IMUX, sortant de différentes conversions de fréquence, sont appliqués en sorties à des amplificateurs de haute puissance (HPA pour high power amplifier). Un grand nombre de multiplexeurs à large bande sont nécessaires dans ces architectures. Par conséquent, la masse et le volume sont des facteurs de conception critiques pour ces composants.

La technologie AFSIW a démontré un grand intérêt pour l'intégration des fonctions hyperfréquences, notamment des IMUX [4]. Dans les chapitres précédents, les réalisations de charges et circulateurs en technologie AFSIW ont été démontrées. Les performances obtenues démontrent le bon fonctionnement de ces derniers avec de hautes performances en faibles et forts signaux. L'utilisation des circulateurs et charges AFSIW suscite un grand intérêt pour la réalisation des multiplexeurs en émission (OMUX, pour output multiplexer). De ce fait, la conception et la réalisation d'un diplexeur AFSIW interconnecté en technologie GDR dans la bande Ka (liaison descendante) sont détaillés dans ce chapitre avec les parties suivantes : la conception d'une transition GDR vers AFSIW basée sur des transformateurs d'impédance intégrés dans le GDR et le PCB multicouche, permettant d'interconnecter le diplexeur AFSIW avec de faibles pertes d'insertion, une forte tenue en puissance et une large bande d'opération. Pour pouvoir coupler les canaux du diplexeur tout en assurant leurs fonctionnements de manière indépendantes, une double jonction composée d'un circulateur et d'un isolateur est conçue. Dans un premier temps, l'isolateur est réalisé indépendamment en intégrant une charge (cf. chapitre 2) et un circulateur (cf. chapitre 3) afin de s'assurer de son fonctionnement en termes d'isolation. Une fois l'ensemble des briques élémentaires du diplexeur réalisées et validées, les filtres de canal sont ensuite synthétisés et intégrés avec le reste des éléments constituant le diplexeur. Ce dernier est ensuite fabriqué, assemblé et mesuré en faible signal.

4.1. Configuration du diplexeur

La configuration choisie est illustrée dans la figure 4-1. Elle est basée sur des filtres isolés avec une double jonction composée d'un circulateur et d'un isolateur. Elle est composée de filtres passe-bandes, correspondant à des filtres dit de canaux, interconnectés avec des isolateurs. Dans cette configuration, les filtres de canal sont isolés les uns des autres, c'est-à-dire qu'un signal d'un filtre de canal donné ne va pas perturber la réponse des autres filtres. Cette approche est largement mise en œuvre dans de nombreuses applications spatiales, car l'utilisation des isolateurs pour coupler les différents canaux offre une redondance du système. En effet, si un canal voit son impédance changée pour une raison quelconque (environnement, dysfonctionnement ...), il ne perturbera pas le fonctionnement des autres canaux, contrairement aux multiplexeurs conçus avec canaux couplés par un collecteur à l'aide d'une ligne de transmission. Une bonne isolation entre les filtres est obtenue grâce à des circulateurs, permettant une conception indépendante des filtres élémentaires. En général, un seul modèle de circulateur est applicable pour toute la bande de fréquences utile du multiplexeur, ce qui rend cette topologie attractive pour les conceptions industrielles. La configuration du diplexeur choisie permet son implémentation pour la réalisation de plusieurs fonctions. Pour les systèmes d'émission, le diplexeur pourrait être utilisé pour diviser un signal émis sur deux canaux (cf. figure 4-3 (a)), ou pour combiner le signal émis sur une seule antenne (cf. figure 4-3 (b)). Cette topologie choisie pourrait être exploitée pour la conception de diplexeurs en réception également. Pour cela, il suffit de changer le sens de circulation des isolateurs utilisés. Le diplexeur développé dans ce chapitre cible des applications dans la chaîne d'émission avec division des signaux sur deux canaux différents.

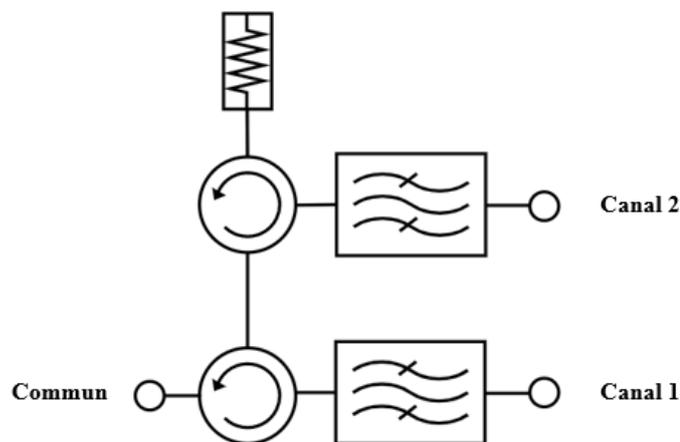


Figure 4-1. Topologie de diplexeur avec couplage des canaux par des isolateurs.

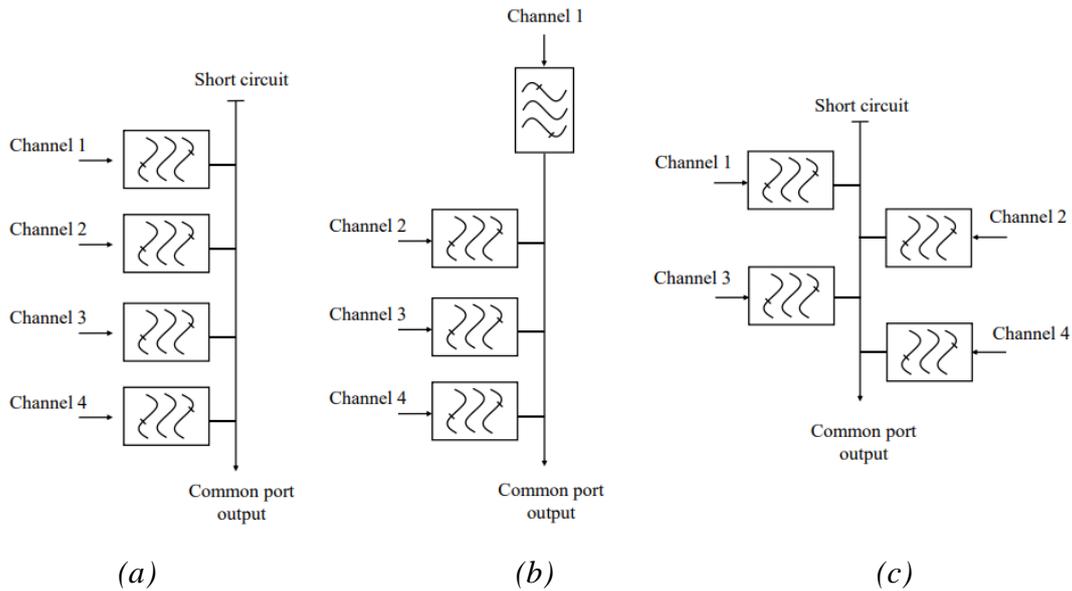


Figure 4-2. Structure géométrique commune pour les configurations de multiplexeurs couplés au collecteur : (a) peigne, (b) un filtre alimentant directement le collecteur et (c) chevrons[4].

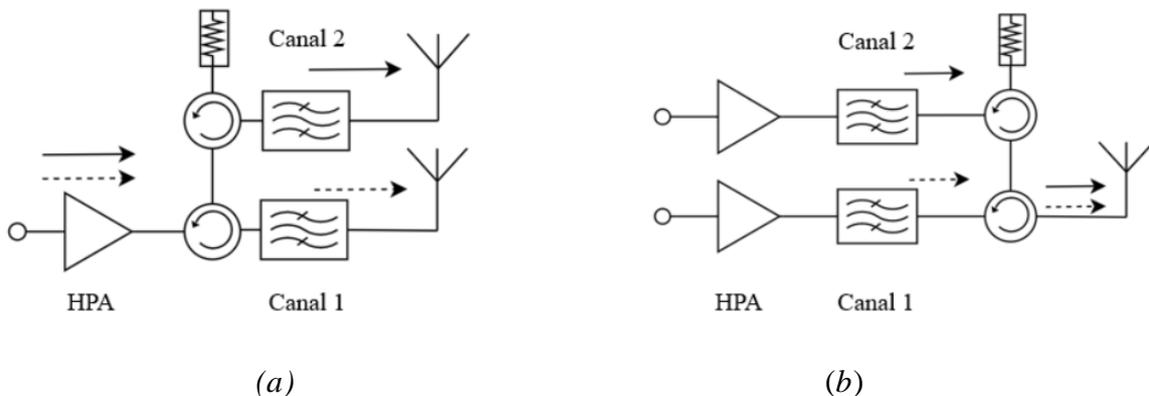


Figure 4-3. Exemples d'utilisation de duplexeur dans la chaîne d'émission : (a) division des signaux émis sur deux canaux et (b) combinaison des signaux émis par deux canaux dans une seule antenne.

4.2. Spécifications demandées

Le diplexeur conçu dans ce chapitre est destiné à une utilisation en chaîne d'émission avec une division du signal d'entrée sur le port 1, sur deux canaux ; canal 1 (port 2) et canal 2 (port 3). Ces derniers ont une entrée commune (port 1) qui permet d'adresser les deux canaux. Le cahier des charges du diplexeur est détaillé dans les tableau 4-1, tableau 4-2 et tableau 4-3. Cette spécification a été imposée par l'entreprise Cobham Microwave en se basant sur des héritages de diplexeurs industriels conçus pour des applications spatiales. Toutes les performances du diplexeur AFSIW doivent tenir en compte les contraintes d'environnement avec des températures allant de -20 à 85 °C.

Tableau 4-1. Spécifications du canal 1 du diplexeur AFSIW dans la plage de températures allant de -20 °C à 85 °C.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification
18,7-19,05	Adaptation entrée/sortie	$ S_{11} $ (dB)	< -15
		$ S_{22} $ (dB)	
	Pertes d'insertion	$- S_{21} $ (dB)	< 2
	Isolation	$- S_{13} $ (dB)	> 15
17,37-17,87	Réjection	$- S_{21} $ (dB)	> 40
17,87-18,87			> 20
19,37-19,87			> 20
19,87-20,37			> 40

Tableau 4-2. Spécifications du canal 2 du diplexeur AFSIW dans la plage de températures allant de -20 °C à 85 °C.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification
20,37-20,7	Adaptation entrée/sortie	$ S_{11} $ (dB)	< -15
		$ S_{33} $ (dB)	
	Pertes d'insertion	$- S_{31} $ (dB)	> 2
	Isolation	$- S_{12} $ (dB)	> 15
19-19,5	Réjection	$- S_{31} $ (dB)	> 40
19,5-20			> 20
21-21,5			> 20
21,5-22			> 40

Tableau 4-3. Spécifications d'isolation entre canaux dans la plage de températures allant de -20 °C à 85 °C.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification
18,7-19,05	Isolation canal 1 et canal 2	$- S_{32} $ (dB)	> 50
20,37-20,7		$- S_{23} $ (dB)	
		$- S_{32} $ (dB)	
		$- S_{23} $ (dB)	

4.3. Conception des briques élémentaires du diplexeur AFSIW

Cette partie est consacrée à la conception des briques élémentaires du diplexeur AFSIW. Ce dernier est composé d'interfaces de contacts appelées interconnexions, de deux filtres de canal, d'un circulateur et d'un isolateur.

4.3.1. Interconnexion

L'interconnexion du diplexeur avec les autres éléments de la charge utile est cruciale. Différentes structures ont été considérées et sont présentées ci-après.

4.3.1.1. Transition coplanaire vers AFSIW

La démonstration de la première ligne de transmission AFSIW [5] a demandé la conception d'une transition coplanaire vers AFSIW par l'intermédiaire d'une ligne SIW, illustrée dans la figure 4-4, afin d'assurer un bon interfaçage et de bons résultats de mesures. Cette transition a la caractéristique d'être large bande, ce qui permet de couvrir une bande passante de 30 % avec des pertes d'insertion de 0,3 dB dans la bande Ka en liaison montante.

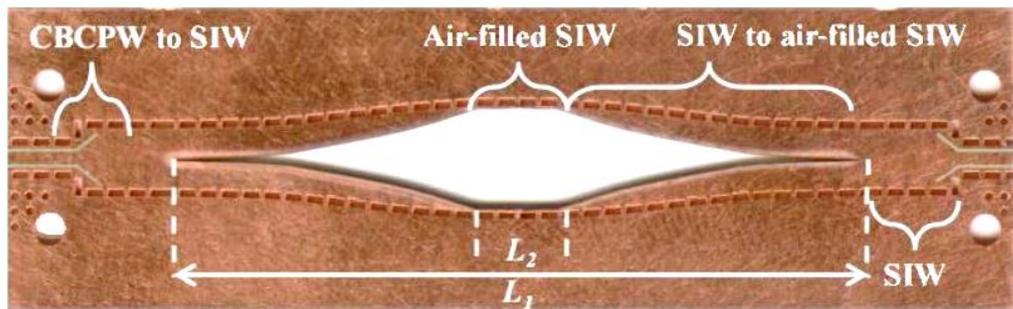


Figure 4-4. Photo avant assemblage de la transition coplanaire vers AFSIW [5].

Une nouvelle transition coplanaire vers AFSIW miniaturisée [6], basée sur l'utilisation des deux couches de PCB avec des transitions verticales est illustrée dans la figure 4-5. Le fait d'utiliser une topologie verticale permet de réduire le volume de la transition. Cependant, son fonctionnement est limité à des applications bande étroite, ce qui la rend idéale pour des applications de filtrage.

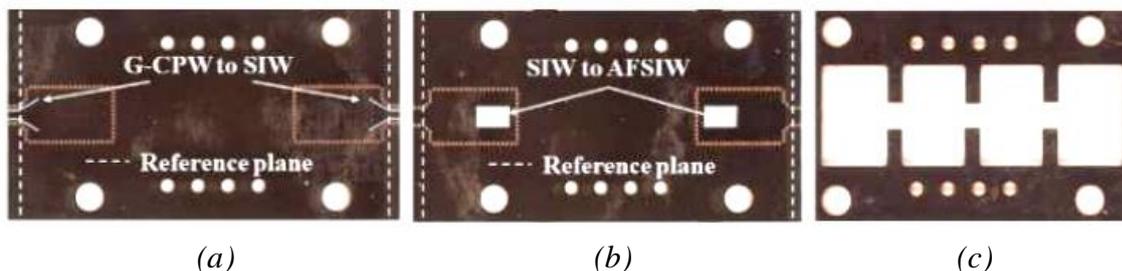


Figure 4-5. Photo avant assemblage de la transition coplanaire vers AFSIW verticale via une ligne SIW [6] : (a) vue de dessus du substrat du haut, (b) vue de dessous du substrat du haut, et (c) vue du substrat du centre implémentant un filtre AFSIW 4 pôles.

Pour obtenir un fonctionnement large bande, une transition coplanaire vers AFSIW illustrée dans la figure 4-6 est proposée [7]. La source d'excitation est appliquée au substrat

S1 de la technologie AFSIW. Les escaliers métallisés réalisés dans le substrat S2 sont conçus pour réaliser un changement progressif de l'impédance afin d'adapter l'impédance 50 Ohm de ligne coplanaire avec l'impédance caractéristique du mode TE₁₀ de la ligne AFSIW sur une large bande passante.

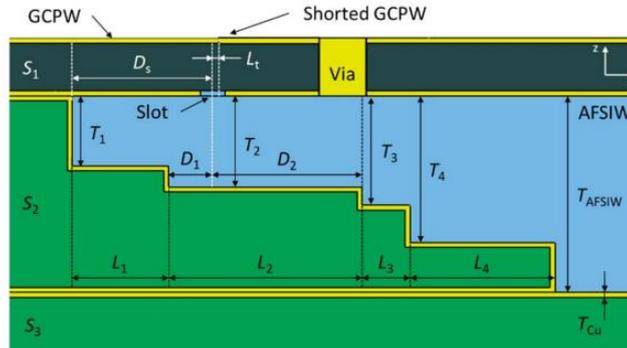


Figure 4-6. Illustration de la transition verticale coplanaire vers AFSIW [7].

Les interfaces évoquées dans cette partie sont toutes basées sur des lignes coplanaire avec différentes transitions. Cependant, l'utilisation de la ligne coplanaire pour exciter le diplexeur est limitée par deux facteurs : les pertes d'insertion qui augmentent le facteur de bruit pour une utilisation du diplexeur en réception, et la tenue en puissance de la ligne coplanaire.

4.3.1.2. Transition GDR vers AFSIW

La transition GDR vers AFSIW permettra d'offrir les avantages d'une forte tenue en puissance pour les applications d'émission RF et de faibles pertes d'insertion pour les applications de réception RF.

La première transition GDR vers AFSIW horizontale a été présentée en 2017 [8]. Elle est basée sur le même principe que la transition GDR vers SIW présentée dans [9]. Cette transition est illustrée dans la figure 4-7. Elle est conçue avec une adaptation d'impédance progressive modélisée par des tronçons de GDR ayant des hauteurs différentes. En effet, la hauteur du GDR définit l'impédance puissance-tension Z_{PV} du mode TE₁₀ donnée par [10] dans l'équation (4.1). Étant donné qu'une ligne AFSIW est assimilée à un guide GDR avec une hauteur réduite dans la bande Ka. Le changement progressif de la hauteur du GDR est équivalent à un changement progressif de l'impédance puissance-tension.

$$Z_{PV} = \left(\frac{2H}{W}\right) Z_{TE10}, \quad (4.1)$$

avec H , W et Z_{TE10} , respectivement la hauteur, la largeur du GDR et l'impédance du mode TE₁₀ du GDR donnée par la relation (4.2).

$$Z_{TE10} = \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0}\right) \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}, \quad (4.2)$$

où λ_0 , λ_g , ε_0 et μ_0 sont respectivement la longueur d'onde dans le vide illimité, la longueur d'onde guidée du mode TE_{10} du GDR, la permittivité et la perméabilité du vide.

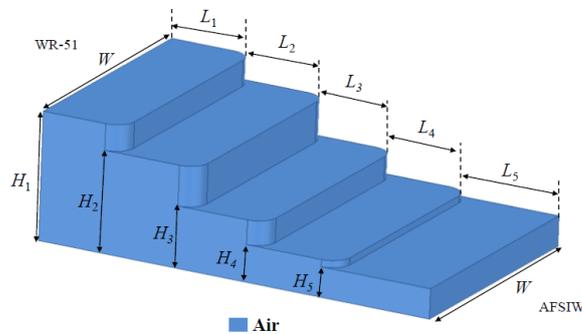


Figure 4-7. Transition horizontale GDR vers AFSIW [7].

Une telle transition GDR vers AFSIW permet une adaptation d'impédance sur une large bande passante, soit 30 % dans la bande Ka avec de faibles pertes d'insertion et pertes de retour (inférieur à 0,1 dB et 25 dB respectivement). Testée sous vide, la tenue en puissance de cette transition est supérieure à 200 W. Cependant, l'aspect horizontal de cette transition limite son utilisation dans les systèmes embarqués en technologie AFSIW. Elle a été utilisée uniquement pour les mesures afin de caractériser électriquement les circuits AFSIW en forts et faibles signaux. Ce problème sera résolu en utilisant une transition verticale GDR vers AFSIW proposée dans le cadre de la thèse. Cette transition verticale GDR vers AFSIW est illustrée dans les figures 4-8 et 4-9. Elle est composée de deux brides WR51 identiques, couplées avec la ligne AFSIW via une ouverture dans le substrat S1. Des marches métallisées intégrées dans les brides GDR et les substrats S1 et S2 sont utilisées pour l'adaptation d'impédance entre le GDR vertical et la ligne AFSIW horizontale. L'adaptation d'impédance dans une telle transition consiste à adapter les lignes du champ électrique des modes TE_{10} horizontales du GDR présentées en bleu dans la figure 4-10 avec les lignes du champ électrique verticale AFSIW présentées en rouge.

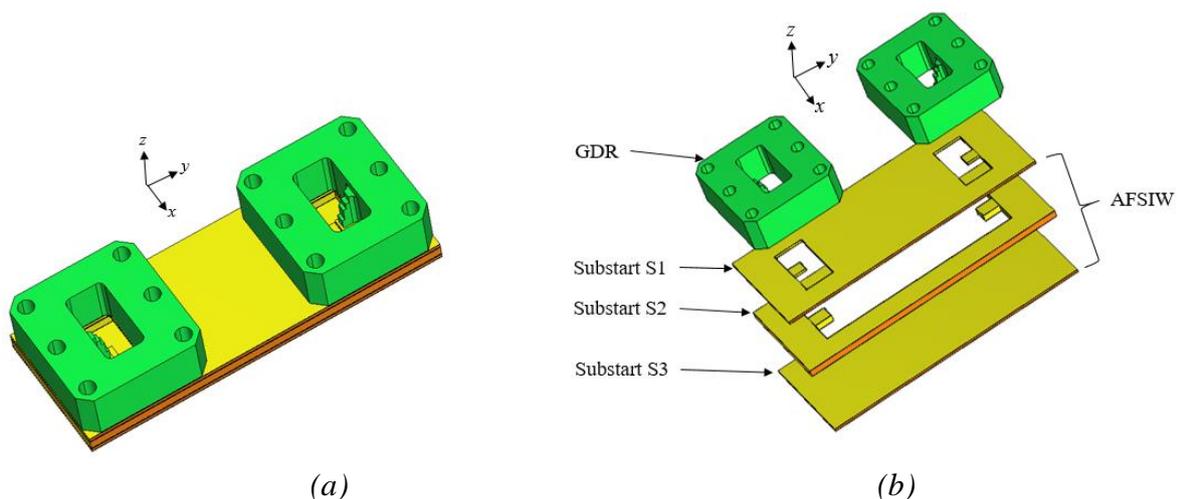


Figure 4-8. Transition verticale GDR vers AFSIW (a) vue 3D et (b) vue éclatée.

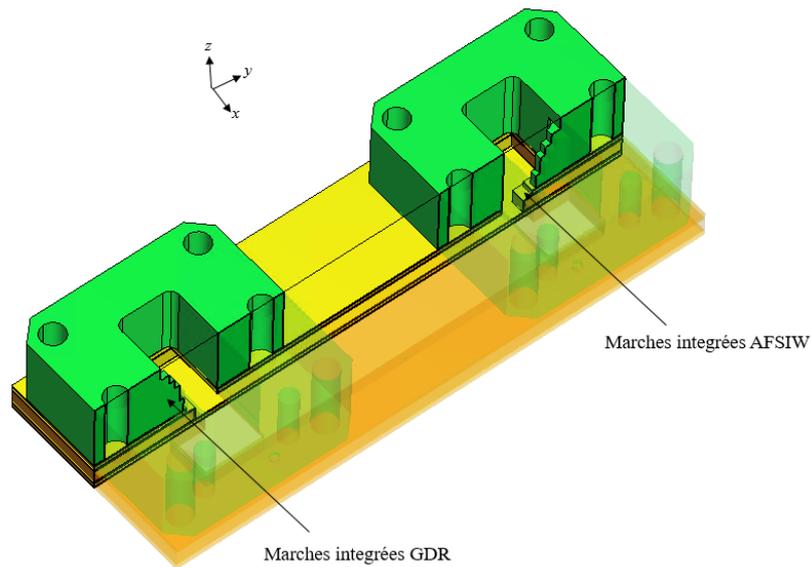


Figure 4-9. Vue en coupe transversale de la transition verticale GDR vers AFSIW.

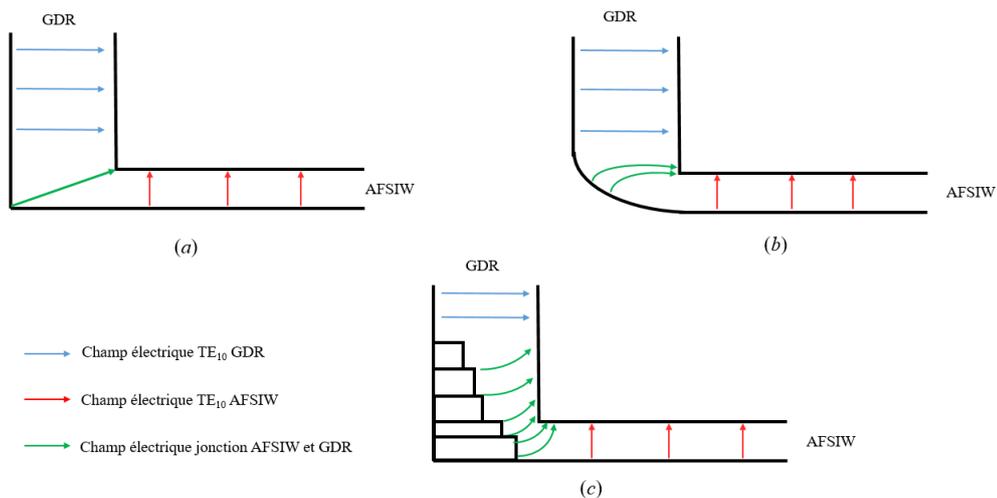


Figure 4-10. Lignes du champ électrique de la jonction GDR à AFSIW. (a) transition directe, (b) transition avec une ligne courbée et (c) transition proposée avec des marches intégrées dans le GDR et la ligne AFSIW.

La conception de la transition verticale GDR vers AFSIW repose sur l'adaptation d'impédance entre les deux traçons du GDR et AFSIW. En effet la jonction entre les deux guides d'ondes GDR et AFSIW couplés directement (cf. figure 4-10(a)) engendre une forte réactance [11]. Cette dernière dégrade considérablement les pertes de retour de la transition [12]. Une variation progressive de la géométrie de la jonction peut contrebalancer cette réactance. Pour cela, la topologie la plus utilisée consiste à faire un rayon dans la jonction illustrée dans la figure 4-10(b). Cependant, la réalisation d'une telle transition dans la technologie AFSIW nécessite un usinage 3D de cette dernière, ce qui n'est pas en adéquation avec les procédés standards de PCB. Pour cela, la solution basée sur des marches intégrées présentées dans la figure 4-10(c) est la plus adaptée. De plus, cette transition profite de l'aspect multicouche de la technologie AFSIW, ce qui rend son implémentation plus compacte.

Une contribution sur l'optimisation des transitions GDR orthogonales a été élaborée pour déterminer le nombre minimum de marches à utiliser pour atteindre un fonctionnement large bande avec de faibles pertes de retour. Cependant, cette contribution ne traite que le cas symétrique de la transition. Ce qui n'est pas le cas dans cette étude étant donné que le GDR et la ligne AFSIW n'ont pas la même hauteur. De ce fait, pour la conception de la transition GDR vers AFSIW proposée, nous avons procédé par optimisation EM.

À des fins de démonstration, la transition GDR vers AFSIW illustrée dans la figure 4-11, est conçue, fabriquée et mesurée pour évaluer la performance électrique et pour valider le modèle de conception.

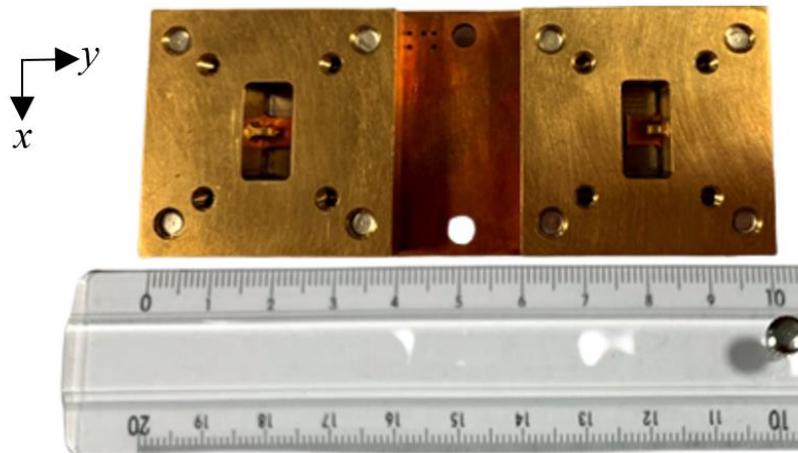


Figure 4-11. Transitions en configuration dos à dos GDR vers AFSIW réalisée.

La transition GDR vers AFSIW proposée a été fabriquée avec trois couches de substrat RT/Duroid 6002. Le substrat S_2 a une épaisseur de $H = 1,524$ mm identique à l'épaisseur choisie dans la partie précédente. Les épaisseurs des substrats S_1 (H_{s1}) et S_3 (H_{s3}) sont $H_{s1} = H_{s3} = 0,508$ mm. Un kit de calibration TRL GDR WR51 standard a été utilisé afin d'éliminer les effets de câbles et transitions GDR vers coaxial et de mesurer la transition dans son plan. La figure 4-12 illustre la photo de la transition GDR vers AFSIW pendant les mesures en faible signal.

Les résultats de simulations et mesures sont illustrés dans la figure 4-13 et démontrent les performances de la transition GDR vers AFSIW avec des pertes d'insertion inférieures à 0,2 dB et des pertes de retour supérieures à 18 dB dans la bande de fréquence allant de 16 GHz jusqu'à 21,5 GHz.

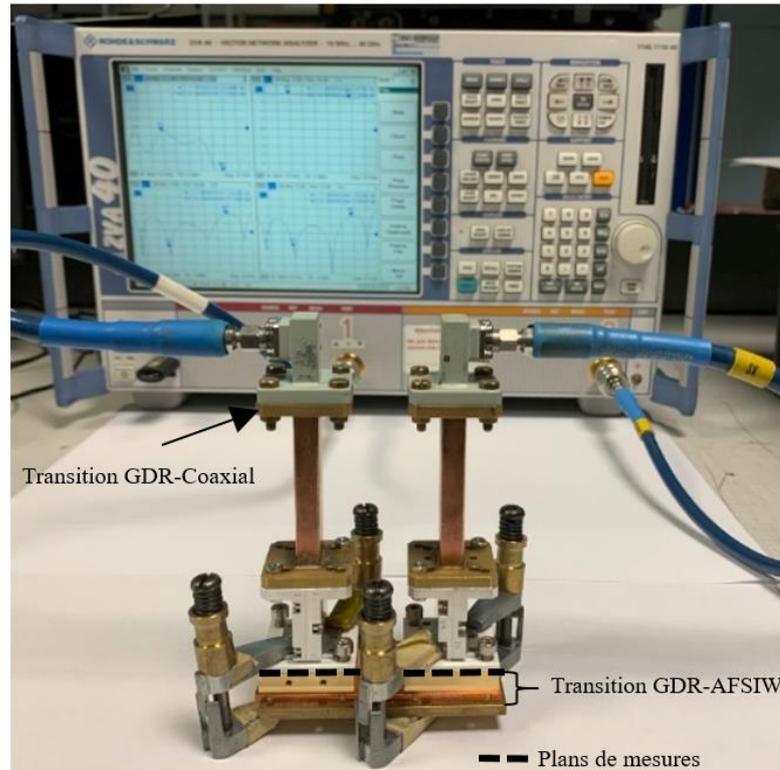


Figure 4-12. Photo pendant les mesures de la transition GDR vers AFSIW.

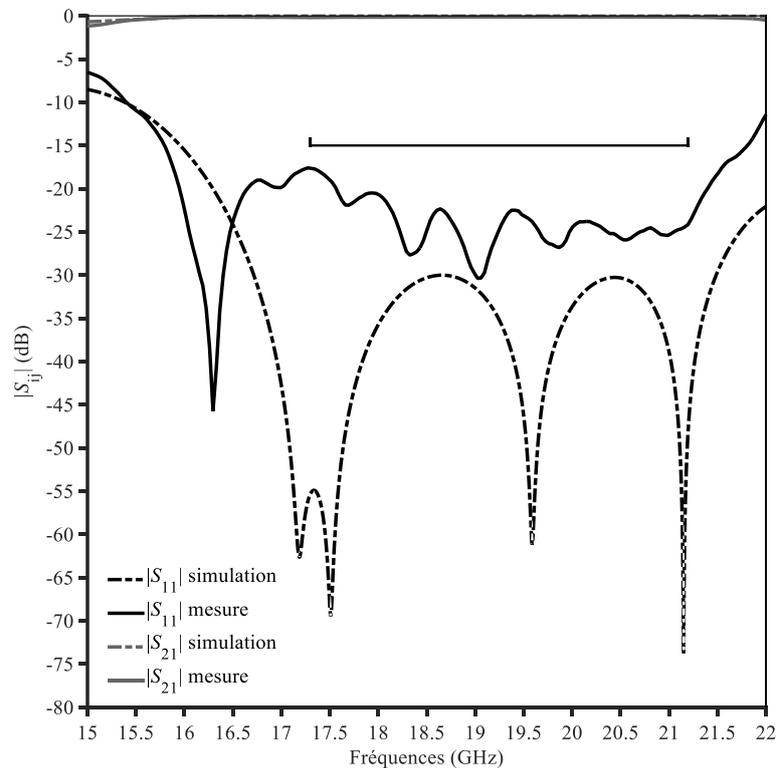


Figure 4-13. Simulations et mesures de la transition verticale GDR vers AFSIW.

Les performances de la transition GDR vers AFSIW obtenues sont conformes à la spécification imposée. Cependant, les résultats de simulations et mesures ne sont pas en parfaite corrélation. Pour investiguer ce point, des mesures dimensionnelles ont été

effectuées. Une différence notable a été remarquée sur les épaisseurs des substrats S1 et S2. Le tableau 4-4 résume les valeurs typiques et mesurées des substrats S1 et S2. Ensuite, des rétro-simulations ont été faites prenant en compte les paramètres mesurés. Les résultats de rétro-simulations et mesures sont illustrés dans la figure 4-14. Ils démontrent une bonne corrélation.

Tableau 4-4. Epaisseurs typiques et mesurées des substrats S1 et S2.

Epaisseur	Typique (mm)	Mesurée (mm)
H_{s1}	0,508	0,62
H_{s2}	1,524	1,63

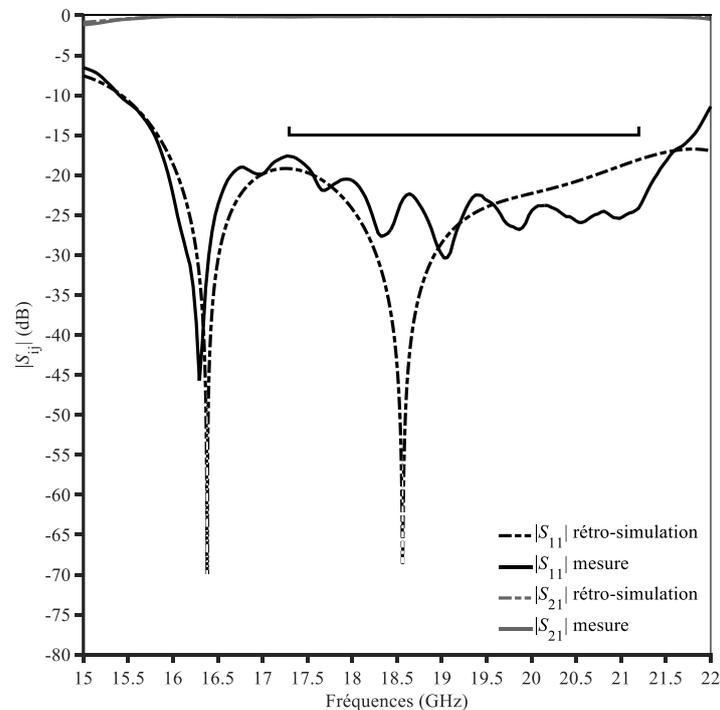


Figure 4-14. Rétro-simulations et mesures de la transition verticale GDR vers AFSIW.

Pour contrebalancer les tolérances de fabrication de la transition GDR vers AFSIW, un moyen de réglage a été pensé. Il consiste à utiliser des plongeurs métalliques communément appelés vis de réglages illustrés dans la figure 4-15. Ces derniers perturbent localement le champ électrique dans la transition, ce qui permet d'influencer les paramètres S du dispositif. Les résultats de rétro-simulations de la transition utilisant des vis de réglage avec $H_{vis} = 0,3$ mm sont illustrés dans la figure 4-16, et comparés avec les performances de la transition sans réglage. Les résultats obtenus démontrent que le réglage proposé améliore nettement l'adaptation d'impédance de la transition. De ce fait, les vis de réglage seront implémentées dans le diplexeur pour améliorer l'adaptation d'impédance du port commun.

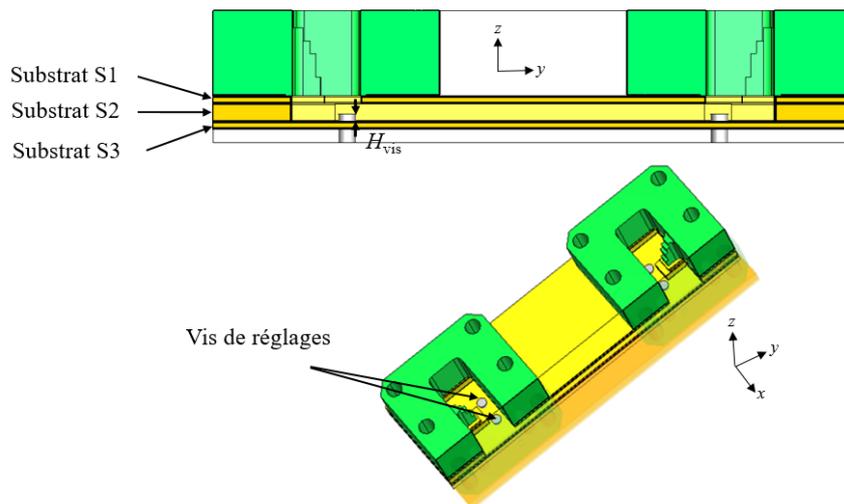


Figure 4-15. Transition GDR vers AFSIW avec des vis de réglages.

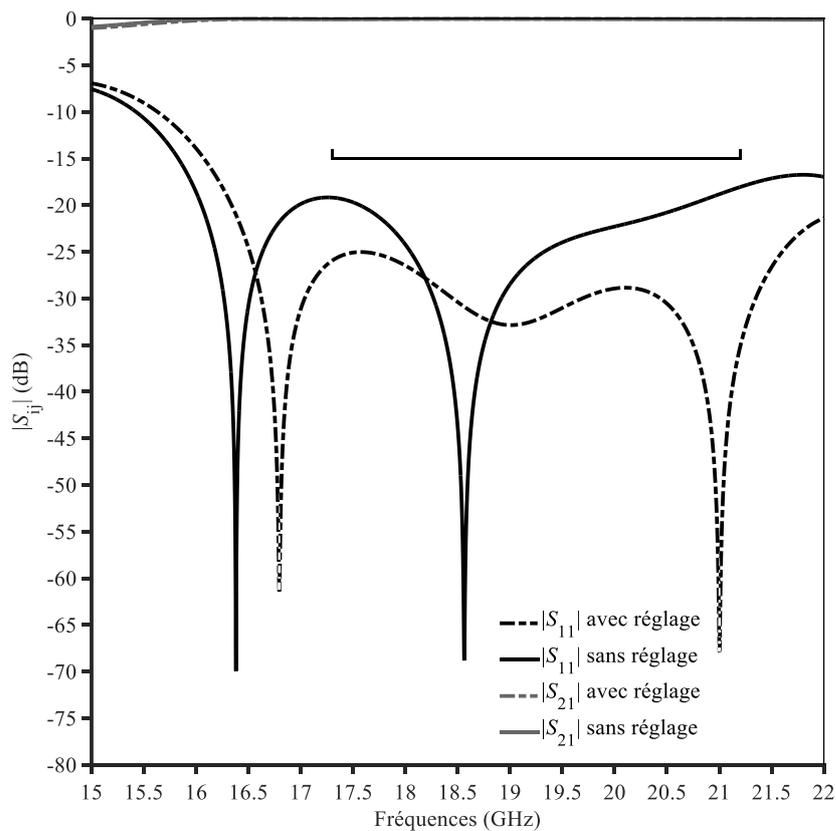


Figure 4-16. Rétro-simulation de la transition GDR vers AFSIW avec ($H_{vis} = 0,3 \text{ mm}$) et sans réglage.

4.3.2. Isolateur

La conception du diplexeur proposé dans ce chapitre est basée sur l'utilisation d'une double jonction formée par un circulateur et un isolateur. La conception et la mesure de l'isolateur AFSIW sont détaillées dans cette partie.

4.3.2.1. Conception et mesures de l'isolateur AFSIW

L'isolateur utilisé pour la conception du diplexeur est composé d'une jonction circulateur avec une voie couplée avec le canal 2 du diplexeur et une voie chargée avec une terminaison adaptée. Pour assurer le fonctionnement indépendant des deux canaux, l'isolateur doit adresser les deux bandes de fréquence d'opération du diplexeur. En effet, une conception large bande de l'isolateur est requise. Pour cela, la topologie du circulateur basée sur des postes gyromagnétiques asymétriques (cf. chapitre 3) est utilisée. Ensuite, une terminaison dentelée conçue avec un absorbant céramique (cf. chapitre 2) est intégrée au circulateur pour réaliser la fonction d'isolateur AFSIW avec une forte tenue en puissance. La figure 4-17 illustre une vue 3D de l'isolateur AFSIW.

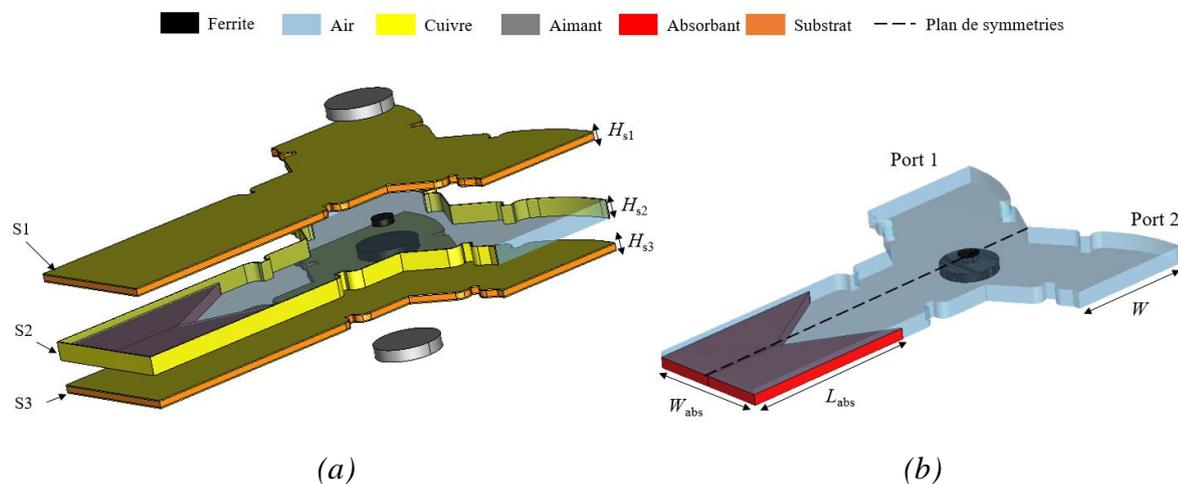


Figure 4-17. (a) vue éclatée et (b) vue du substrat S2 de l'isolateur AFSIW.

À des fins de démonstration, un isolateur AFSIW basé sur un circulateur avec des postes gyromagnétiques asymétriques est conçu, fabriqué et mesuré pour évaluer la performance électrique.

L'isolateur a été fabriqué avec trois couches de substrat RT/Duroid 6002. Le substrat S2 a une épaisseur de $H_{s2} = 1,524$ mm identique à l'épaisseur choisie dans la partie précédente, les substrats S1 et S3 ne jouent aucun rôle électromagnétique. Ils sont utilisés dans cette conception uniquement pour la tenue mécanique. Cependant, ils conditionnent la distance entre les aimants et les ferrites, ainsi que dans la dissipation de la puissance absorbée par les ferrites et transformée par effet joule en calories thermiques. Partant de ce fait, ils ont une épaisseur $H_{s1} = H_{s3} = 0,508$ mm. Cela permet de diminuer la résistance thermique engendrée par le substrat 3, et ainsi, d'optimiser la polarisation du circulateur (cf. chapitre 3). Les ferrites et l'absorbant ont été découpés avec une machine CNC afin d'obtenir les formes et les dimensions souhaitées. Ensuite, les ferrites et les absorbants ont été collés à l'aide d'une colle époxy à faible épaisseur, pertes électromagnétiques et résistance thermique.

L'isolateur réalisé en technologie AFSIW est illustré dans la figure 4-18. Pour la polarisation de l'isolateur dans le fonctionnement en résonance basse avec un ferrite saturé, deux aimants SMCO5 au samarium d'un diamètre de 6 mm, d'une épaisseur de 1 mm et d'un champ magnétique statique rémanent de 0,92 Tesla ont été utilisés. Les deux aimants ont été collés chacun sur les faces extérieures des substrats S1 et S3.

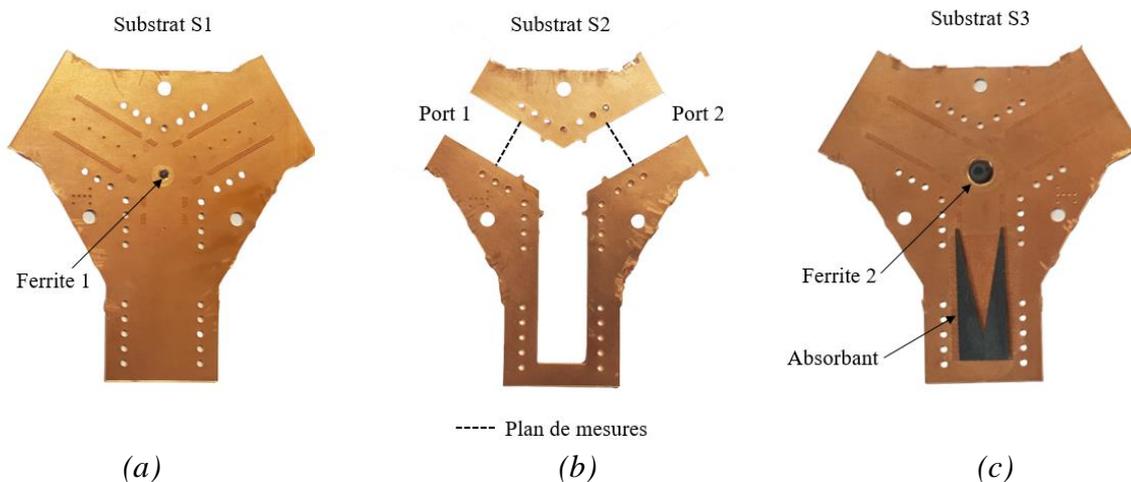


Figure 4-18. Isolateur AFSIW réalisé avant assemblage : (a) vue de dessous du substrat du dessus, (b) substrat du centre et (c) vue de dessus du substrat du dessous.

Les mesures sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, d'un montage de test GDR à AFSIW basé sur un transformateur d'impédance à échelons illustré dans la figure 4-19 et d'un kit de calibration TRL en technologie AFSIW pour éliminer les effets des transitions et du câble.

Les résultats simulés et mesurés sont illustrés sur la figure 4-20. Un bon accord entre la simulation et les résultats expérimentaux est obtenu. Dans la bande de fréquence opérationnelle allant de 17,3 jusqu'à 21,2 GHz, l'isolateur AFSIW obtient des résultats mesurés de 0,3 dB de perte d'insertion, 21 dB de perte de retour et 22 dB d'isolation.

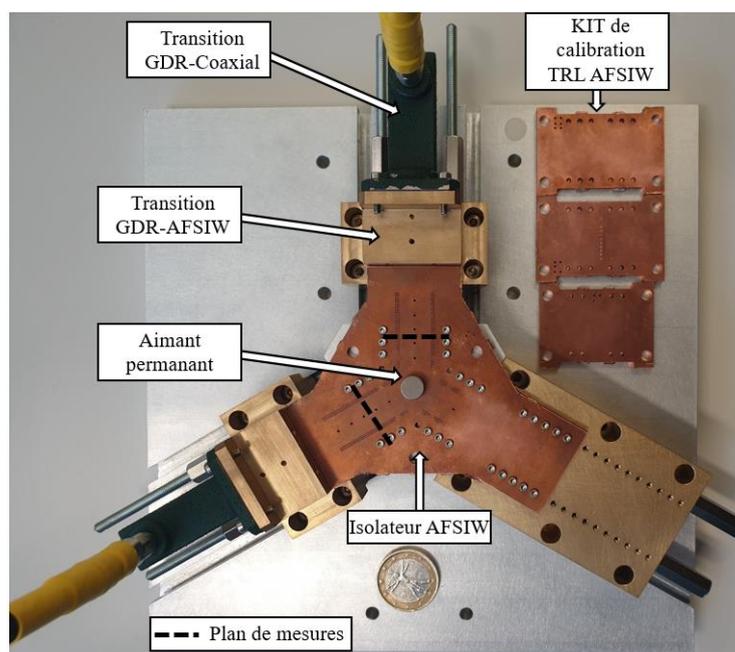


figure 4-19. Isolateur AFSIW sur la monture de test.

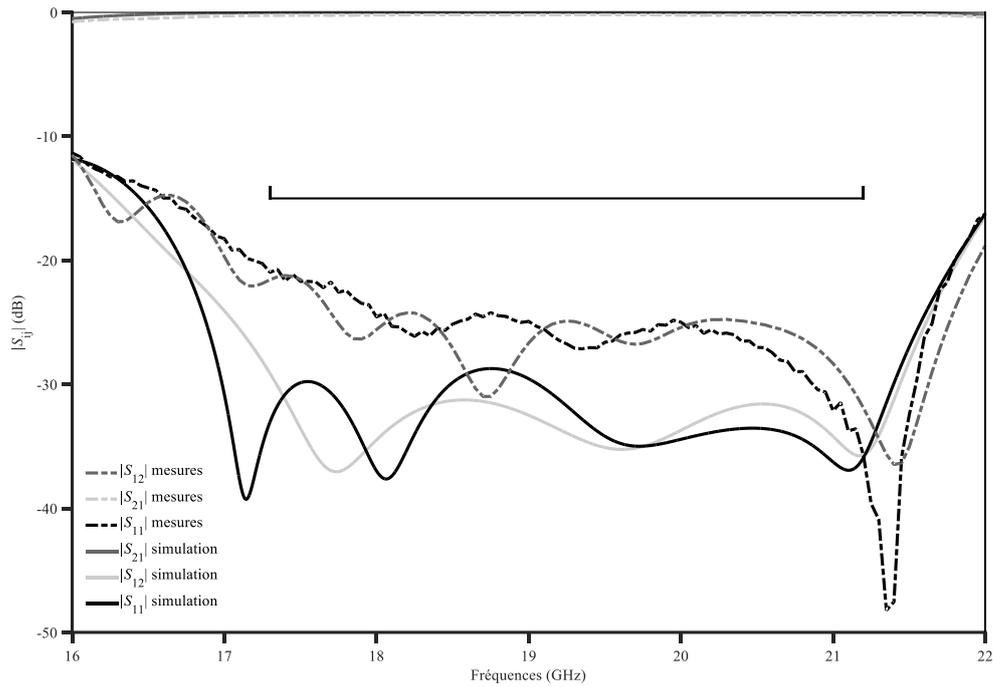


Figure 4-20. Simulations et mesures de l'isolateur AFSIW réalisé.

4.3.2.2. Conception de la double jonction circulateur et isolateur

La conception du diplexeur nécessite l'utilisation d'une double jonction circulateur et isolateur. De ce fait, une simulation magnétostatique s'impose afin d'étudier l'influence mutuelle entre les polarisations des deux cellules magnétiques du circulateur et de l'isolateur. La figure 4-20 montre la vue 3D de la double jonction circulateur et isolateur étudié. La figure 4-22 illustre les lignes de champs magnétostatiques obtenue en simulation.

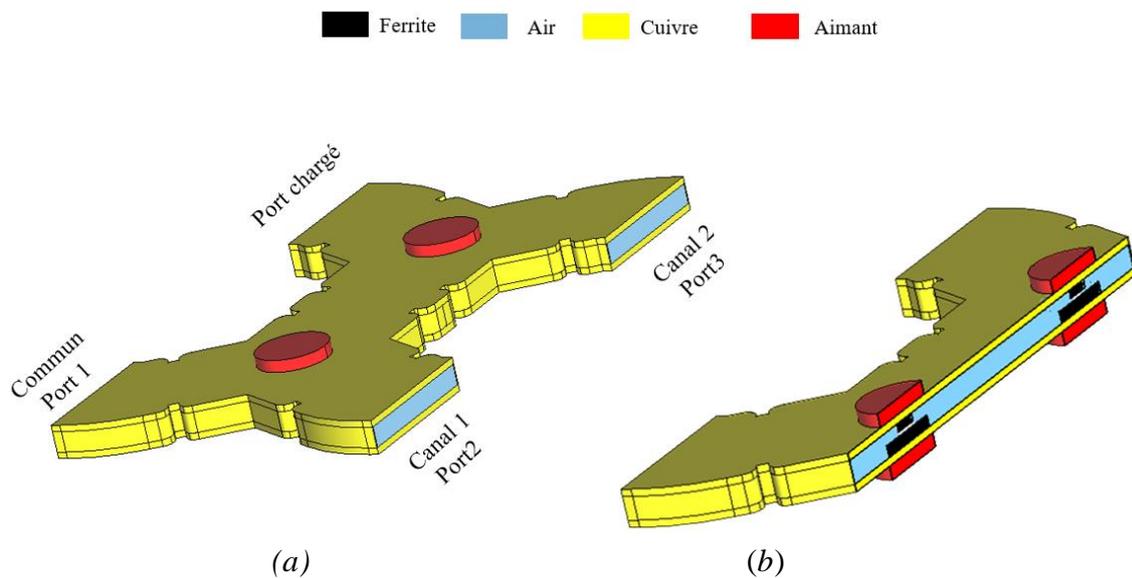


Figure 4-21. La double jonction circulateur et isolateur sans étrier (a) vue 3D et (b) vue en coupe.

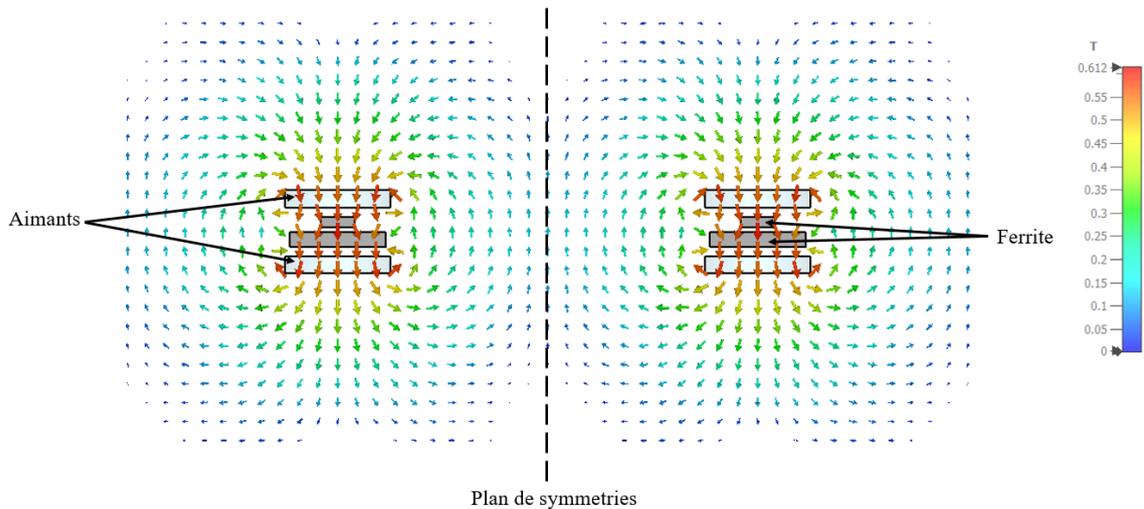


Figure 4-22. Lignes de champ magnétique de la double jonction.

D'après le résultat magnétostatique de la double jonction, les lignes de champs magnétostatiques entre les deux jonctions circulateur s'influencent mutuellement. Pour un bon fonctionnement, les lignes du champ magnétique doivent être normales au plan des disques du ferrite. L'influence mutuelle entre les aimants de polarisation engendre des courbures dans les lignes du champ au sein des ferrites.

Pour diminuer l'influence mutuelle entre les deux ferrites, deux solutions pourraient être exploitées, soit en éloignant suffisamment les deux circulateurs ou par une fermeture magnétique. Cette dernière approche offre une solution plus compacte. De plus, elle permet une étanchéité magnétique par rapport à d'autres circuits et systèmes sensibles au champ magnétostatique (amplificateurs à tube, instruments de mesure, circulateurs, inductances localisées ...). La figure 4-23 illustre la double jonction en utilisant un étrier en acier doux permettant de fermer les lignes de champs magnétiques. Les lignes de champ magnétostatique de la double jonction avec les étriers sont illustrées dans la figure 4-24.

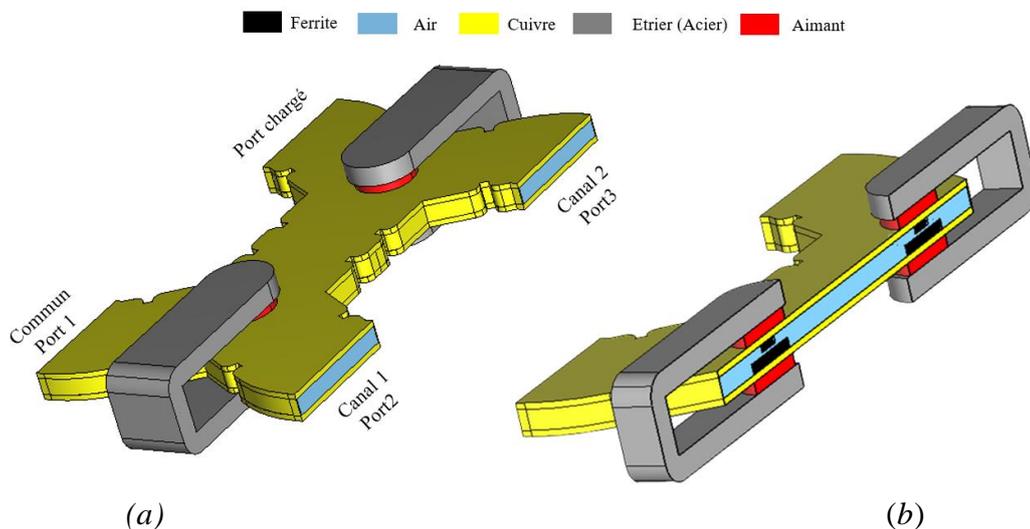


Figure 4-23. La double jonction circulateur et isolateur avec étrier en acier doux : (a) vue 3D et (b) vue en coupe.

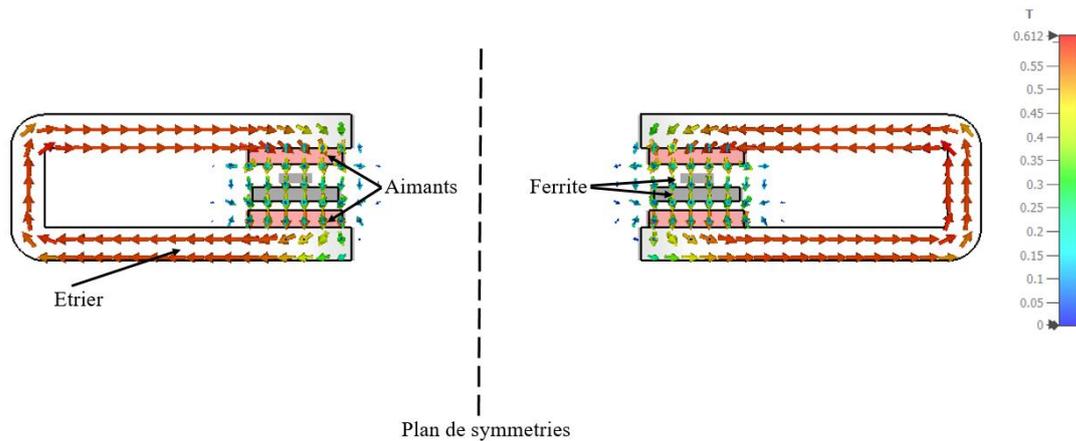


Figure 4-24. Lignes de champ magnétostatique de la double jonction utilisant des étriers en acier doux.

La figure 4-24 démontre bel et bien que l'utilisation des étriers en acier doux permet la fermeture des lignes de champ magnétostatique. De ce fait, une réduction conséquente de l'influence mutuelle entre les polarisations des deux jonctions est acquise. Afin de comparer l'influence des deux solutions (avec et sans étrier), les champs magnétostatiques simulés sont injectés dans la simulation RF pour la polarisation des ferrites. La figure 4-25 illustre les résultats de simulations RF avec les deux solutions de polarisation.

Les résultats de simulations démontrent que l'influence mutuelle des champs magnétostatiques de la double jonction de circulateur affecte considérablement leur comportement RF, notamment l'isolation. De plus, l'utilisation des étriers en acier doux permet d'améliorer les performances de la double jonction en garantissant une meilleure étanchéité magnétique entre les deux circulateurs composant la double jonction, ainsi que les circuits et les systèmes externes.

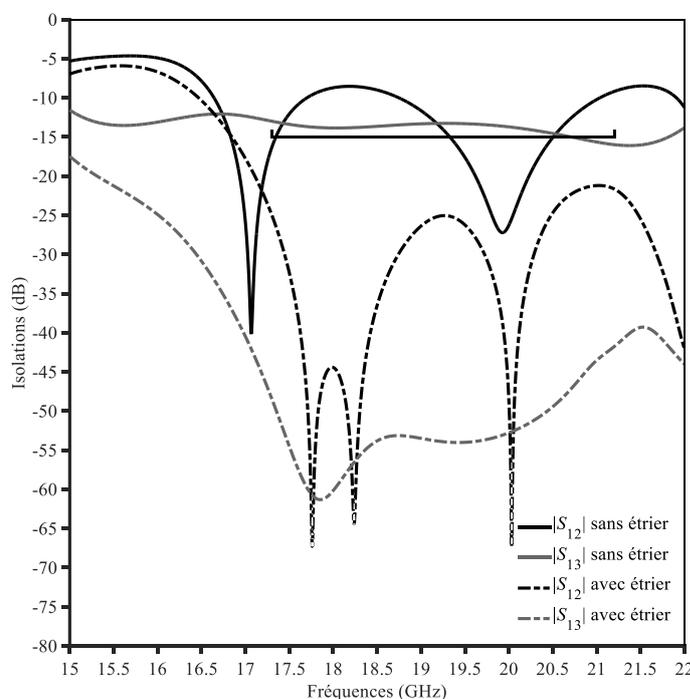


Figure 4-25. Résultats de simulations des pertes de retour avec et sans étriers.

4.3.2.3. Conception des filtres de canal

Après la réalisation et la validation des briques élémentaires composées d'une transition GDR vers AFSIW et une double jonction de circulateur et isolateur, il reste à concevoir les éléments clés du diplexeur que sont les filtres canaux. A ce sujet, la thèse de T. Martin [4] a rapporté plusieurs réalisations de filtres passe-bande qui adressent la même bande de fréquence ciblée dans le cadre de cette thèse. En se basant sur ces travaux [4], les deux filtres de canal sont conçus avec des cavités rectangulaires AFSIW couplées via des iris inductives. Afin d'être conforme aux spécifications en termes de réjection, la topologie proposée pour les filtres de canal est un filtre de quatrième ordre composé de quatre cavités et cinq iris de couplage, la figure 4-26 illustre la topologie des filtres proposés. Pour le dimensionnement des filtres, le logiciel FEST 3D a été utilisé. Le tableau 4-5, les figures 4-27 et 4-28 illustrent les dimensions et les réponses fréquentielles de chaque filtre.

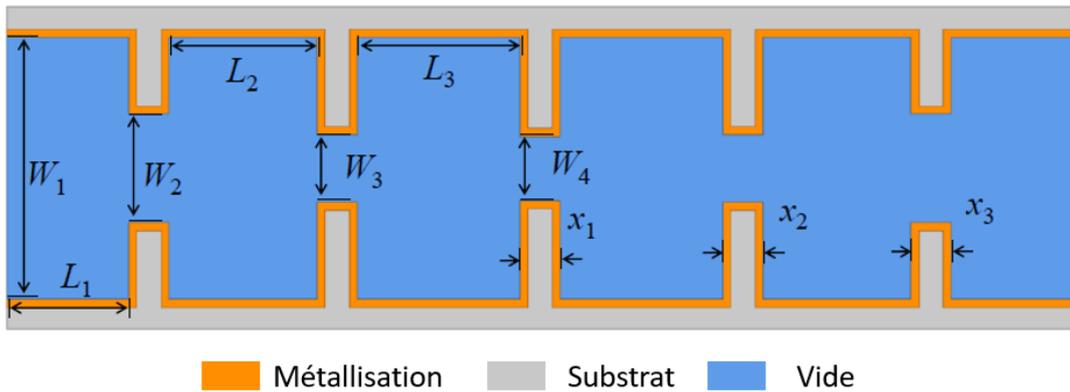


Figure 4-26. Topologie du filtre AFSIW quatrième ordre [4].

Tableau 4-5. Les dimensions des filtres de canal.

Canal	Fréquence centrale (GHz)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	W_3 (mm)	W_4 (mm)	L_1 (mm)	L_2 (mm)	L_3 (mm)	$x_{1,2,3}$
1	18,87	12,96	6,18	3,89	3,75	5	8,14	9,09	1,51
2	20,50	12,96	5,37	3,31	3,07	5	7,24	7,97	2

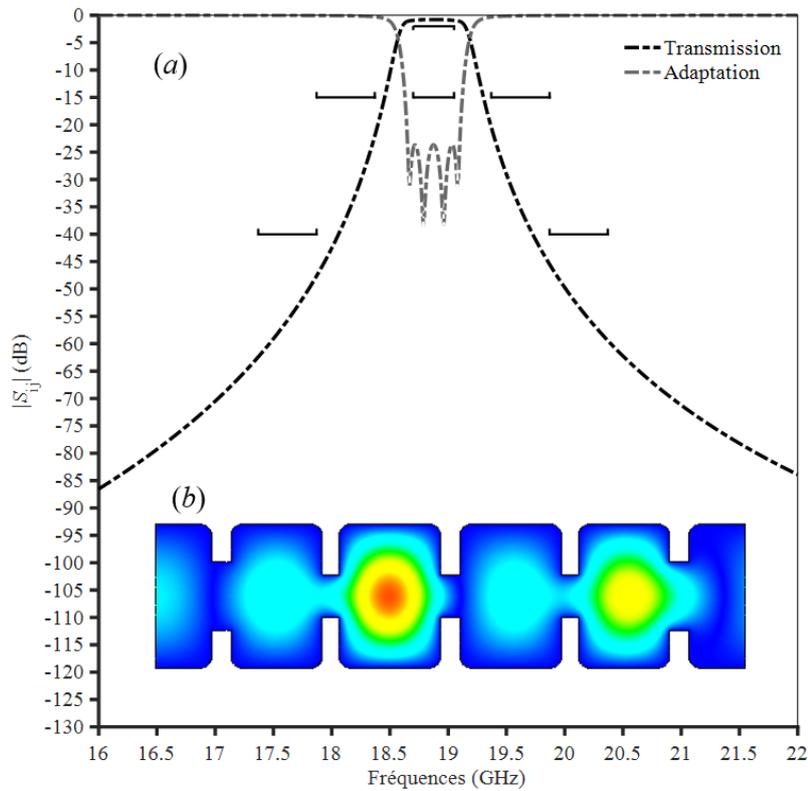


Figure 4-27. Résultats de simulations EM : (a) réponse fréquentielle du filtre du canal 1 et (b) intensité du champ électrique à 18,87 GHz.

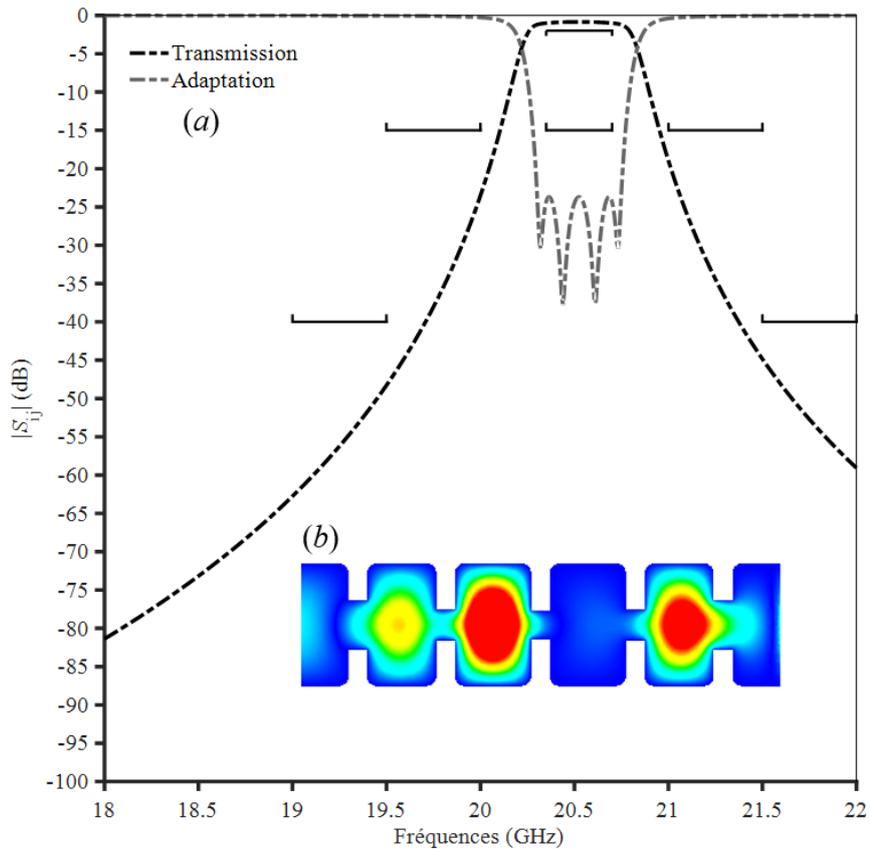


Figure 4-28. Résultats de simulations EM : (a) réponse fréquentielle du filtre du canal 2 et (b) intensité du champ électrique à 20,5 GHz.

4.4. Conception et réalisation du diplexeur

4.4.1. Conception EM du diplexeur

Une fois les filtres de canal conçus et répondant à la spécification demandée, ils sont intégrés directement avec les briques élémentaires présentées dans les parties précédentes pour réaliser la fonction diplexeur. Le couplage de chaque canal est assuré avec un circulateur. Cette configuration est d'un intérêt particulier, car elle permet un fonctionnement indépendant de chaque filtre, ce qui assure une conception simplifiée sans passer par une optimisation EM globale du dispositif. Les figures 4-29 et 4-30 illustrent le diplexeur AFSIW proposé.

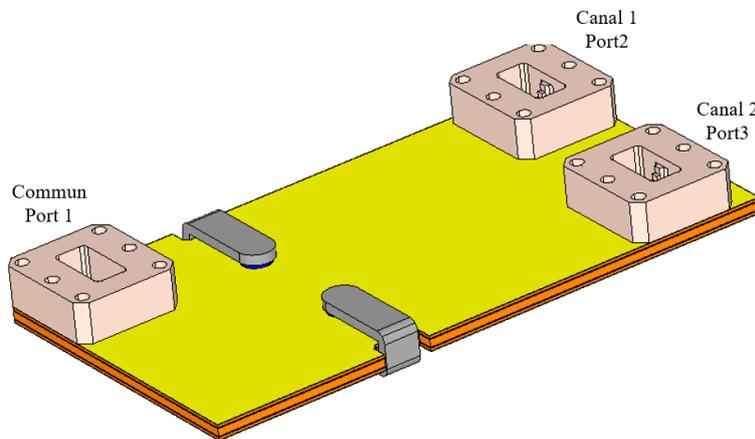


Figure 4-29. Modèle 3D du diplexeur AFSIW.

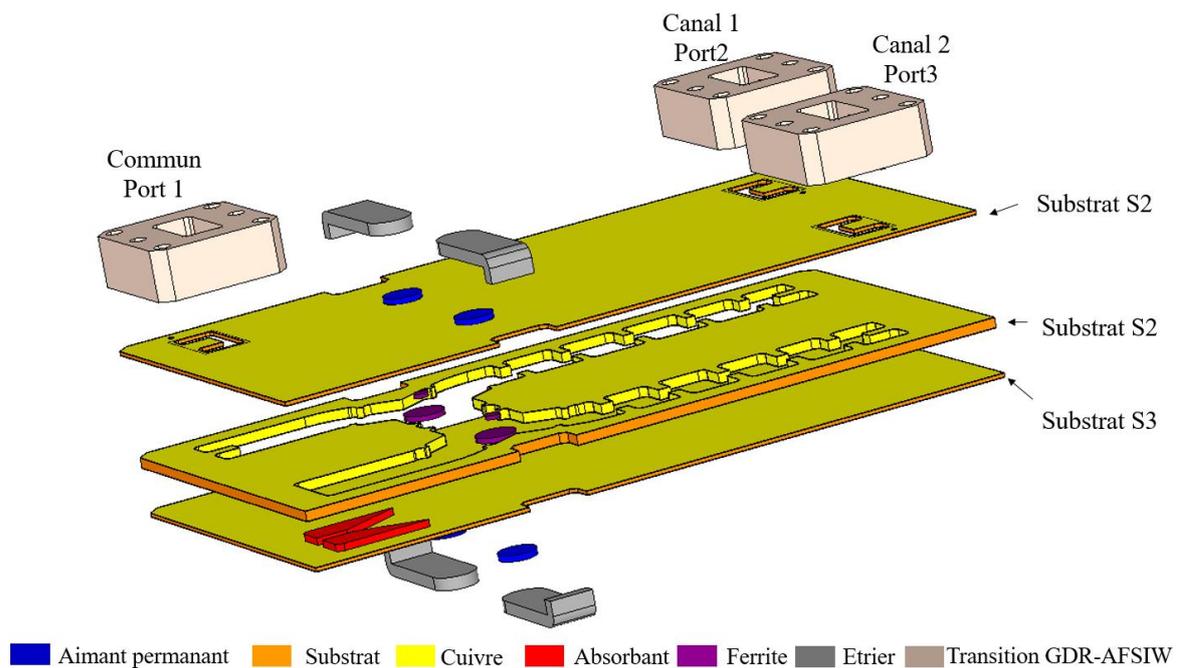


Figure 4-30. Vue éclatée du diplexeur AFSIW.

Les résultats de simulation EM du diplexeur sont présentés dans les figures 4-31 et 4-32, en prenant en compte la spécification détaillée dans les tableaux 4-6, 4-7 et 4-8.

Le diplexeur AFSIW conçu est conforme selon les pertes d'insertion, adaptations, réjections et isolations entre canaux spécifiées.

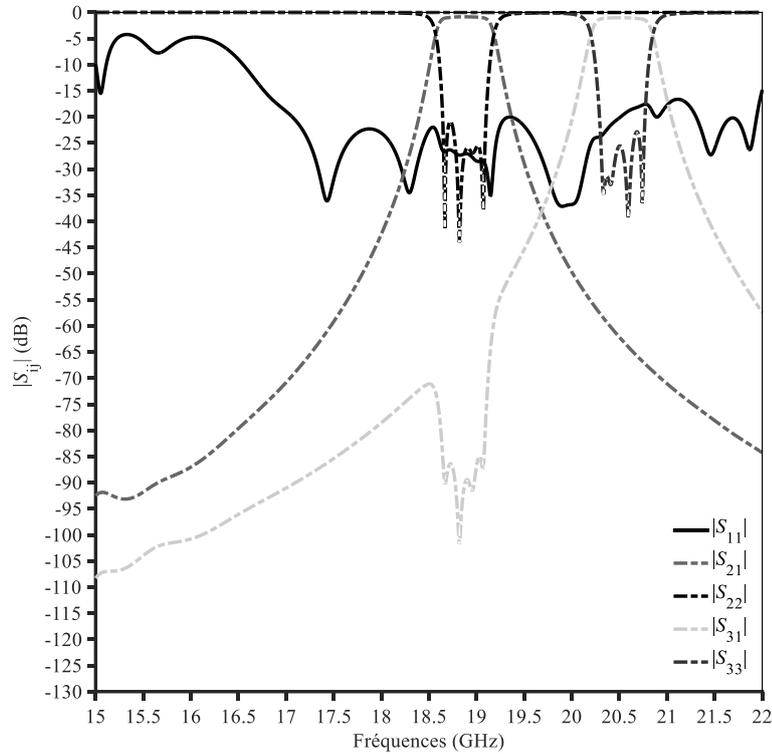


Figure 4-31. Paramètres S transmissions et adaptations simulées du diplexeur AFSIW conçu.

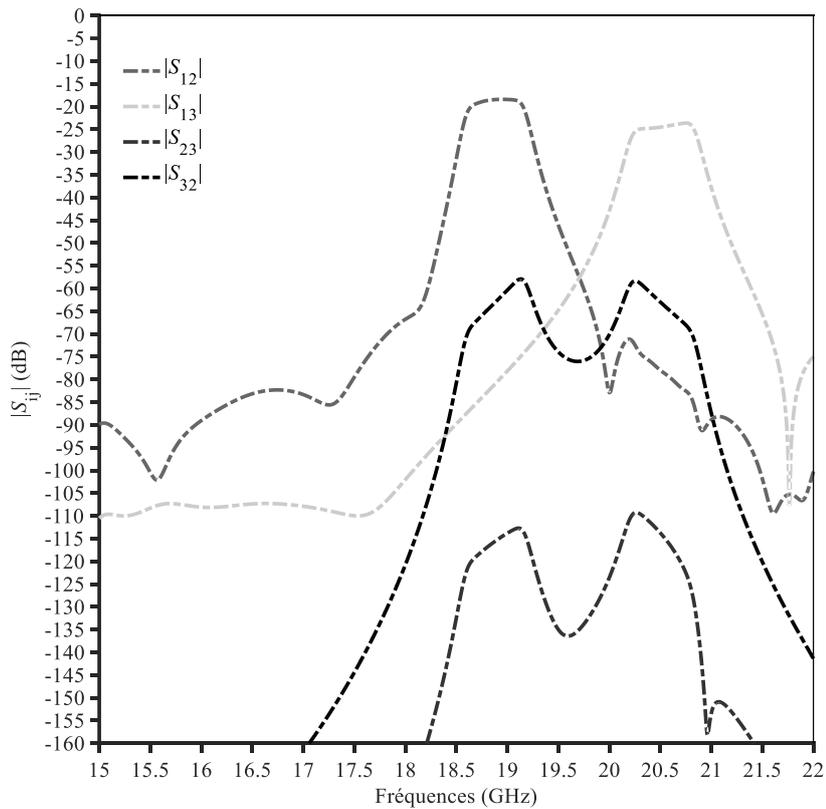


Figure 4-32. Paramètres S des isolations simulées du diplexeur AFSIW conçu.

Tableau 4-6. Comparaison simulations et spécification du canal 1 du diplexeur AFSIW.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification	Simulation
18,7-19,05	Adaptation entrée/sortie	$ S_{11} $ (dB)	< -15	< -25
		$ S_{22} $ (dB)		< -22
	Pertes d'insertion	$- S_{21} $ (dB)	< 2	< 0,9
	Isolation	$- S_{13} $ (dB)	> 15	> 19
17,37-17,87	Réjection	$- S_{21} $ (dB)	> 40	> 47
17,87-18,37			> 20	> 23
19,37-19,87			> 20	> 22
19,87-20,37			> 40	> 46

Tableau 4-7. Comparaison simulations et spécification canal 2 du diplexeur AFSIW.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification	Simulation
20,37-20,7	Adaptation entrée/sortie	$ S_{11} $ (dB)	< -15	< -18
		$ S_{33} $ (dB)		< -25
	Pertes d'insertion	$- S_{31} $ (dB)	> 2	> 1,05
	Isolation	$- S_{12} $ (dB)	> 15	> 25
19-19,5	Réjection	$- S_{31} $ (dB)	> 40	> 48
19,5-20			> 20	> 25
21-21,5			> 20	> 23
21,5-22			> 40	> 45

Tableau 4-8. Comparaison simulations et spécification isolation entre canaux.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification	Simulation
18,7-19,05	Isolation canal 1 et canal 2	$- S_{32} $ (dB)	> 50	> 55
		$- S_{23} $ (dB)		> 113
$- S_{32} $ (dB)		> 56		
$- S_{23} $ (dB)		> 100		
18,7-19,05				

4.4.2. Tenue en puissance du diplexeur

Pour évaluer la tenue en puissance du diplexeur AFSIW dans les conditions spatiales, il est nécessaire de déterminer sa tenue en puissance crête, en pression partielle et sous vide afin d'estimer les puissances seuils du déclenchement du corona et multipactor. Pour cela, les lignes des champs EM sont calculées avec le logiciel CST pour les deux fréquences centrales de chaque canal, puis ces derniers sont injectés dans le logiciel Spark 3D.

Les résultats de corona et multipactor de la transition GDR vers AFSIW proposée sont illustrés respectivement dans les figures 4-33 et 4-34. Le diplexeur conçu démontre une tenue en puissance maximale de 27 W en corona et 1300 W en multipactor.

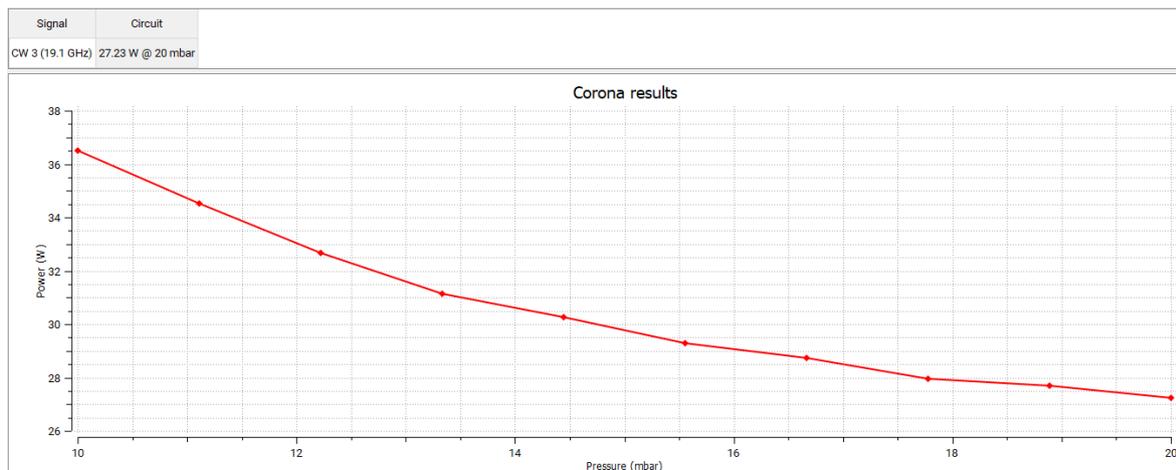


Figure 4-33. Résultats du seuil corona du diplexeur AFSIW.

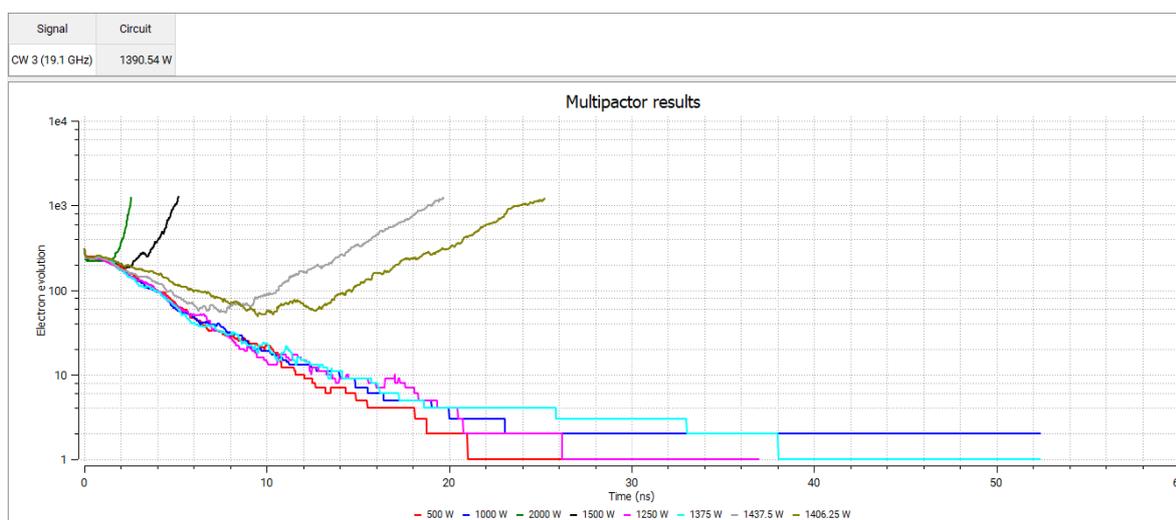


Figure 4-34. Résultats du test multipactor du diplexeur AFSIW.

4.4.3. Réalisation et mesures du diplexeur

À des fins de démonstration, le diplexeur AFSIW illustré dans la figure 4-35 est conçu, fabriqué et mesuré pour évaluer la performance électrique et pour valider le modèle de conception décrit dans la partie précédente.

Le diplexeur a été fabriqué avec trois couches de substrat RT/Duroid 6002. Le substrat S2 a une épaisseur de $H_{S2} = 1,524$ mm identique à l'épaisseur choisi dans la partie précédente, les substrats S1 et S3 ne jouent aucun rôle électromagnétique, ils sont utilisés dans cette conception uniquement pour la tenue mécanique. Cependant, ils conditionnent la distance entre les aimants et les ferrites, ainsi que dans la dissipation de la puissance absorbée par les ferrites et transformer par effet joule en calories thermiques. Partant de ce fait, ils ont une épaisseur $H_{S1} = H_{S3} = 0,508$ mm. Cela permet de diminuer la résistance thermique engendrée par le substrat S3.

Les ferrites, absorbants et les brides WR51 ont été découpés avec une machine CNC afin d'obtenir la forme et les dimensions souhaitées. Ensuite, les ferrites et les absorbants ont été collés à l'aide d'une colle époxy à faible épaisseur et pertes EM.

Pour la polarisation de la double jonction de circulateurs avec un ferrite saturé, on utilise deux aimants samarium d'un diamètre de 6 mm, d'une épaisseur de 1 mm et d'un champ magnétique statique rémanent de 0,92 T. Les deux aimants ont été collés chacun sur les faces extérieures des substrats S1 et S3. Deux étiers en acier doux, illustrés dans la figure 4-36, sont utilisés pour garantir le bon fonctionnement du diplexeur AFSIW, ainsi que son étanchéité magnétostatique.

Pour compenser l'effet des tolérances de fabrication sur les performances du diplexeur, des vis de réglage ont été introduites dans la transition GDR vers AFSIW, ainsi que les cavités et les iris de chaque filtre de canal.

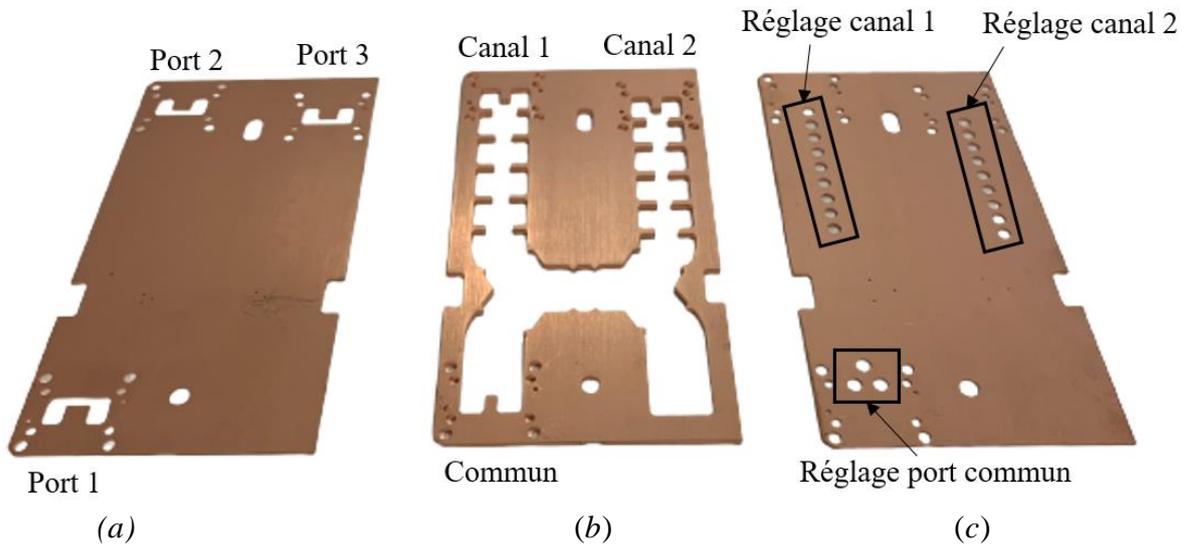


Figure 4-35. Photo du diplexeur réalisé avant assemblage : (a) substrat S1, (b) substrat S2 et (c) substrat S3.

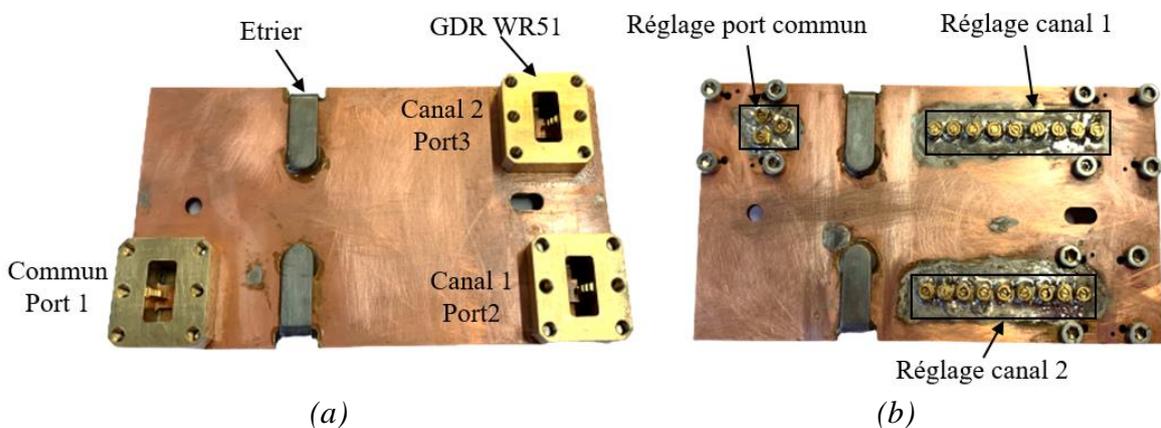


Figure 4-36. Photo du diplexeur AFSIW après assemblage : (a) vue de dessus et (b) de dessous.

Les mesures sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, d'un montage de test GDR standard illustré dans la figure 4-37 et d'un kit de calibration TRL WR51 en technologie GDR pour éliminer les effets des transitions et du câble.

Les résultats de simulation et mesures du prototype de diplexeur AFSIW réalisé sont illustrés sur les figures 4-38, 4-38 et 4-39. Un bon accord entre la simulation et les résultats expérimentaux est obtenu.

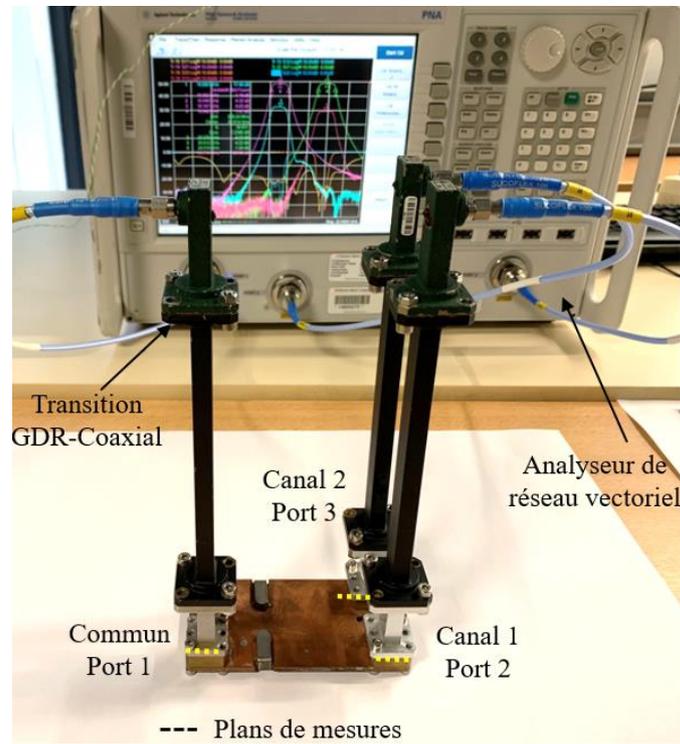


Figure 4-37. Dispositif de mesure du diplexeur AFSIW.

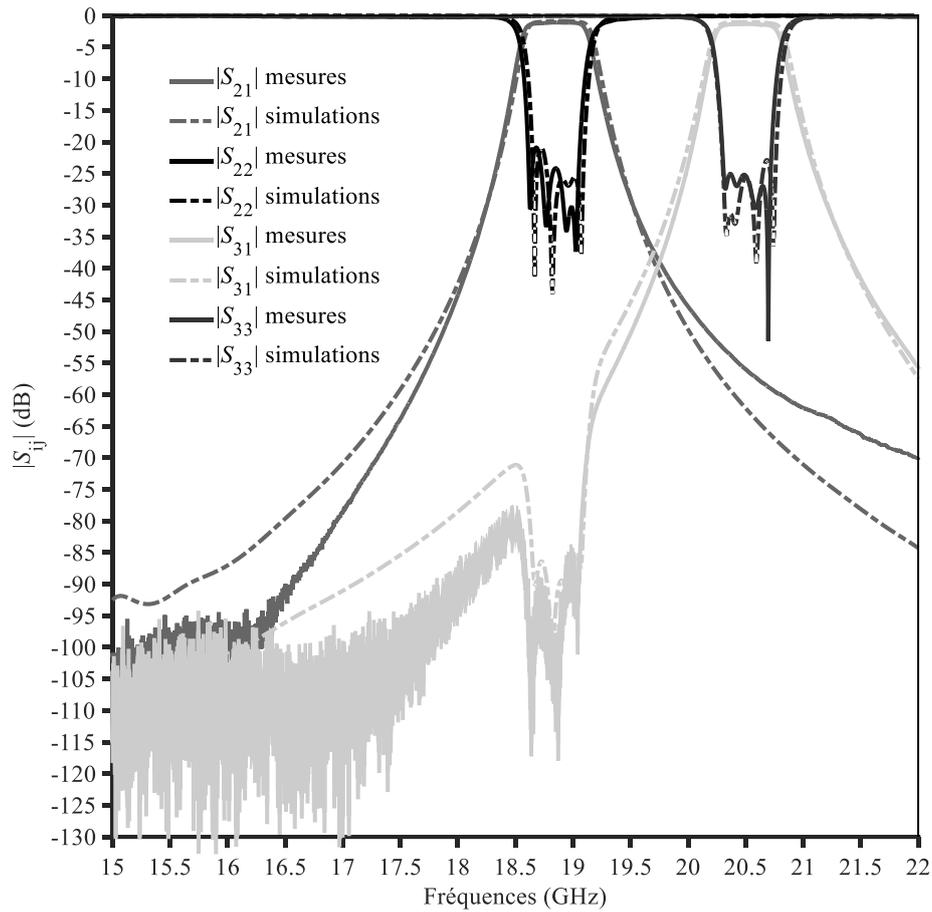


Figure 4-38. Simulations et mesures des transmissions et adaptations du diplexeur AFSIW.

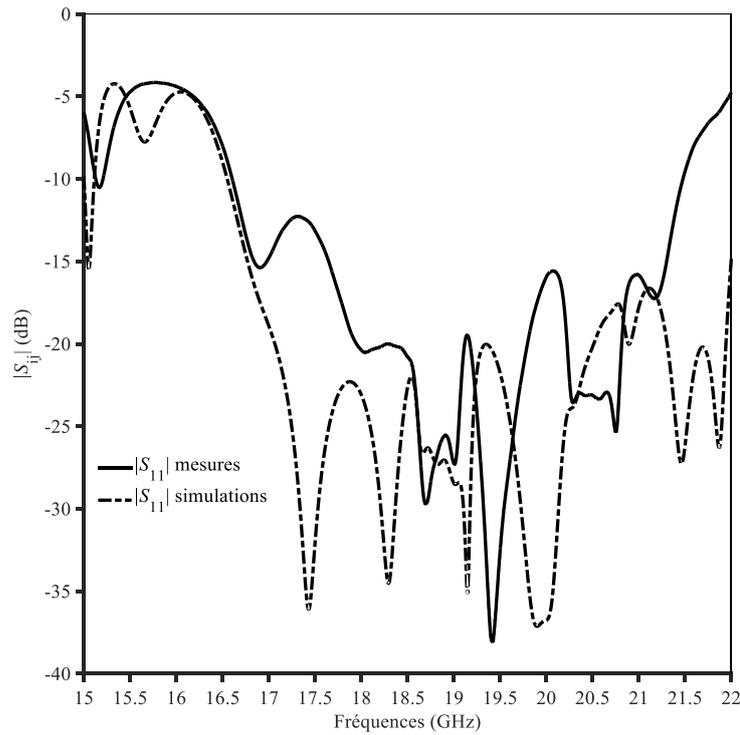


Figure 4-39. Simulations et mesures de l'adaptation du port commun du diplexeur.

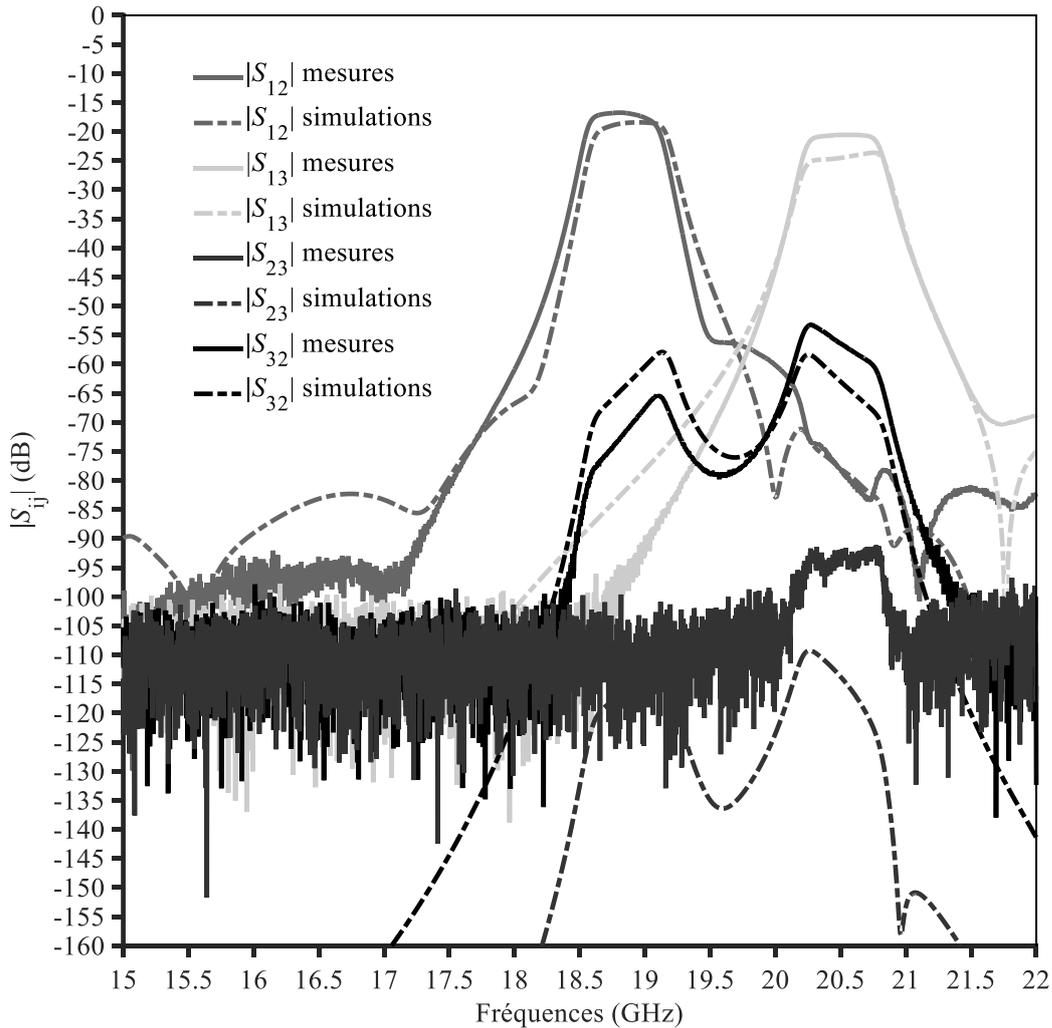


Figure 4-40. Simulations et mesures des isolations du diplexeur AFSIW.

Pour évaluer les mesures du diplexeur en fonction de l'environnement. Des mesures en températures entre $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ du diplexeur ont été effectuées. Elles sont illustrées dans la figure 4-41. Mesures des transmissions et adaptations des canaux du diplexeur en fonctions des températures à $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$, $23\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Les résultats obtenus démontrent une bonne stabilité thermique de -20 ppm du diplexeur AFSIW. Les tableaux 4-9, 4-10 et 4-10 résument les résultats de mesures du diplexeur entre les températures $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Les résultats de mesures valident le bon fonctionnement du duplexeur ainsi que sa conformité avec les spécifications demandées en termes d'adaptations, pertes d'insertion et isolations. Cependant, une légère non-conformité est observée sur les deux paramètres de la réjection des deux canaux, soit 19 et 18 dB mesurés au lieu 20 dB pour les canaux 1 et 2 respectivement. Cette non-conformité est essentiellement due au dégage fréquentiel du filtre en fonction de la température. Pour résoudre cela, il suffit de régler le filtre en anticipant son décalage, ou utiliser des cavités résonantes auto compensées thermiquement [4]. La première solution est la plus envisageable, car elle ne nécessite pas un changement de conception.

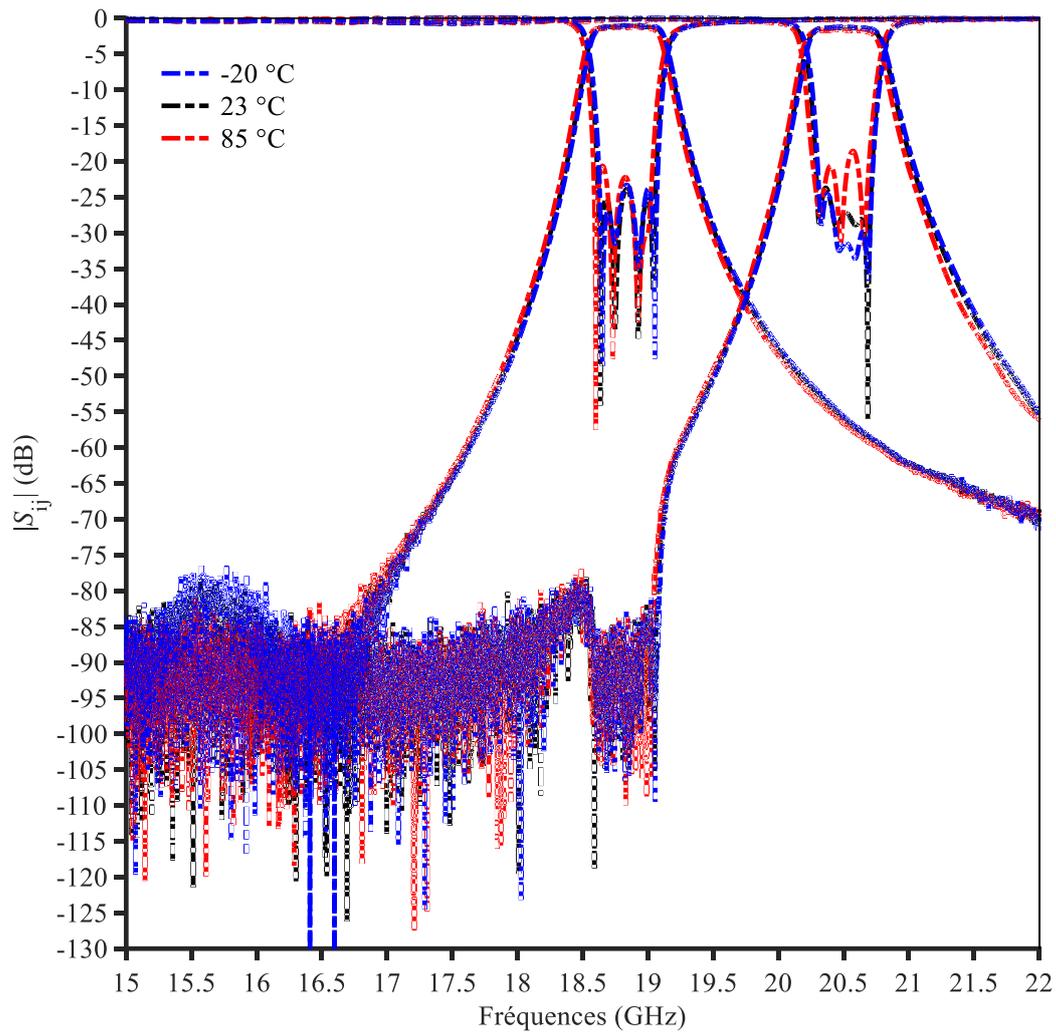


Figure 4-41. Mesures des transmissions et adaptations des canaux du diplexeur en fonctions des températures à -20 °C, 23 °C et 85 °C.

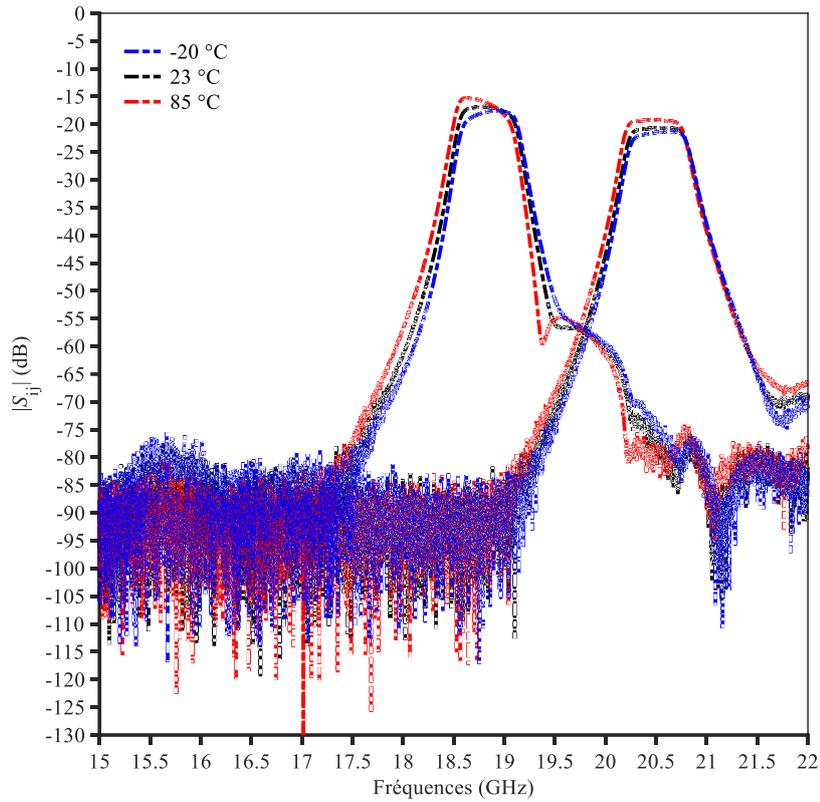


Figure 4-42. Mesures des isolations entre canaux et port commun du diplexeur en fonction des températures à -20 °C, 23 °C et 85 °C.

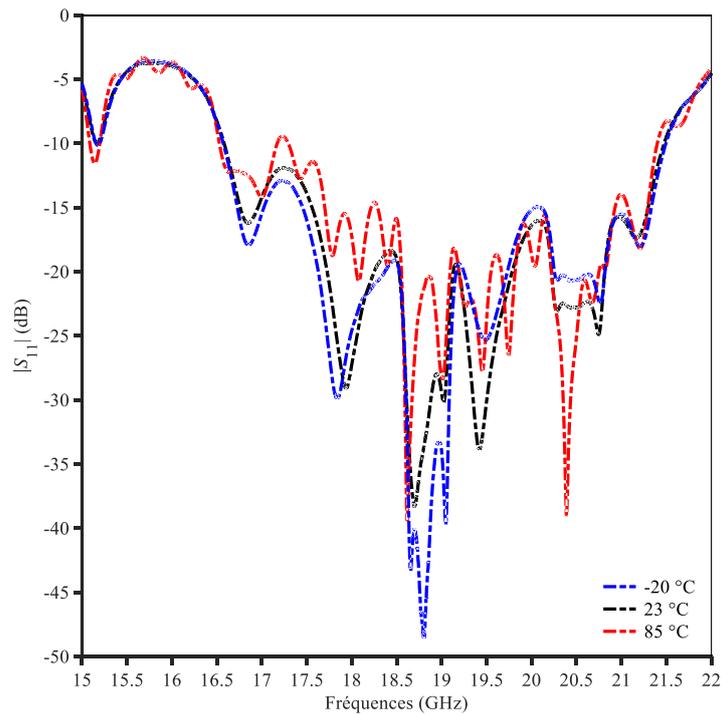


Figure 4-43. Mesures de l'adaptation du port commun en fonction des températures à -20 °C, 23 °C et 85 °C.

Tableau 4-9. Comparaison mesures et spécification du canal 1 du diplexeur AFSIW dans la plage de températures allant de -20 °C à 85 °C.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification	Mesure
18,7-19,05	Adaptation entrée/sortie	$ S_{11} $ (dB)	< -15	< -20
		$ S_{22} $ (dB)		< -22
	Pertes d'insertion	$- S_{21} $ (dB)	< 2	< 1,4
	Isolation	$- S_{13} $ (dB)	> 15	> 19
17,37-17,87	Réjection	$- S_{21} $ (dB)	> 40	> 49
17,87-18,87			> 20	> 19
19,37-19,87			> 20	> 21
19,87-20,37			>40	> 42

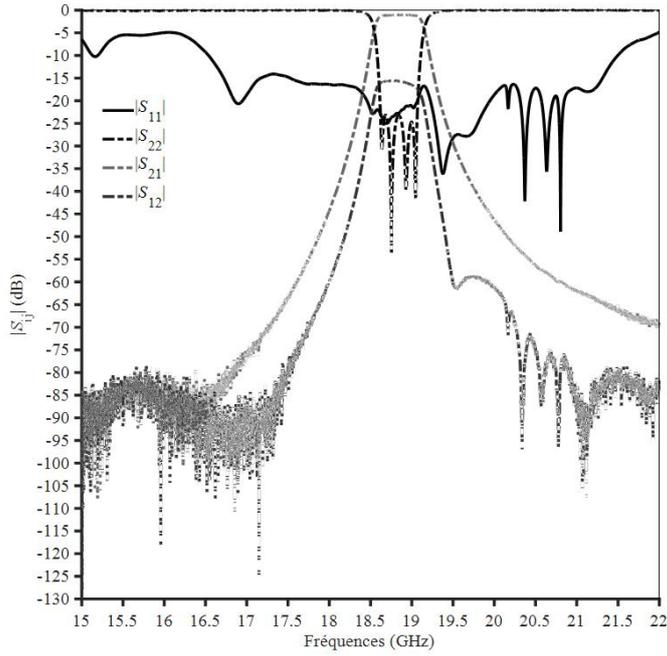
Tableau 4-10. Comparaison mesures et spécification canal 2 du diplexeur AFSIW dans la plage de températures allant de -20 °C à 85 °C.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification	Mesure
20,37-20,7	Adaptation entrée/sortie	$ S_{11} $ (dB)	< -15	< -20
		$ S_{33} $ (dB)		< -18
	Pertes d'insertion	$- S_{31} $ (dB)	< 2	< 1,69
	Isolation	$- S_{12} $ (dB)	> 15	> 19
19-19,5	Réjection	$- S_{31} $ (dB)	> 40	> 48
19,5-20			> 20	> 21
21-21,5			> 20	> 18
21,5-22			> 40	> 41

Tableau 4-11. Comparaison mesures et spécification des isolations entre canaux dans la plage de températures allant de -20 °C à 85 °C.

Fréquences (GHz)	Paramètres		Spécification	Mesure
18,7-19,05	Isolation canal 1 et canal 2	$- S_{32} $ (dB)	> 50	> 53
		$- S_{23} $ (dB)		> 70
18,7-19,05		$- S_{32} $ (dB)		> 53
		$- S_{23} $ (dB)		> 82

Pour démontrer l'intérêt de la topologie du diplexeur choisie, des mesures de cas de défaut représenté par un court-circuit sur le canal 2 et 1 sont illustrées respectivement dans les figures 4-44 et 4-45. Les résultats obtenus démontrent le fonctionnement indépendant de chaque canal, ce qui rend cette solution avantageuse pour la redondance du diplexeur en cas de panne des circuits interconnectés à ce dernier.

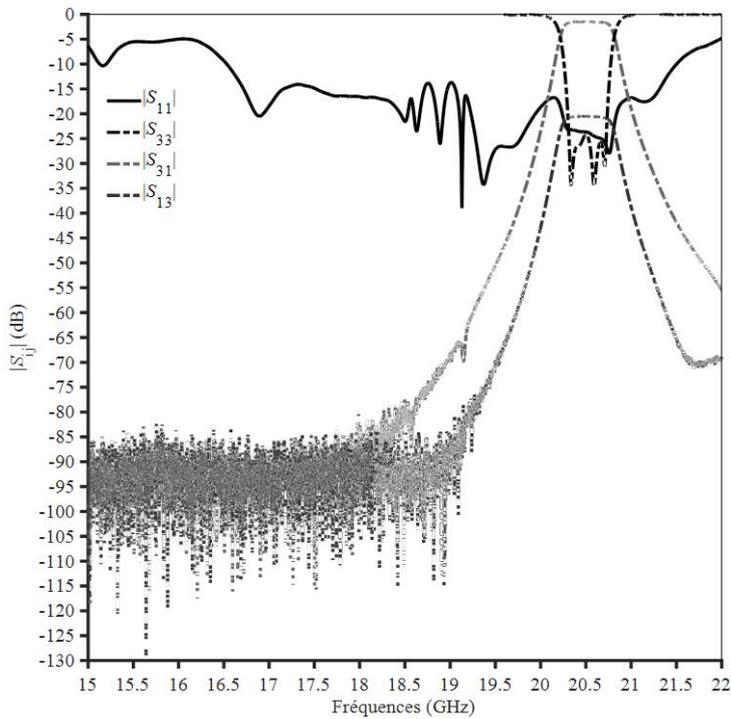


(a)



(b)

Figure 4-44. (a) résultat de mesure du diplexeur avec le canal 2 court-circuité comme illustré sur (b) la photo du diplexeur.



(a)



(b)

Figure 4-45. (a) résultat de mesure du diplexeur avec le canal 1 court-circuité comme illustré sur (b) la photo du diplexeur.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, la conception d'un diplexeur AFSIW interconnecté avec des GDR opérant dans la bande Ka en liaison descendante avec une spécification industrielle est présentée. La conception est basée sur deux filtres de canal couplés via une double jonction composée d'un circulateur et un isolateur.

Tout d'abord, pour interconnecter le diplexeur, une transition GDR vers AFSIW est étudiée, avec une conception basée sur des transformateurs d'impédance implémentés par des marches intégrées dans le GDR et le PCB multicouche de la ligne AFSIW. La transition GDR vers AFSIW a été réalisée et mesurée. Les performances obtenues démontrent ses faibles pertes d'insertion (0,2 dB maximum) et une large bande passante (25 %). La conception de la transition GDR vers AFSIW a été améliorée en intégrant des vis de réglage pour pallier les tolérances de fabrication et augmenter le rendement de la production.

Ensuite, l'élément central du diplexeur constitué d'une double jonction (circulateur et isolateur) a été conçu en intégrant le circulateur large bande et une charge réalisée dans les chapitres 2 et 3. Pour optimiser la polarisation de la double jonction, des étriers en acier doux ont été utilisés. Ils permettent une polarisation correcte de la double jonction, ainsi que son étanchéité magnétostatique. A des fins de démonstration, l'isolateur a été réalisé et mesuré en faible signal.

Après la réalisation et la validation des briques élémentaires composant le diplexeur, les filtres de canal AFSIW de quatrième ordre ont été synthétisés et conçus indépendamment afin d'adresser la spécification demandée en termes de réjection et adaptation. Ensuite, ces filtres ont été intégrés à l'ensemble des briques élémentaires. Une fois la conception du diplexeur figée, ce dernier a été réalisé, assemblé et mesuré en faible signal dans une plage de température allant de -20 à 85 °C. Les résultats obtenus démontrent le bon fonctionnement du diplexeur, ainsi que sa conformité vis-à-vis de la spécification demandée. Une légère non-conformité a été observée sur les réjections des filtres de canaux. Elle peut facilement être corrigée en anticipant le décalage de la réponse fréquentielle en fonction de la température.

Ce chapitre met en lumière le grand intérêt de la technologie AFSIW pour la réalisation de fonctions complexes telle qu'un diplexeur, ainsi que sa compatibilité avec des technologies standards telle que le GDR, ce qui facilite son intégration dans les systèmes hyperfréquences destinés à des applications spatiales.

Références

- [1] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems—Theory and CAD*. Norwood, MA: Artech House, 1993.
- [2] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007, ch. 14, pp. 501-530.
- [3] G. Matthaei, L. Young, and M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1985.
- [4] T. Martin, “Air-filled substrate integrated waveguide (AFSIW) filters and multiplexers for space application,” Thèse de doctorat en électronique, sous la direction de Anthony Ghiotto, Bordeaux, Université de Bordeaux, 2020.
- [5] F. Parment, A. Ghiotto, T. -P. Vuong, J. -M. Duchamp, and K. Wu, “Broadband transition from dielectric-filled to air-filled Substrate Integrated Waveguide for low loss and high power handling millimeter-wave Substrate Integrated Circuits,” 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), 2014, pp. 1-3.
- [6] T. Martin, A. Ghiotto, and F. Lotz, “Compact G-CPW fed air-filled SIW (AFSIW) filters for systems on substrate,” 2021 IEEE MTT-S International Microwave Filter Workshop (IMFW), 2021, pp. 59-61,
- [7] J. -C. Henrion et al., “Multilayer GCPW-to-AFSIW transition for high-performance systems on substrate,” in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 676-679, June 2022.
- [8] T. Martin, F. Parment, A. Ghiotto, T. -P. Vuong, and K. Wu, “Air-Filled SIW interconnections for high performance millimeter-wave circuit and system prototyping and assembly,” 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), 2017, pp. 302-304.
- [9] A. Ghiotto, I. Marah, A. Marque, and F. Lotz, “Rectangular waveguide test fixture for SIW component and circuit measurements,” 2021 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC), 2021, pp. 1-4.
- [10] J. Helszajn, *Waveguide Junction Circulators*, New York: John Wiley and Sons, 2009, pp. 199-225.
- [11] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook MIT Radiation Laboratory Series*, New York: McGraw-Hill, vol. 10, pp. 312-313 1948.
- [12] A. Casanueva, J. A. Pereda, and A. Mediavilla, “Optimum compact H- and E-plane corners in rectangular waveguide,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 42, no. 6, pp. 494-497, Sep. 2004.
- [13] K. Shamsaifar, “Designing iris-coupled waveguide filters using the mode-matching technique,” *Microwave Journal*, Jan. 1992.
- [14] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007, ch. 14, pp. 501-530.

Conclusion

La conception de charges et circulateurs en technologie AFSIW est adressée dans le cadre de cette thèse, ainsi que leur intégration pour la réalisation de dispositifs indispensables tels que les isolateurs et les diplexeurs. Les spécifications ciblées dans cette thèse ont été imposées par le CNES pour les circulateurs et par Cobham Microwave pour le diplexeur, ce qui montre l'intérêt industriels des réalisations effectuées dans cette thèse. Les circulateurs et charges AFSIW développés dans le cadre de cette thèse ont fait objet de deux brevets internationaux, qui témoignent de leurs originalités. De plus, ces dispositifs ont été valorisés par des publications nationales et internationales dans les plus importantes conférences dans le domaine des hyperfréquences.

L'ensemble des réalisations effectuées dans cette thèse sont détaillées dans les paragraphes suivants :

Dans le chapitre 2, la conception de charges AFSIW opérant dans la bande de fréquence 17,3 – 21,2 GHz destinées à une application spatiale est présentée. Dans l'optique d'optimiser la dissipation de l'énergie absorbée par la charge et l'adaptation d'impédance, les conceptions proposées sont basées sur l'intégration des matériaux absorbants dans la ligne de transmission AFSIW et sur l'adaptation d'impédance en exploitant différentes formes géométriques de l'absorbant. Tout d'abord, une terminaison AFSIW chargée en matériau absorbant de pleine hauteur est étudiée, avec une conception basée sur la théorie du transformateur multi-sections. Une seconde conception de terminaisons AFSIW chargées de matériau absorbant à hauteur partielle améliorée est ensuite introduite pour réduire la taille de la charge ainsi que pour améliorer la distribution de l'énergie dissipée dans le matériau absorbant. Cette conception est basée sur le calcul de permittivité effective d'un modèle diélectrique multicouche. Pour la validation expérimentale, les prototypes de charges AFSIW basés sur un matériau absorbant à hauteur partielle ont été réalisés avec différentes géométries. Les charges réalisées ont été mesurées et les résultats obtenus démontrent le fonctionnement des charges réalisées avec une adaptation supérieure à 20 dB dans toute la bande de fréquences ciblée. Pour augmenter la tenue en puissance des charges AFSIW, l'introduction de matériau absorbant céramique de très haute température de fonctionnement a été présentée. La charge a été mesurée en faible et forte puissance. Les résultats obtenus démontrent une adaptation supérieure à 20 dB et une tenue en puissance de 120 W maximum à pression et température ambiante (1000 mbar et 23°C). Pour réduire le coût et les itérations des procédés de fabrication, une topologie innovante basée sur l'injection de matériau absorbant coulable a été proposée, réalisée et mesurée. Les résultats obtenus démontrent le fonctionnement de la charge avec une adaptation supérieure à 22 dB.

Le chapitre 3 a été consacré à la conception de circulateurs à jonction Y en technologie AFSIW. Tout d'abord, le principe de fonctionnement des circulateurs à jonction Y a été introduit en le définissant par sa matrice de diffusion. Ensuite, pour la conception de circulateurs AFSIW dans la bande Ka, un ferrite spinelle a été sélectionné sous les critères de fréquence opérationnelle, stabilité thermique et forte tenue en puissance. Une fois le choix du ferrite est figé, une première conception de circulateurs AFSIW est rapportée. Elle est basée sur l'utilisation de deux postes de ferrites asymétriques. La particularité de cette topologie permet d'obtenir la fonction de circulateur sans l'utilisation des « ridges » pour l'adaptation, ce qui facilite l'implémentation en PCB multicouches. Pour valider le fonctionnement de cette conception et comparer les performances des technologies AFSIW et GDR, deux prototypes de circulateurs ont été réalisés et mesurés. Les performances obtenues démontrent le fonctionnement du circulateur conçu avec une large bande du circulateur (25 % de bande passante), de faibles pertes d'insertions (0,2 et 0,3 dB maximum pour le GDR et AFSIW respectivement) et une forte tenue en puissance en onde continue (200 W à pression et températures ambiantes). Cependant, la tenue en puissance en onde crête reste limitée par la présence du vide entre les deux ferrites. Pour pallier à cela, une seconde conception originale de circulateur AFSIW basée sur un poste ferrite à hauteur complète et une adaptation diélectrique est proposée. Cette conception permet, par la suppression du vide dans la région critique située entre les ferrites dans une conception classique, une forte tenue en puissance crête, et par conséquent, une forte tenue en multiplicator. Des résultats de mesure de cette topologie ont démontré le fonctionnement de circulateurs avec des pertes d'insertion de 0,68 dB, une adaptation et une isolation supérieures à 20 dB. Les circulateurs proposés dans ce chapitre présentent de nouveaux concepts de circulateurs AFSIW à jonction en Y, doté d'une grande capacité de tenue en puissance crête, en onde continue et en multiplicator. Les circulateurs conçus étendent les capacités des circuits imprimés et ouvrent la porte à l'intégration sur substrat de circuits et de systèmes hyperfréquences de haute puissance. Les conceptions originales proposées ont fait l'objet du dépôt de deux brevets internationaux.

Suite à la conception de circulateurs et charges, le chapitre 4 rapporte leurs intégrations pour la conception d'un diplexeur AFSIW dans la bande Ka. Pour cela, tout d'abord, pour interconnecter le diplexeur, une transition GDR vers AFSIW est étudiée, avec une conception basée sur des transformateurs d'impédance implémentés par des marches intégrées dans le GDR et le PCB multicouche de la ligne AFSIW. La transition GDR vers AFSIW a été réalisée et mesurée. Les performances obtenues démontrent ses faibles pertes d'insertion (0,2 dB maximum) et une large bande passante (25 %). La conception de la transition GDR vers AFSIW a été améliorée en intégrant des vis de réglage pour pallier les tolérances de fabrication et augmenter le rendement de la production. Ensuite, l'élément central du diplexeur constitué d'une double jonction (circulateur et isolateur) a été conçu en intégrant le circulateur large bande et une charge réalisée dans les chapitres 2 et 3. Pour optimiser la polarisation de la double jonction, des étriers en acier doux ont été utilisés. Ils permettent une polarisation correcte de la double jonction, ainsi que son étanchéité magnétostatique. A des fins de démonstration, l'isolateur a été réalisé et mesuré en faible signal. Après la réalisation et la validation des briques élémentaires composant le diplexeur,

les filtres de canal AFSIW de quatrième ordre ont été synthétisés et conçus indépendamment afin d'adresser la spécification demandée en termes de réjection et adaptation. Ensuite, ces filtres ont été intégrés à l'ensemble des briques élémentaires. Une fois la conception du diplexeur figée, ce dernier a été réalisé, assemblé et mesuré en faible signal dans une plage de température allant de -20 à 85 °C. Les résultats obtenus démontrent le bon fonctionnement du diplexeur, ainsi que sa conformité vis-à-vis de la spécification demandée. Une légère non-conformité a été observée sur les réjections des filtres de canaux. Elle peut facilement être corrigée en anticipant le décalage de la réponse fréquentielle en fonction de la température.

Perspectives

La mise en œuvre des charges hyperfréquences en technologie AFSIW a été démontrée dans le chapitre 2. Le modèle de conception des charges a été basé sur des transformateurs d'impédance. Ce modèle a été utilisé uniquement pour exprimer la technique d'adaptation d'impédance des charges sans prendre en compte les pertes EM engendrées par les matériaux absorbants. Pour une modélisation plus complète, il pourrait être intéressant de développer un modèle de transformateur d'impédance en prenant en compte les parties réelle et imaginaire de la constante de propagation. Le développement de charges AFSIW rapporté dans cette thèse est basé sur l'utilisation des absorbants à hauteur partielle avec une variation de la géométrie uniquement dans la surface des matériaux absorbants. En effet, pour réduire les coûts d'approvisionnement et de fabrication, les matériaux absorbants ont été achetés sous forme de feuilles usinable uniquement en 2D. L'utilisation des matériaux absorbants imprimés en 3D pourrait offrir un avantage supplémentaire, pour améliorer davantage l'adaptation d'impédance, ainsi que l'encombrement des charges proposées tout en conservant un faible coût de réalisation. Les charges AFSIW proposées dans le chapitre 2 ciblent des applications spatiales de forte et faible puissance. Les charges AFSIW de forte tenue en puissance ont été testées uniquement à pression et températures ambiantes, pour évaluer leurs tenues en puissance dans les conditions spatiales, il est suggéré d'implémenter des tests sous vide. Concernant les charges AFSIW de faible puissance, il est important de proposer des développements ciblant des applications en réception dans la bande Ka en liaison montante.

Le chapitre 3 rapporte l'implémentation des circulateurs en plateformes AFSIW avec de faibles pertes d'insertion et fortes tenues en puissance en onde continue et pulsée. Le ferrite utilisé pour la conception des circulateurs est basé sur le matériau spinelle. Ce dernier a une faible aimantation rémanente. Par conséquent, des aimants permanents sont apportés afin de le polariser. Un autre type de ferrite dit hexagonale possède la caractéristique de forte aimantation rémanente et suscite donc l'intérêt des chercheurs pour la conception de circulateurs sans l'utilisation des aimants. L'implémentation des ferrites hexagonaux pour la réalisation des circulateurs ouvre une perspective du développement des circulateurs AFSIW sans aimant, ce qui permettra d'augmenter encore plus la capacité d'intégration des circulateurs AFSIW proposés dans le cadre de cette thèse.

La forte capacité d'intégration de la technologie AFSIW a été mise en œuvre pour la réalisation du diplexeur rapporté dans le chapitre 4. Le fonctionnement de ce dernier a été prouvé par des tests en faible signal. Pour pousser ce développement, une qualification spatiale du diplexeur permettra d'évaluer la maturité de la technologie AFSIW d'une manière générale, et de sauter l'étape du développement dans un laboratoire à un vol dans

une orbite. Les circulateurs et charges AFSIW décrits dans les chapitres 2 et 3 ont été publiés dans des conférences internationales. En revanche, les résultats du diplexeur n'ont pas encore été valorisés. Ces résultats pourront faire l'objet d'une soumission à transaction MTT (*Microwave Theory and Techniques*). Enfin, pour enrichir la bibliothèque des dispositifs hyperfréquence en technologie AFSIW, la conception des systèmes d'émission et de réception en intégrant des composants passifs et actifs, pourrait être bonne initiative pour le développement et la maturité de cette plateforme innovante.

Liste des publications

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont été valorisés dans des conférences nationales et internationales. Ainsi, deux brevets internationaux ont été déposés. La liste des publications et brevets est détaillée ci-dessous :

Brevets (2)

- **I.Marrah**, A. Boisse, A. Ghiotto, and J.-M. Pham, “Composant micro-ondes non réciproque,” dépôt brevet d’invention / patent registration, FR 21 01525.
- **I.Marrah**, A. Boisse, A. Ghiotto, and J.-M. Pham, “Composant micro-ondes non réciproque,” dépôt brevet d’invention / patent registration, FR 21 01524.

Conférences internationales (5)

- **I.Marrah**, A. Ghiotto, A. Verger, and J. -M. Pham, “High Power AFSIW Circulator with Full Height Ferrite Post,” ESA Space Passive Component Days (SPCD). 11-15 Octobre 2022.
- **I.Marrah**, A. Ghiotto, A. Verger, and J. -M. Pham, “AFSIW Y-junction Circulator for High-power Handling New Space Applications,” IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2022. (DOI: 10.1109/IMS37962.2022.9865446 – IEEE Xplore).
- Ghiotto, A. Marque, **I. Marrah**, and F. Lotz, “Rectangular Waveguide Test Fixture for SIW Component and Circuit Measurements,” IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC), 17-19 Dec. 2021.
- **I. Marrah**, A. Ghiotto, A. Verger, and J. -M. Pham, “A Test Fixture for the Measurement of 3-port Y-junction AFSIW Circuits,” 2021 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), 2021, pp. 305-307. (DOI: 10.1109/IMWS-AMP53428.2021.9643855 – IEEE Xplore).
- **I. Marrah**, A. Ghiotto, J.-M. Pham, A. Verger, and E. Laroche, “Reduced-height waveguide Y-junction circulator based on two asymmetrical gyromagnetic posts,” 2021 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2021, pp. 657-660. (DOI: 10.1109/IMS19712.2021.9574830 – IEEE Xplore).
- **I. Marrah**, A. Ghiotto, J.-M. Pham, T. Martin, and A. Boisse, “AFSIW termination with full- and partial-height absorbing material loading,” 49th IEEE European Microwave Conference (EuMC), Paris, 29 Sep. – 4 Oct. 2019. (DOI: 10.23919/EuMC.2019.8910911 – IEEE Xplore).

Prix (1)

- 2022 : prix de la meilleure présentation poster de la journée nationale des microondes (JNM).

Conférences nationales (2)

I. Merah, A. Ghiotto, A. Verger et J. -M. Pham, “Circulateur guide d'ondes à hauteur réduite basé sur deux disques gyromagnétiques asymétriques,” *Journées Nationales Microondes (JNM)*, 7-10 Juin 2022.

M. Le Gall, A. Ghiotto, **I. Merah**, and F. Lotz, “ Filtre pseudo-elliptique AFSIW avec des résonateurs en anneau complémentaire réglable,” *Journées Nationales Microondes (JNM)*, 7-10 Juin 2022.

Titre : Éléments non-réciproques et systèmes de filtrage hyperfréquences en technologie AFSIW destinés à des applications spatiales

Résumé

L'émergence de nouvelles applications spatiales, notamment les constellations de satellites pour les services de télécommunication et de surveillance, confronte la charge utile des satellites à des défis majeurs. En effet, lors de cette dernière décennie, le marché du spatial, avec l'arrivée de nouvelles entreprises, a pris un virage important vers sa « démocratisation ». Par conséquent, de nouvelles exigences sont introduites pour les charges utiles. Elles consistent à une production de masse, tout en réduisant les coûts, l'encombrement et les délais (CED) de réalisations, sans détriment de la fiabilité et des performances. L'essor des technologies planaires, notamment le guide d'onde intégré au substrat (SIW), porte un premier élément de réponse à ces nouvelles exigences, basée sur des procédés de cartes imprimées (PCD), la technologie SIW permet d'une manière générale un gain de masse et d'encombrement des composants comparé à la technologie de guide d'ondes rectangulaire (GDR). Cependant, la propagation de l'onde électromagnétique (EM) dans le substrat du PCB engendre des pertes supplémentaires. Dans l'optique d'améliorer les performances en termes des pertes et la tenue en puissance des composants SIW, la technologie AFSIW (Air-Filled Substrat Integrated Waveguide) a été proposée. Elle consiste à intégrer des GDR dans un substrat rempli d'air. Cette technologie réduit considérablement les pertes EM. De plus, la technologie AFSIW est basée sur un empilement de PCB. Elle offre également les mêmes avantages que la technologie SIW. De ces faits, les composants AFSIW semblent répondre à l'équation entre CED et performances, en établissant un compromis. Elle offre ainsi une réponse au paradigme conflictuel entre les technologies SIW et GDR. Parmi les composants de la charge utile des satellites, le circulateur est un dispositif incontournable. Son fonctionnement non-réciproque fait de lui un composant indispensable. Le circulateur est souvent associé à une charge hyperfréquence. Il est notamment implémenté après les systèmes d'amplification, afin de protéger les amplificateurs de puissance de toute onde de retour ou désadaptation d'impédance située en amont de la source de puissance de transmission. Le fonctionnement particulier des circulateurs ne s'arrête pas là. Il permet par sa caractéristique de non-réciprocité diverses applications, notamment les diplexeurs et multiplexeurs hyperfréquences utilisés pour l'émission et la réception des signaux hyperfréquences sur des canaux différents. Avant cette thèse, aucun travail sur la réalisation de circulateurs et leurs implémentations dans les systèmes de filtrage en technologie AFSIW n'avait été fait. De ce fait, l'objectif de cette thèse est de mettre en lumière la conception de circulateurs et leurs intégrations pour la réalisation de diplexeurs en technologie AFSIW destinés à des applications spatiales.

Mots clés : Guide d'ondes intégré au substrat rempli d'air (AFSIW), ferrites, charges, circulateurs, isolateurs, multiplexeurs, applications spatiales.

Unité de recherche : Laboratoire IMS, 351 Cours de la Libération, 33400 Talence

Title : AFSIW Microwave Non-reciprocal Devices and Filtering Systems for New Space Applications

Abstract

The emergence of new space applications, notably satellite constellations for telecommunication and surveillance services, confronts the satellite payload with major challenges. Indeed, during the last decade, the space market, with the arrival of new companies, has taken a major turn towards its "democratization". Consequently, new requirements are introduced for payloads. They consist in a mass production, while reducing the costs, the size and the delays of manufacturing, without detriment of the reliability and the performances. The rise of planar technologies, in particular the substrate integrated waveguide (SIW), is a first response to these new requirements. Based on printed circuit board (PCB) processes, the SIW technology allows a general gain in mass and size of components compared to the rectangular waveguide technology. However, the propagation of the electromagnetic (EM) wave in the PCB substrate results in additional EM losses. In order to improve EM performance in terms of losses and power handling of SIW components, the AFSIW (Air-Filled Substrate Integrated Waveguide) technology has been proposed. It consists in integrating the rectangular wave guide in a substrate filled with air. The particularity of this technology is that it considerably reduces EM losses. In addition, the AFSIW technology is based on a stack of PCBs. It also offers the same advantages as the SIW technology. Therefore, AFSIW components seem to answer the equation between cost, size and delays of manufacturing, and performance, by establishing a compromise. It thus offers an answer to the conflicting paradigm between SIW and rectangular waveguide technologies. Among the components of the satellite payload, the circulator is an essential device. Its non-reciprocal operation makes it an indispensable component. The circulator is often associated with a microwave load. It is particularly implemented after the amplification systems, in order to protect the power amplifiers from any return wave or impedance mismatch located upstream of the transmission power source. The special operation of the circulators does not stop there. It allows, by its non-reciprocity characteristic, various applications, in particular microwave duplexers and multiplexers used for the transmission and reception of microwave signals on different channels. Before this thesis, no work on the design of circulators and their implementation in AFSIW filtering systems had been done. Therefore, the objective of this thesis is to address the design of circulators and their integration for the realization of duplexers in AFSIW technology for space applications.

Keywords: Air-filled substrate integrated waveguides (AFSIW), ferrites, terminations, circulators, isolators, multiplexers, space applications.

Research Institute: Laboratoire IMS, 351 Cours de la Libération, 33400 Talence

