

Université du Québec  
Institut national de la recherche scientifique  
Centre Energie Matériaux Télécommunications

## CONCEPTION DE COMPOSANTS RADIOFREQUENCES POUR LES SYSTEMES DE DETECTION LARGE BANDE A HAUTE PUISSANCE

Par

Ahmed Moulay

Thèse présentée pour l'obtention du grade de  
*Philosophiae Doctor, Ph.D.*  
en Télécommunications

### Jury d'évaluation

Examineur externe	Park Chan-Wang Université du Québec à Rimouski
Examineur externe	Hettak Khelifa Centre de recherches sur les communi- cations (CRC)
Examineur interne et président de jury	Denidni Tayeb A.  Institut National de la Recherche Scienti- fique
Directeur de recherche	Tarek Djerafi Institut National de la Recherche Scienti- fique

*Dédicace*

*À mes parents, mon épouse, mes enfants, mes frères et sœurs et à tous mes proches.*

# Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein du Laboratoire des Télécommunications RF du centre Energie Matériaux et Télécommunications (EMT) de l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS).

Je remercie vivement Monsieur Denidni, Professeur à l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS), qui m'a fait l'honneur d'accepter la présidence de ce jury.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur Park, Professeur de l'Université du Québec à Rimouski, et Monsieur Hettak, Docteur au Centre de recherches sur les communications Canada, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de juger ce travail.

Je suis très reconnaissant envers Monsieur Tarek Djerafi, Professeur à l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS), d'avoir accepté d'être mon directeur de thèse et je le remercie pour ses conseils avisés et sa disponibilité. Je lui exprime ma profonde gratitude pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et surtout de s'être investi sans compter et efficacement pour mener à bien cette étude. Sans son enthousiasme communicatif, sa bonne humeur, et sa volonté constante " de faire mieux ", cette thèse ne présenterait pas l'aspect qu'elle a aujourd'hui.

Je ne saurais oublier de remercier les professeurs Denidni et Tatu de m'avoir aiguillé par leurs conseils ainsi que leurs disponibilités.

Le travail présenté est également un travail d'équipe. De tels résultats n'auraient pu être obtenus sans plusieurs membres du laboratoire qui m'ont aidé à leur manière, soit directement, soit simplement en me manifestant de la sympathie, tels, Walid, Abdou, Kerrar, Moein et bien d'autres encore : doctorants (à l'INRS), sans oublier le personnel administratif de l'INRS. Ils ont contribué à ce que ces années de thèse se déroulent sous le signe de la bonne humeur. Merci également aux techniciens de l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS).

Enfin mes remerciements s'adressent en dernier lieu à ma famille, et à mes proches pour m'avoir soutenu dans les hauts et les bas d'un projet de recherche.



# Résumé

La spectroscopie à base de résonance paramagnétique électronique (RPE) est un outil spécifique et incontournable à la mise en évidence des espèces radicalaires et paramagnétiques dans diverses matrices. La RPE peut être effectuée à une fréquence radio ou hyperfréquence arbitraire. Les applications RPE qui sont déjà développées à ce jour présentent des caractéristiques assez limitées en termes de puissance et largeur de bande. Pour ces applications à haute puissance, le défi majeur est d'améliorer les performances en utilisant des composants micro-ondes et en onde millimétrique faibles pertes avec haute tenue en puissance qui ont une très large bande d'opérations pour couvrir une grande gamme de détection.

Dans ce manuscrit, des composants de base pour les systèmes de détection large bande à haute puissance seront présentés. Les guides d'ondes intégrées de taille standard présentent une performance limitée en termes de tenue en puissance et coefficient de transmission. Les guides métalliques qui offrent une tenue en puissance adéquate ont une taille assez grande et sont difficiles à intégrer avec les autres composants actifs et passifs sur une même plateforme. Une nouvelle catégorie de ligne de transmission basée sur un guide d'onde intégré au substrat surdimensionné est proposée afin d'améliorer les performances des lignes de transmission standard en termes de tenue en puissance et largeur de bande d'opérations. Une gamme de diviseurs/combineurs de puissance est aussi proposée comme élément de base seront associés aux amplificateurs de puissance pour la génération du signal haute puissance. Un rectificateur ultra large bande est proposé afin de pouvoir mesurer le signal réfléchi à partir de l'échantillon. Une structure distribuée est exploitée pour avoir un bon compromis entre largeur de bande et efficacité du détecteur ainsi une meilleure tenue en puissance.

L'intégration de ces composants permettra de développer un système relativement faible cout et de taille compacte. Les composants développés à l'issue de ce projet devront être translatés en fréquence afin de concevoir un système de détection en onde millimétrique.

**Mots-clés** Atténuation; diviseur de puissance; capacités de traitement de la puissance; guide d'ondes intégré au substrat (SIW); guide d'ondes rectangulaire (RWG); guide d'ondes surdimensionné; rectification de puissance RF; rugosité de surface; système de haute puissance; ultra-large bande.



# Abstract

Electron Paramagnetic Resonance (EPR) spectroscopy is a specific and essential tool for the detection of radical and paramagnetic species in various matrices. EPR can be performed at an arbitrary radio or microwave frequency. The current EPR applications are limited in terms of power and bandwidth. For these high power applications, the main challenge is to improve the performance by using low loss microwave and millimeter wave components with high power handling which have a very large operating bandwidth to cover a large detection range.

In this manuscript, basic components for high power broadband detection systems will be presented. Standard size integrated waveguides have limited performance in terms of power handling and transmission coefficient. Metal waveguides that offer adequate power handling are larger in size and are difficult to integrate with other active and passive components on the same platform. A new category of transmission line based on an oversized substrate integrated waveguide is proposed to improve the performance of standard transmission lines in terms of power handling and operating bandwidth. A variety of power dividers/combiners are also proposed as basic elements to be associated with power amplifiers for high power signal generation. An ultra wide band rectifier is proposed to measure the reflected signal from the sample. A distributed structure is exploited to achieve a good compromise between bandwidth and efficiency of the detector and a higher power handling.

The integration of these components will allow the development of a relatively low cost and compact system. The components developed at the end of this project will have to be translated in frequency in order to design a millimeter wave detection system.

**Keywords** Attenuation; high power system; oversized waveguide; power handling capabilities; power splitter; rectangular waveguide (RWG); RF power rectification; substrate integrated waveguide (SIW); surface roughness; ultra-wideband.





# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>iii</b>
<b>Résumé</b>	<b>v</b>
<b>Abstract</b>	<b>vii</b>
<b>Table des matières</b>	<b>ix</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>xi</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xv</b>
<b>1 Introduction générale</b>	<b>1</b>
1.1 Problématique . . . . .	1
1.2 Méthodologie . . . . .	3
1.3 Organisation de la thèse . . . . .	5
1.4 Contributions originales . . . . .	7
1.5 Liste de publications . . . . .	8
1.5.1 Articles dans une revue internationale avec comité de lecture - Papiers réguliers . . . . .	8
1.5.2 Communications internationales avec actes (Conférences) . . . . .	9
1.5.3 Posters scientifiques . . . . .	10
1.5.4 Articles en finalisation . . . . .	10
<b>2 Guide d'onde intégré au substrat surdimensionné</b>	<b>11</b>
2.1 Introduction . . . . .	13
2.2 Pertes de SIW et la tenue en puissance considérant l'effet de la rugosité du surface . . . . .	16
2.2.1 Les pertes . . . . .	16
2.2.2 Effet de profil de conducteur (rugosité de surface) . . . . .	19
2.2.3 La tenue en puissance (PHC) . . . . .	19
2.3 Études paramétriques de l'OS-SIW . . . . .	21
2.3.1 Épaisseur du substrat . . . . .	21
2.3.2 Largeur . . . . .	22
2.4 Modes d'excitation . . . . .	24
2.5 Transition SIW vers OS-SIW . . . . .	25
2.6 Comparaison des performances des lignes de transmission . . . . .	27
2.7 Résultats expérimentaux . . . . .	30
2.8 Conclusion . . . . .	34

<b>3</b>	<b>Diviseurs/combineurs de puissance sans saut d'impédance caractéristique</b>	<b>35</b>
3.1	Introduction . . . . .	35
3.2	Diviseur de puissance Wilkinson à base de guide d'ondes intégré au substrat de largeur fixe et résistances d'isolation distribuées . . . . .	37
3.2.1	Configuration et design du circuit . . . . .	38
3.2.2	Discussion des résultats obtenus . . . . .	42
3.3	Diviseur de puissance Gysel avec impédance caractéristique unique . . . . .	44
3.3.1	Conception . . . . .	45
3.3.2	Interprétation des résultats . . . . .	49
3.4	Diviseur/combineur de puissance à quatre voies basé sur un diviseur de Luzzatto utilisant un pont isolateur installé verticalement . . . . .	51
3.4.1	Conception et implémentation . . . . .	53
3.4.2	Analyse du circuit . . . . .	55
3.4.3	Résultats expérimentaux . . . . .	57
3.5	Conclusion . . . . .	59
<b>4</b>	<b>Détection, collecte et transmission ultra large bande de la puissance RF</b>	<b>63</b>
4.1	Introduction . . . . .	63
4.1.1	Signal ultra large bande . . . . .	63
4.1.2	Collecte de la puissance RF disponible dans le spectre UWB . . . . .	65
4.2	Rectificateur multi-étages ultra-large bande amélioré pour la transmission de puissance des signaux pulsés . . . . .	67
4.3	Rectification des signaux avec harmoniques . . . . .	69
4.3.1	Signal sinusoïdal . . . . .	71
4.3.2	Signal carré . . . . .	71
4.4	Contraintes de la conception . . . . .	73
4.4.1	Modèle de la diode . . . . .	74
4.4.2	Effet de $RF_{load}$ et nombre de cellule . . . . .	75
4.5	Validation expérimentale du concept . . . . .	77
4.5.1	Mesure du signal sinusoïdal mono-ton . . . . .	79
4.5.2	Mesure du signal pulsé . . . . .	80
4.6	Conclusion . . . . .	84
<b>5</b>	<b>Système de détection RF à champ proche haute puissance</b>	<b>87</b>
5.1	Introduction . . . . .	87
5.2	Système de détection proposé . . . . .	89
5.2.1	Réseau d'amplificateurs de puissance . . . . .	90
5.2.2	Conception d'une transition multiports pour le réseau d'amplificateurs . . . . .	92
5.2.3	Sonde en onde millimétrique . . . . .	92
5.3	Conclusion . . . . .	93
<b>6</b>	<b>Conclusion et travaux futures</b>	<b>95</b>
	<b>Références</b>	<b>99</b>

# Liste des figures

1.1	Schéma bloc du système proposé. . . . .	3
2.1	Structure du guide d'onde SIW surdimensionné (OS-SIW) avec la transition vers le SIW standard. . . . .	14
2.2	L'atténuation du SIW (avec $h=0.508$ mm). . . . .	17
2.3	Effet de rugosité de surface sur (a) l'atténuation du conducteur et (b) l'atténuation totale du SIW ( $h=0.508$ mm). . . . .	18
2.4	Effet de rugosité de surface sur APHC (avec $h= 0.508$ mm). . . . .	20
2.5	Effet de l'épaisseur du substrat SIW (avec rugosité de surface) sur (a) l'atténuation du conducteur, (b) l'atténuation totale, (c) l'APHC et (d) le PPHC. . . . .	22
2.6	Effet de largeur du SIW sur (a) la perte du SIW et (b) la tenue puissance (avec $h=0.508$ mm et $f=90$ GHz). . . . .	23
2.7	Modes pris en charge dans (a) SIW standard, (b) OS-SIW 3a et (c) OS-SIW 5a. . . . .	24
2.8	Taper proposé. . . . .	26
2.9	Longueur de taper pour les différentes formes étudiées vs rapport $n$ à -30 dB de coefficient de réflexion. . . . .	27
2.10	Comparaison des paramètres des lignes de transmission (a) perte, (b) capacité en la puissance (pour $h=0.508$ mm). . . . .	28
2.11	Photographie des composants fabriqués. . . . .	29
2.12	Banc de mesure. . . . .	29
2.13	Paramètres S mesurés (a) OS-SIW 3a avec 68 mm de longueur totale et (b) OS-SIW 5a avec 107 mm de longueur totale. . . . .	30
2.14	Atténuation de (a) OS-SIW 3a et (b) OS-SIW 5a. . . . .	32
2.15	Atténuation mesurée de différentes lignes de transmission fabriquées. . . . .	32
2.16	Résultats de comparaison APHC (a) OS-SIW 3a et (b) OS-SIW 5a. . . . .	33
3.1	Techniques de combinaison en micro-ondes et onde millimétrique. . . . .	36
3.2	Exemple d'application de diviseur/combineur de puissance (amplificateurs de puissance multiport). . . . .	36
3.3	Diviseur/combineur Wilkinson proposé. (a) Schéma de la topologie proposée et (b) plan de symétrie du circuit. . . . .	38
3.4	WPD à base de SIW proposé, (a) topologie et (b) photographie du circuit fabriqué ( $h=0.508$ mm, $a=12.05$ mm, $R_1=13$ mm, $R_0=1.9$ mm, $\phi_1=107^\circ$ , $\phi_2=73^\circ$ ). . . . .	40
3.5	(a) Nombre de résistances estimé en fonction de $h$ pour différents packaging SMC disponibles (unité: mm) et (b) l'isolation $S_{23}$ correspondant à 10 GHz de fréquence et 0.5 mm d'épaisseur de substrat ( $h$ ). . . . .	41

3.6	Résultats expérimentaux, (a) coefficient de réflexion a l'entrée, (b) isolation, (c) coefficient de transmission et déséquilibre des amplitudes. . . . .	43
3.7	Configuration du diviseur/combineur de puissance: (a) WPD modifié [10], (b) GPD proposé. . . . .	45
3.8	Analyse des branches d'isolation WPD et GPD: (a) analyse en mode pair-impair, (b) coefficient de transmission des branches d'isolation. . . . .	47
3.9	Résultats de simulation: (a) Gysel conventionnel ie: $Z_1=Z_3=70.7\Omega$ , $Z_2=50\Omega$ , $R=50\Omega$ et tout les longueurs $\theta$ égal a $90^\circ$ ; (b) GPD proposé avec $Z_1=Z_2=Z_3=50\Omega$ , $R=100\Omega$ , $\theta_1=\theta'_2=54.7^\circ$ et $\theta''_2=90^\circ$ . . . . .	48
3.11	Résultats mesurés et simulés: (a) coefficient de réflexion, (b) isolation et(c) coefficient de transmission. . . . .	50
3.12	Diviseur/combineur de puissance, (a) réseau de Luzzatto en structure nid d'abeilles (à trois voies) et (b) topologie proposée (à quatre voies). . . . .	53
3.13	Structure de la branche d'isolation en pont, (a) topologie verticale avec ( $R=0$ mm, $L_1=4.4$ mm, $L_2=6.6$ mm) pour le plan 1 et ( $R=3.3$ mm, $L_1=3.3$ mm, $L_2=0$ mm) pour le plan 2, (b) paramètres S simulés et (c) déphasage simulé. . . . .	54
3.14	Analyse des circuits, (a) diviseur de puissance à N voies proposé, (b) conversion étoile-triangle, (c) équivalence en étoile d'un LPD à N voies proposé et (d) réseau à quatre ports équivalent. . . . .	56
3.15	Photographie du circuit fabriqué. . . . .	57
3.16	Paramètres S simulés et mesurés, (a) pertes de retour, (b) isolation et (b) pertes d'insertion. . . . .	58
4.1	Schéma simplifié représentant les spécifications d'un spectre large bande. . . . .	64
4.2	Schéma bloc d'un système de collecte d'énergie RF ultra-large-bande. . . . .	65
4.3	Niveau de puissance des signaux UWB mesurés à l'aide d'un analyseur de spectre, (a) dans le laboratoire RF, (b) dans l'immeuble Bonaventure et (c) à l'extérieur de la place Bonaventure. . . . .	66
4.4	Concept de système de collecte/transfert d'énergie UWB. . . . .	68
4.5	Circuit d'un détecteur de puissance RF à base de diode à polarisation nulle. . . . .	69
4.6	Domaine temporel et fréquentiel des signaux d'entrée étudiés. . . . .	70
4.7	Caractérisation du modèle de la diode. . . . .	74
4.8	Circuit de rectificateur d'énergie RF, a) modèle équivalent de diode optimisé (avec $L_{1opt}=L_{2opt}=0,6$ nH et $C_{1opt}=C_{2opt}=0.04$ pF) et (b) configuration à N cellule avec $L_{DC}=50$ nH, $C_{Ln}=C_{L1}=120$ pF, $RF_{Load}=120\Omega$ et $R_L=100\Omega$ optimisé pour un circuit à cinq étages. . . . .	75
4.9	Effet de $RF_{load}$ sur le coefficient de réflexion et l'efficacité du circuit. . . . .	75
4.10	Effet du nombre de cellules sur l'efficacité du détecteur. . . . .	76
4.11	Photographie du prototype fabriqué. . . . .	77
4.12	Résultats mesurés et simulés du coefficient de réflexion. . . . .	77
4.13	Puissance RF en fonction de la sortie DC à différentes fréquences UWB, résultats (a) simulés et (b) mesurés. . . . .	78
4.14	Efficacité mesurée et simulée. . . . .	79
4.15	Schéma bloc de la rectification des pulses avec $R=1k\Omega$ et $C=5nF$ . . . . .	81
4.16	Mesure du signal fourni par le générateur de signaux Agilent 81133A à 1V d'amplitude et 50% de rapport cyclique. . . . .	81
4.17	Voltage DC mesuré en fonction de la fréquence et l'amplitude du la pulse. . . . .	82

4.18	Sortie DC mesurée et simulée en fonction du rapport cyclique à 2 GHz et 1V d'amplitude. . . . .	82
4.19	Transfert de puissance UWB. . . . .	83
4.20	Tension en courant continue reçue par l'antenne. . . . .	84
5.1	Principe de la microscopie millimétrique . . . . .	88
5.2	Schéma bloc de système de détection proposé . . . . .	90
5.3	Optimisation de la transition multiports . . . . .	91
5.4	Distribution du champ magnétique au long de la sonde. . . . .	92
5.5	Zoom sur la partie rayonnante de la sonde. . . . .	93



# Liste des tableaux

- 2.1 Critères de performances des guides d'ondes pour les systèmes en ondes millimétriques 13
- 2.2 Comparaison des performances des tapers étudiés . . . . . 26
  
- 3.1 Comparaison des différents WPD a base de SIW . . . . . 42
- 3.2 Comparaison des performances des structures GPD . . . . . 51
- 3.3 Performances des diviseurs/combineurs de puissance réalisés . . . . . 60
  
- 4.1 Composantes DC calculées . . . . . 73
- 4.2 État de l'art de collecte de puissance RF . . . . . 80





# Chapitre 1

## Introduction générale

### 1.1 Problématique

Les applications possibles des micro-ondes à haute puissance couvrent un large éventail de technologies comme le radar de nuages (Cloud Radar), les stations de base, les satellites à énergie solaire, etc. Les applications spatiales de la télédétection et des communications dans les bandes Ka (26.5-40 GHz) et W (75-110 GHz) utilisent des composants à haute puissance et à large bande pour assurer des liaisons de données. Dans le traitement des matériaux, les micro-ondes sont utilisés pour chauffer les aliments, les textiles, le bois, les polymères, les minéraux, les céramiques structurelles et fonctionnelles, les composites, les structures multicouches et les produits chimiques. La communauté de la physique des plasmas a déjà tiré parti des progrès récents dans l'utilisation des micro-ondes et des ondes millimétriques à haute puissance dans les domaines du chauffage des plasmas par radiofréquence (RF) pour la recherche sur la fusion par confinement magnétique, tel que l'entraînement par courant hybride inférieur (1-8 GHz), le chauffage par résonance cyclotronique électronique (ECRH) (28-170 GHz), la commande par courant cyclotronique électronique (ECCD), la production de plasma (démarrage) et les mesures de diagnostic par plasma telles que la diffusion Thomson collective ou les expériences de propagation des impulsions thermiques. D'autres applications importantes sont le traitement des plasmas et des matériaux, les sources d'ions multi-chargés et de rayons X légers, la spectroscopie électronique à large bande et à haute fréquence, la communication par satellite spécialisé et dans l'espace lointain, la télémétrie et l'imagerie radar à haute résolution dans les sciences atmosphériques et planétaires, ainsi que les moteurs de la pro-

chaîne génération d'accélérateurs linéaires à haut gradient en physique des particules élémentaires. L'atténuation ohmique élevée et la faible tenue en puissance des guides d'ondes métalliques standard supportant le mode fondamental sont prohibitives pour ces applications. Ainsi, pour concevoir des guides d'ondes à faible atténuation et à forte puissance, il est préférable de recourir à des structures surdimensionnées.

Les maladies du cœur et les autres formes de maladies vasculaires ont été un élément dévastateur sur la vie des Canadiens depuis plusieurs années. En dépit de la diminution des taux de mortalité au cours des 30 dernières années, elles demeurent l'une des principales causes de mortalité et d'invalidité au Canada, de même que dans la plupart des pays industrialisés. En plus, avec l'augmentation de l'espérance de vie de la population, un grand nombre de personnes vont subir une intervention chirurgicale à cœur ouvert. A la fin de cette intervention, au rétablissement de la circulation sanguine dans le cœur, l'afflux de grandes quantités d'oxygène entraîne la production de radicaux libres qui précipitent certaines cellules en souffrance vers la mort. Le contrôle de ces radicaux dans ce genre de chirurgie réduit le risque des dommages irréversibles pour le cœur. La spectroscopie à base de résonance paramagnétique électronique RPE (ou EPR: Electron Paramagnetic Resonance) est un outil spécifique et incontournable à la mise en évidence des espèces radicalaires et paramagnétiques dans diverses matrices. Cette forme de spectroscopie se base sur l'interaction entre matière et rayonnement électromagnétique. La RPE peut être réalisée à une fréquence radio ou hyperfréquence arbitraire conformément à l'équation de résonance de l'électron libre qui dépend du champ magnétique et du rapport gyromagnétique de l'élément. Cependant, due aux limites en puissance et largeur de bande passante, la gamme des radicaux détectable dans les systèmes actuels est très limitée. La taille de spectroscope RPE existant ne permet pas les applications in situ et en temps réel, pendant une intervention à cœur ouvert par exemple. De plus, la taille de la sonde est relativement grande par rapport aux particules à mesurer. Des efforts doivent être poursuivis en vue de réduire la taille, le coût et élargir la bande passante de RPE pour détecter plusieurs espèces radicalaires in situ en temps réel.

L'objectif de ce projet de recherche est la conception des composants de base d'un système très large bande avec haute tenue en puissance pour la détection des particules libres dans le sang et le tissu humains in situ en temps réel. Les objectifs spécifiques sont :

- La conception des composants millimétriques très large bande avec haute tenue en puissance et très faible perte à base des lignes de transmission adéquate ;

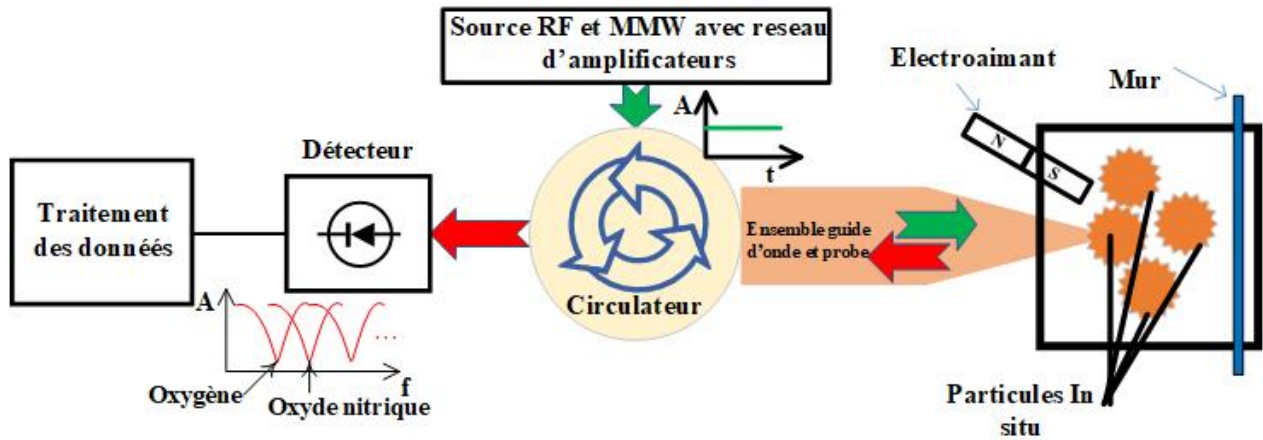


Figure 1.1 – Schéma bloc du système proposé.

- Le développement de capteur millimétrique avec haute tenue en puissance ;
- La proposition d'un processus d'intégration de ces composants dans un système large bande à haute puissance.

## 1.2 Méthodologie

L'équation de résonance de l'électron libre :  $2\pi \times f = \gamma B$  dépend du rapport gyromagnétique des différents éléments qui sont très variés (-5.774 MHz/T pour l'oxygène et 42.576 MHz/T pour l'hydrogène: un rapport de 7.4). Pour détecter le maximum d'éléments, le spectroscope doit couvrir une large gamme de fréquence de résonance. Un signal avec balayage en fréquence est transmis à l'échantillon exposé à un champ magnétique avec une sonde de mesure et un ensemble de guide d'ondes (Figure 1.1). Le signal réfléchi sera comparé au signal de référence afin d'identifier la présence des radicaux.

Dans les bandes millimétriques, la perte d'insertion devient problématique. Par exemple, elle est de 2.69 dB/m en WR10 (bande W 94 GHz) à une température ambiante. L'absorption de l'énergie transmise par les tissus et les liquides est aussi très élevée. Pour surmonter ce problème, il est important d'envoyer un niveau de puissance élevé. D'où la nécessité de développer des lignes de transmission large bande mais qui supportent ce niveau de puissance. Les systèmes RPE actuels contrôlent la variation du champ magnétique (B) afin de détecter et quantifier l'élément visé autour d'une bande de fréquences spécifique. Ce processus nécessite une plateforme considérablement

couteuse et encombrante. Pour le système de détection visé, nous proposons de fixer le champ et balayer la fréquence pour élargir la gamme de détection.

Comme illustré dans la Figure 1.1, le système de détection haute puissance requiert des composants de base qui sont à la fois de haute tenue en puissance et large bande. Au niveau de génération du signal source, des diviseurs/combineurs de puissance seront essentiels à l'implémentation des amplificateurs de puissance. Ensuite, pour transmettre le signal généré vers l'échantillon, un ensemble guide d'onde et sonde haute tenue en puissance avec minimum de pertes est requis. Un détecteur de puissance large bande sera très pratique pour la récupération du signal réfléchi.

La première étape consiste à développer des lignes transmission intégrée très large bande avec haute tenue en puissance. Les guides d'ondes intégrée de taille standard (micro ruban, coplanaire, guide d'onde intégré au substrat) présentent une performance limitée en termes de tenue en puissance. Par contre, les guides métalliques qui offre une tenue en puissance adéquate ont une taille assez grande et sont difficile a intégré avec les autres composants actif et passif sur une même plateforme. Une nouvelle ligne de transmission basée sur un guide d'onde intégré au substrat surdimensionné est proposée. Une étude des caractéristiques de transmission (constante de propagation, atténuation...etc) et de la tenue en puissance basé sur la méthode des résonances magnétique transversale sera effectuée pour définir les paramètres initiaux. Le logiciel commercial HFSS qui permet la simulation des champs électromagnétiques 3D sera utilisé pour la conception précise des lignes surdimensionnées et les transitions nécessaires pour leurs caractérisations. Pour les mesures expérimentales, l'analyseur de réseaux vectoriels (VNA : Vector Network Analysor) sera utilisé pour mesurer les paramètres des lignes fabriquées afin de les comparés aux résultats de simulation.

La deuxième étape consiste à développer les composants du système RPE : diviseur/combineur de puissance, coupleur, détecteur de puissance et sonde champ proche. En utilisant la ligne de transmission valider dans la première étape, ces composants devront couvrent une très large bande d'opération (55 à 110 GHz). Deux configurations seront utilisées : des structures a cellule distribuée ; des structures à faible saut impédance. Des analyses rigoureuses seront réalisées en premier lieu pour définir un modèle opérationnel. HFSS est utilisé par la suite pour optimiser les structures. Les différentes solutions devront être explorées pour trouver le meilleur compromis entre la largeur de bande, l'isolation, l'efficacité énergétique et les coûts.

Par la suite, après avoir validé le type de la ligne de transmission et la technologie à utiliser pour la fabrication des différents composants du système nous concevons la sonde millimétrique. Cette sonde devra être à la fois, très large bande et haute tenue en puissance mais surtout capable de fournir une information avec une haute définition spatiale. Des simulations de systèmes avancés, utilisant les outils de la conception assistée par ordinateur et les modèles de composants basés sur des mesures réelles notamment le logiciel ADS, permettront de valider l'application proposée. Enfin, l'intégration du système avec une application qui permet l'interfaçage du système et la visualisation des résultats de mesure en temps réel.

### 1.3 Organisation de la thèse

Dans cette partie nous allons décrire le déroulement de la thèse. Celle-ci est divisée en quatre chapitres, une introduction générale et une conclusion avec les perspectives.

#### — Introduction générale

L'introduction générale expose la problématique et les motivations pour la réalisation de ce projet. Ensuite, elle décrit la méthodologie et les objectifs de recherche. Elle comprend également l'organisation de la thèse ainsi que ses contributions scientifiques.

#### — Chapitre 1

Ce chapitre propose un guide d'ondes surdimensionné intégré au substrat OS-SIW (Oversized Substrate Integrated Waveguide), analysé et validé expérimentalement. Les paramètres physiques et l'effet de la rugosité de la surface du matériau sur l'atténuation et la tenue en puissance de l'OS-SIW conduisent à l'exploitation de guides d'ondes plus larges et plus épais, comme alternative pour améliorer la capacité en puissance (PHC: Power Handling Capability) et réduire les pertes. Une transition SIW (Substrate Integrated Waveguide) à l'OS-SIW a été conçue pour permettre la caractérisation en bande W (75-110 GHz) des composants conçus. La transition proposée permet de propager uniquement le mode  $TE_{10}$  souhaité dans l'OS-SIW et d'empêcher la propagation des modes supérieurs. La configuration OS-SIW étudiée offre un PHC plus élevé, de faibles pertes et une intégration facile dans des systèmes en ondes millimétriques à haute puissance.

#### — Chapitre 2

Ce chapitre introduit différents types de diviseur/combineur de puissance en utilisant différents types de lignes de transmission : Wilkinson avec guide d'ondes intégrée au substrat de largeur fixe et une résistance d'isolation distribuée, Gysel à base d'une ligne micro ruban à impédance caractéristique fixe, un diviseur/combineur Luzzatto à quatre ports. Tous les diviseurs/combineurs réalisés dans ce chapitre sont à base des lignes de transmission à impédance fixe ou avec un saut d'impédance minimal. Cette technique a été adoptée afin de réduire les pertes et augmenter la tenue en puissance des composants. Une analyse théorique est fournie afin de déterminer les paramètres optimaux des circuits étudiés.

### — Chapitre 3

Ce chapitre présente un rectificateur de puissance RF ultra large bande à plusieurs étages utilisant une diode Schottky à polarisation nulle. Un convertisseur RF-DC distribué à cinq étages avec ligne de transmission micro ruban assure la collecte de puissance allant de 100 MHz à 11 GHz. Le circuit conçu et fabriqué est caractérisé à des fréquences multiples de la bande UWB. Le détecteur de puissance distribué proposé améliore considérablement la tension détectée sur une large bande d'opérations par rapport aux détecteurs RF classiques. Le prototype conçu est associé à un signal d'onde carrée (Pulse) pour montrer le potentiel du circuit en termes de transfert de puissance. La tension de sortie peut être contrôlée avec le niveau du signal d'entrée, la fréquence ainsi que la largeur d'impulsion. Le capteur de puissance associé à une antenne UWB confirme l'avantage d'utiliser un signal d'onde carrée dans le cas de rectification ou de transfert de puissance.

### — Chapitre 4

Ce chapitre présente un processus d'intégration du système de détection. L'intégration des composants de base développés auparavant avec les éléments essentiels suivants: une transition multiport pour implémenter des amplificateurs de puissance commerciales afin de générer un signal haute puissance, ainsi qu' une structure rayonnante pour la détection. Ces composants permettront des mesures quantitatives locales sur une large bande avec une capacité de puissance adéquate. L'ensemble guide d'onde et sonde développé sera étudié et caractérisé avec le potentiel de conditionnement et intégration au système.

### — Conclusion et travaux futurs

Dans cette conclusion, nous avons récapitulé les contributions de cette thèse ainsi que les techniques utilisées pour chacune d'entre elles, les avantages et les points forts de ces tra-

vaux sont mis en évidence. Nous avons également indiqué quelques pistes pour les nouvelles recherches à venir.

## 1.4 Contributions originales

Un résumé des contributions nouvelles et scientifiques au corpus de recherche existant dans le domaine des composants large bande en microonde et onde millimétrique est fourni ci-dessous.

— **Chapitre 1 - Guide d'ondes intégré à substrat surdimensionné (OS-SIW) [P1]**

Une nouvelle catégorie de lignes de transmission a été développée dans ce projet. Cette nouvelle ligne de transmission surdimensionnée est basée sur la technologie SIW (guide d'onde intégré aux substrats) était proposé pour la première fois. La ligne de transmission proposée permet d'avoir une haute tenue en puissance et faible perte sur une très large bande (68-110 GHz mesurés).

— **Chapitre 2 - Diviseurs/Combineurs de puissance à base des lignes de transmission avec impédance caractéristique fixe**

Trois configurations différentes de diviseurs/combineurs de puissance ont été proposées:

**Diviseur de puissance Wilkinson avec une ligne de guide d'ondes intégrée au substrat de largeur fixe et résistances d'isolation distribuée [P2]**

La configuration proposée est de forme anneau. En utilisant un guide d'onde SIW avec une impédance caractéristique fixe et un réseau de résistances distribué pour assurer l'isolation entre les ports d'entrées, les performances du diviseur ont été nettement améliorées en termes d'isolation et de transmission.

**Diviseur de puissance de Gysel à impédance caractéristique fixe [P7]**

Dans ce circuit de diviseur, une combinaison entre les dispositions Wilkinson et Gysel a été introduite afin d'avoir un diviseur/combineur de puissance à la fois large bande et haute tenue en puissance.

**Diviseur/combineur de puissance à quatre voies basé sur un diviseur de Luzzatto utilisant une branche d'isolation planaire croisée installé verticalement [P10]**

Dans ce travail un diviseur/combineur de puissance à quatre voies a été développé. En servant de la troisième dimension(3-D) pour installer une structure planaire croisée afin d'assurer une isolation entre les ports non adjacents et d'augmenter le nombre de ports.

De plus, différentes structures ont été exploitées afin d'augmenter les performances des diviseurs de puissance et le nombre de voies: tels que structure double couche ou encore multiétage.

En utilisant des lignes de transmission SIW et MSL avec une impédance caractéristique fixe, les performances obtenues étaient satisfaisantes en termes d'isolation et transmission sur une large bande d'opérations.

— **Chapitre 3 - Rectification de signal RF ultra-large bande [P3] et [P9]**

Un rectificateur de puissance RF multisection a été proposé pour la collecte et le transfert de puissance sur une bande UWB. Le fait d'utiliser une structure distribuée nous a permis d'élargir la bande d'opérations. L'utilisation du signal carré comme onde incidente a démontré de bons résultats dans le cas de transfert de puissance.

## 1.5 Liste de publications

### 1.5.1 Articles dans une revue internationale avec comité de lecture - Papiers réguliers

[P1] **A. Moulay** and T. Djerafi, "Oversized Substrate-Integrated Waveguide for High-Power Millimeter-Wave Systems," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 48, no. 7, pp. 2384-2390, July 2020.

[P2] **A. Moulay** and T. Djerafi, "Wilkinson Power Divider With Fixed Width Substrate-Integrated Waveguide Line and a Distributed Isolation Resistance," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 2, pp. 114-116, Feb. 2018 .

[P3] **Ahmed Moulay** and Tarek Djerafi, "Enhanced Ultra-Wide Band Multistage Rectifier for Pulsed Signal Power Transmission," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 112, 113-125, 2021.



[P4] **A. Moulay**, A. Zerfaine and T. Djerafi, "Two-Layer Four-Way Horst Power Divider and Combiner Based-on Microstrip Line with Fixed Impedance Characteristic," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, pp. 1-4, June 2021 (article soumis).

[P5] A. Zerfaine, **A. Moulay** and T. Djerafi, "Broadband Two Stage Power Divider/Combiner Based on Microstrip Line with Fixed Characteristic Impedance and one Isolation Resistor," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, pp. 1-4, Mars 2021 (article accepté).

[P6] **A. Moulay**, C. Hannachi, K. Naji SA Alkhanjar, E. Shafah, and Tarek Djerafi, "Multi-Port Direct-Conversion Receiver Using a 4x4 Nolen Matrix for the Emerging 5G Wireless Communication Systems," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 1-10, June 2021 (article soumis).

### 1.5.2 Communications internationales avec actes (Conférences)

[P7] **A. Moulay** and T. Djerafi, "Gysel Power Divider with Fixed Characteristic Impedance," 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2020, pp. 896-899.

[P8] E. Shafah, **A. Moulay** and T. Djerafi, "A 2.45 GHz Signal Detector Based on Zero Biasing Field Effect Transistor," 2019 49th European Microwave Conference (EuMC), Paris, France, 2019, pp. 45-48.

[P9] **A. Moulay** and T. Djerafi, "Multi-Stage Schottky Diode Power Harvester for UWB application," 2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Montreal, QC, Canada, 2018, pp. 115-119.

[P10] **A. Moulay** and T. Djerafi, "Four Way Power Divider and Combiner Based on a Luzzatto Divider Using Vertically Installed Planar Bridge Isolator," 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), Madrid, 2018, pp. 624-627.

### 1.5.3 Posters scientifiques

**A. Moulay** and T. Djerafi, "Multi-Stage Schottky Diode Power Harvester for UWB application", 2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Poster Session, Montreal, Canada, June 6, 2015 (Compétition).

**A. Moulay** et T. Djerafi, "Diviseurs/combineurs de puissance ultra large bande avec haute capacité en puissance", 86e Congrès de l'ACFAS, Poster Session, Chicoutimi, Canada, 7 - 11 Mai 2018 (Compétition).

### 1.5.4 Articles en finalisation

**A. Moulay** and T. Djerafi, "Locally Loaded Gysel Power Divider and Combiner Based-on Rectangular Waveguide with a Fixed Characteristic Impedance," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, pp. 1-4, June 2021.

**A. Moulay** and T. Djerafi, "Near Field mm-Wave Sensor Based on High Power Oversized Substrate Integrated Waveguide," in IEEE Sensors Journal.

## Chapitre 2

# Guide d'onde intégré au substrat surdimensionné

### — Un peu d'histoire!

Bien que nous soyons à l'ère des dispositifs à semi-conducteurs à l'état solide, les tubes à micro-ondes sont encore largement utilisés dans certains domaines pour des applications où leurs homologues à l'état solide ne sont pas en mesure de rivaliser pour fournir la puissance requise pour des longueurs micro-ondes à ondes millimétriques. Ces applications vont du chauffage par résonance cyclotronique électronique des plasmas dans les réacteurs de fusion au frittage des céramiques industrielles. Cette capacité unique à produire des centaines de kilowatts d'ondes pulsées continues à des fréquences supérieures à 1 GHz a fait des tubes à micro-ondes une source indispensable pour les applications de haute puissance et de haute fréquence. Les micro-ondes sont des ondes électromagnétiques dont les fréquences se situent approximativement dans la gamme 1-300 GHz. Les micro-ondes sont utilisés pour une grande variété d'applications (Noferesti & Djerafi, 2020, 2021; Al Khanjar *et al.*, 2020; Al Khanjar & Djerafi, 2020). En voici quelques-unes : tous les types d'applications de communication (de la téléphonie mobile à l'espace lointain), les applications stratégiques (du radar au guidage de missiles), les applications scientifiques (des accélérateurs de particules aux dispositifs de fusion de plasma thermonucléaire et aux diagnostics de plasma) et les applications industrielles (des simples fours domestiques à diverses fins de chauffage, de séchage et de frittage). Comme nous l'avons déjà mentionné, les applications à faible puissance font largement appel

aux dispositifs à micro-ondes à semi-conducteurs, car ils sont de petite taille et rentables (longue durée de vie, faible tension), tandis que pour les applications à haute puissance, le seul choix est celui des tubes à micro-ondes (Kartikayan M.V. & Thumm, 2004).

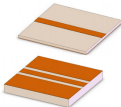
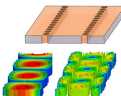
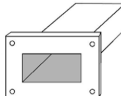
Depuis la première utilisation des micro-ondes, le tube creux, généralement de section rectangulaire, était le moyen standard de transmission des ondes. Dans l'utilisation conventionnelle de ce guide d'ondes, les ondes peuvent se déplacer avec précision selon un modèle défini, une propriété très précieuse du guide d'ondes pour de nombreuses applications. Cependant, si les mêmes techniques sont utilisées dans les bandes millimétriques et submillimétriques, la perte de puissance dans le guide d'ondes devient un problème très sérieux et les composants deviennent exorbitants. Ce sont les deux principales raisons du développement d'autres types de lignes de transmission. Dans le "guide d'ondes surdimensionné", les pertes sont beaucoup plus faibles que dans le guide standard, tandis que l'avantage de la propagation dans un modèle bien défini peut être maintenu par un "contrôle de mode" approprié. La taille du guide peut être choisie dans une gamme appropriée. Un autre avantage important est la possibilité de créer des composants à très large bande (Butterweck & de Ronde, 1967).

Au début des années 1950 compte tenu des difficultés mentionnées ci-dessus liées aux lignes de transmission standards, l'intérêt des chercheurs a été orienté vers les guides d'ondes métalliques dont la section transversale est considérablement plus grande que celle des guides standards - ce que l'on appelle les guides d'ondes surdimensionnés (OSW: Oversized Waveguide). Ce moyen de transmission peut présenter une atténuation nettement inférieure à celle des guides d'ondes standards, mais l'excitation parasite et la propagation de modes d'ordre supérieur sont possibles et doivent être manipulées d'une manière ou d'une autre. Les OSW se sont avérés très prometteurs et ont été utilisés comme base pour différents systèmes et dispositifs. En principe, tout guide d'ondes fermé peut être étudié en élargissant les champs en termes de séries modales. Cependant, la dualité entre les représentations du mode modal et des rayons a été révélée par L. Felsen et B. Katsenelenbaum dès 1964 (T. K. Sarkar & Sengupta, 2006). Ils ont montré que la synthèse de la série modale dans l'OSW multimodale est asymptotiquement équivalente à l'utilisation des rayons optiques. Pour l'analyse de la propagation à longue distance dans l'OSW régulier, la protection contre les rayonnements est la meilleure approche pour l'analyse et l'ingénierie, tandis que la diffraction des irrégularités est plus facilement expliquée en utilisant les expansions modales.

## 2.1 Introduction

Les progrès dans l'utilisation des micro-ondes et des ondes millimétriques de haute puissance ont attiré plusieurs domaines de recherche comme le radar des nuages (Cloud Radar), les stations de base, les satellites à énergie solaire, etc. Les applications spatiales de la télédétection et des communications dans les bandes Ka (26.5-40 GHz) et W (75-110 GHz) utilisent des composants à haute puissance et à large bande pour fournir des liaisons de données. En ce qui concerne la physique des plasmas, des systèmes à micro-ondes et à ondes millimétriques de haute puissance ont été utilisés pour le chauffage des plasmas par radio fréquence, le chauffage par résonance cyclotronique électronique (ECRH: Electronic Cyclotron Resonance Heating), le contrôle du courant des cyclotrons électroniques (ECCD: Electronic Cyclotron Current Control Drive), la production de plasma (au démarrage) et les diagnostics des mesures du plasma (Zhang *et al.*, 2019; Li *et al.*, 2013; Sharma *et al.*, 2014; Li *et al.*, 2019; Koker *et al.*, 2014; Thumm & Kasparek, 2002; Shukla *et al.*, 2012). La famille émergente de dispositifs à tube électronique microfabriqués en ondes millimétriques et subterahertz permet la construction de systèmes mobiles compacts (Booske, 2008). La ligne de transmission est un élément clé de ces systèmes. Elle doit permettre d'obtenir une très grande capacité de puissance, des pertes minimales, une taille raisonnable et une facilité d'intégration dans un système. Une forme optimale permettant une haute densité de transmission de puissance serait d'une grande utilité pour les concepteurs des systèmes en ondes millimétriques (Kenney & Overfelt, 1992).

Tableau 2.1 – Critères de performances des guides d'ondes pour les systèmes en ondes millimétriques

	Pertes	Tenue en puissance	Intégrabilité
MSL et CPW 	-☹	- ☹	+++ ☺
SIW 	+	+	+++ ☺
RWG 	+++☺	+++ ☺	- ☹

Bien que des guides d'ondes métalliques de formes différentes ont été largement adoptés. Leur poids, leur taille et leur problème d'intégration avec les structures planaires les rendent moins utiles. Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW: Substrate Integrated Waveguide) est une alternative intéressante pour surmonter ces limitations. Le concept de SIW et son intégration avec des structures planaires ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherches approfondies (Park *et al.*, 2018; Ceccuzzi *et al.*, 2017). Cependant, la capacité de gestion de puissance (PHC: Power Handling Capability) ou encore la tenue en puissance du SIW standard reste insuffisante par rapport au guide d'onde rectangulaire (RWG: Rectangular Waveguide). Les interconnexions du guide d'onde intégrée au substrat présentées dans (Cheng *et al.*, 2008) peuvent atteindre 70 Watts de puissance en onde continue (CW: Continus Wave) à 30 GHz, l'analyse du PHC étant basée sur les pertes diélectriques et métalliques, sans tenir compte de l'effet de rugosité de surface. Cet effet est plus prononcé en ondes millimétriques, puisqu'il est proportionnel à la fréquence. La capacité en puissance est directement liée aux pertes du SIW, et pour améliorer la tenue en puissance, ces pertes doivent être réduites.

Les lignes coaxiales ou en bande (strip line) et les autres lignes de transmission intégrées présentent des pertes élevées en ondes millimétriques (Butterweck & de Ronde, 1967). Pour les applications à forte puissance, les limites de la taille standard du RWG en termes de puissance sont surmontées par l'utilisation d'un guide d'onde rectangulaire surdimensionné (OSRW: Oversized Rec-

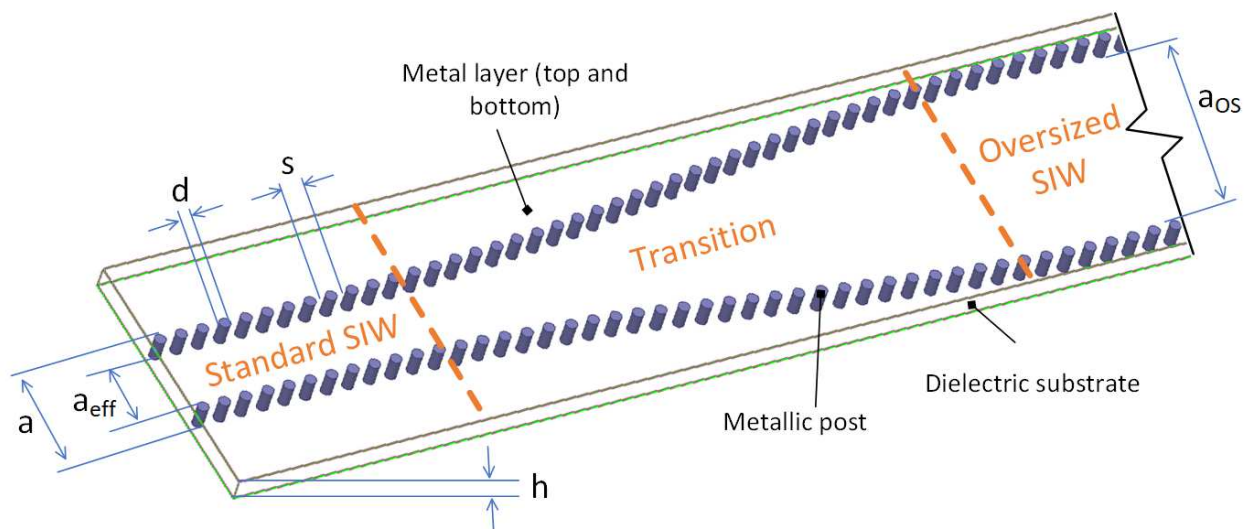


Figure 2.1 – Structure du guide d'onde SIW surdimensionné (OS-SIW) avec la transition vers le SIW standard.

tangular Waveguide) (Butterworth *et al.*, 1963). Les guides d'ondes ondulés surdimensionnés sont également très utilisés pour améliorer les performances en termes du PHC et réduire les pertes. D'autres possibilités d'améliorer l'efficacité et la largeur de bande de fréquence d'un tube à ondes progressives d'un gyrotron utilisant un guide d'onde cylindrique surdimensionné ont été présentées dans (Denisov *et al.*, 1998). Plusieurs composants à base des guides d'ondes surdimensionnés ont été développés précédemment (Butterweck & de Ronde, 1967; Thumm & Kasparek, 2002). La plupart d'entre eux se trouvent dans les systèmes à micro-ondes, en particulier la spectroscopie (EPR) pour augmenter la puissance incidente à l'échantillon et réduire la perte de signal réfléchi (Sidabras *et al.*, 2016, 2011). L'intégrabilité, le poids et le coût du guide d'onde métallique utilisé limitent la portabilité de ces systèmes. La ligne SIW a été proposée afin de surmonter ces limites pour les systèmes à ondes millimétriques de faible puissance. Les quelques concepts OS-SIW rapportés dans la littérature sont principalement des cavités résonantes pour la conception de filtres. Dans (Chen Jin *et al.*, 2013), un filtre passe-bande basé sur une cavité SIW surdimensionnée (OS-SIW) permet d'obtenir de faible perte d'insertion en utilisant l'interaction entre le mode fondamental et le mode d'ordre supérieur pour améliorer l'atténuation hors de la bande passante. Le filtre à base de SIW semi-mode plié surdimensionné en bande K (18-27 GHz) proposé dans (Zheng *et al.*, 2011) utilise le couplage croisé entre les  $TE_{10}$  et  $TE_{20}$  pour améliorer les performances du filtre. La ligne de transmission principale utilisée dans ces conceptions est un SIW classique avec une cavité qui supporte différents modes de propagation  $TE_{nm}$  simultanément.

Dans ce chapitre, on propose la conception d'une ligne de transmission OS-SIW afin d'assurer un compromis entre une puissance élevée, faibles pertes et une intégration facile. L'objectif de ce travail est de développer un OS-SIW avec des paramètres optimaux pour améliorer le PHC et réduire les pertes. En contrôlant les dimensions et la forme des guides d'ondes (Figure 2.1), il est possible de minimiser les pertes dans la gamme de fréquences souhaitée. Des transitions avec différents profils sont également étudiées pour assurer la propagation du mode approprié et empêcher les modes d'ordre supérieur. L'analyse, la simulation et les mesures réalisées seront utilisées pour estimer l'amélioration des performances dans le cas d'un OS-SIW par rapport à d'autres types de lignes de transmission dans la bande W.

## 2.2 Pertes de SIW et la tenue en puissance considérant l'effet de la rugosité de surface

Les guides d'ondes ciblés dans ce projet devraient atteindre le même ordre de performance ou proche de ceux du RWG en ce qui concerne la tenue en puissance. Selon les travaux de recherche menés sur la technologie SIW, en ondes millimétriques, le SIW présente des pertes de transmission assez considérables qui doivent être réduites. Le PHC dans le SIW estimé dans les travaux précédents ne prend en considération que les pertes de conducteur et diélectrique sans l'estimation de l'effet de la rugosité de surface (Cheng *et al.*, 2008). En fait, cet effet peut doubler les pertes de conducteur. Dans cette section, nous résumons les différentes pertes pour estimer le PHC du SIW dans la gamme des ondes millimétriques avec effet de rugosité de surface.

### 2.2.1 Les pertes

Les pertes de rayonnement sont principalement dues aux espaces entre les paires de trous métalliques : si les espaces sont minimes, la fuite à travers les trous métallisés est négligeable, tandis qu'un grand espacement entre les trous métalliques cause une perte de puissance significative due au rayonnement. Comme il n'y a pas de phénomène similaire dans les guides d'ondes rectangulaires, il existe peu de méthodes de calcul pour ces pertes. Pour cette raison, une nouvelle formule (2.1) a été mise au point pour calculer la constante d'atténuation due aux pertes de rayonnement (Bozzi *et al.*, 2014).

$$\alpha_R = \frac{\frac{1}{a} \left(\frac{d}{a}\right)^{2.84} \left(\frac{s}{d} - 1\right)^{6.28}}{4.85 \sqrt{\left(\frac{2a}{\lambda_0}\right)^2 - 1}} \left[ \frac{dB}{m} \right] \quad (2.1)$$

Où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le milieu diélectrique à la fréquence de fonctionnement.

Les pertes de conducteur sont liées à la conductivité finie des plans et trous métalliques. La distribution des champs dans le SIW est semblable à celle du RWG, donc la formule analytique dérivée pour le RWG peut être adoptée pour le calcul de la constante d'atténuation due à la perte



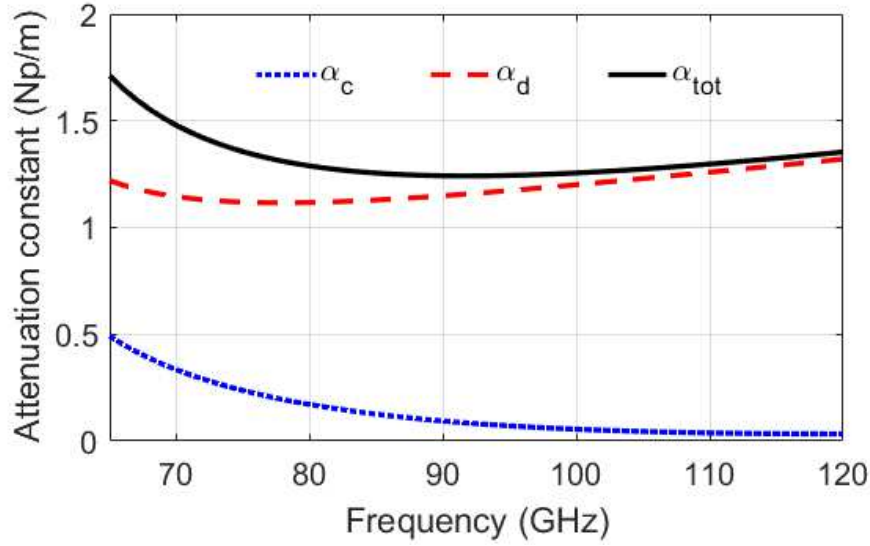


Figure 2.2 – L'atténuation du SIW (avec  $h=0.508$  mm).

de conducteur dans le SIW (Bozzi *et al.*, 2014). La largeur du RWG est représentée par la largeur équivalente  $a_{eff}$  du SIW :

$$\alpha_c = \frac{R_m}{\eta h \sqrt{1 - (\lambda_0/2a_{eff}\sqrt{\epsilon_r})^2}} \left( 1 + \frac{\lambda_0^2 h}{2a_{eff}^3 \epsilon_r} \right) \quad (2.2)$$

avec  $a_{eff} = a - d^2/(0.95 \times s)$ , la résistance surfacique  $R_m(\Omega) = \sqrt{w\mu_0/2\sigma}$ ,  $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0\epsilon_r}$ ,  $\sigma$  est la conductivité du métal, et  $\epsilon_0$  la permittivité du vide (Cheng *et al.*, 2008).

Les pertes diélectriques sont liées à la perte tangente  $\tan\delta$  du substrat et peut être très élevée à des fréquences d'onde millimétriques. L'atténuation due aux pertes diélectriques est donnée par (Cheng *et al.*, 2008):

$$\alpha_d = \frac{\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a_{eff}\sqrt{\epsilon_r})^2}} \tan \delta \quad (2.3)$$

La Figure 2.2 montre que l'atténuation du SIW calculée à partir des équations (2.2) et (2.3) en utilisant les paramètres de substrat sélectionné pour la fabrication des différentes lignes de transmission (Rogers RT/Duroid 6002 avec  $h=0.508$  mm,  $d=0.4$  mm,  $s=0.8$  mm,  $a_{eff}=1.6$  mm et  $\sigma=5.8 \times 10^7$  S/m). Comme démontré en (Bozzi *et al.*, 2014; Coonrod, 2014), si les règles définies

dans (Bozzi *et al.*, 2014) sont respectées les pertes de rayonnement sont négligeables. On voit que l'atténuation due au diélectrique est dominante par rapport à celle due au conducteur (95% de l'atténuation totale), ainsi que l'atténuation totale du SIW est plus ou moins stable sur la bande de fréquence (70-110 GHz). La solution intuitive pour réduire les pertes SIW sera de réduire principalement les pertes diélectriques qui sont limitées par les matériaux commerciaux disponibles. En regardant l'équation 2.3, ces pertes peuvent également être réduites soit en diminuant la permittivité du substrat, soit en augmentant les paramètres physiques du guide SIW (largeur et épaisseur). Il est à noter que les pertes diélectriques sont indépendantes de l'épaisseur du substrat contrairement aux pertes de conducteur.

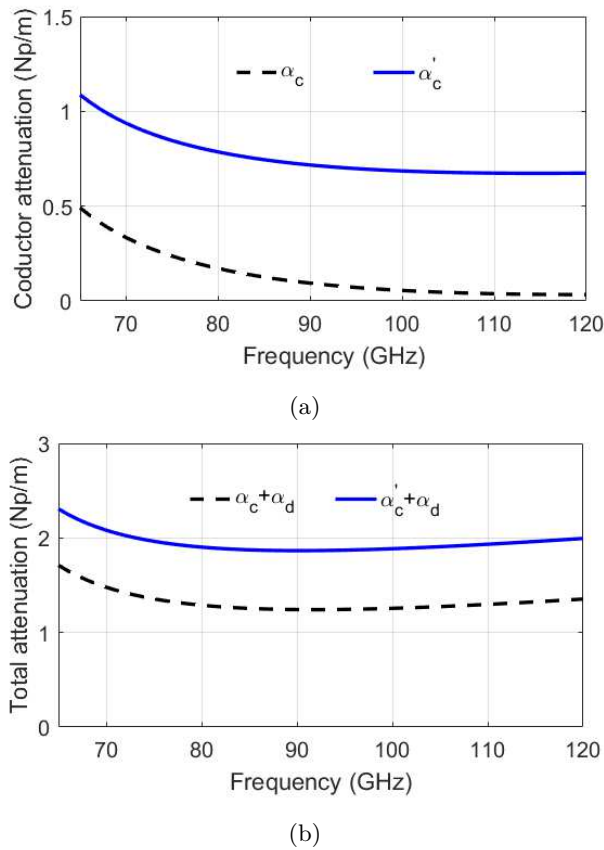


Figure 2.3 – Effet de rugosité de surface sur (a) l'atténuation du conducteur et (b) l'atténuation totale du SIW ( $h=0.508$  mm).

### 2.2.2 Effet de profil de conducteur (rugosité de surface)

Pour les processus des circuits imprimés (PCB : Printed Circuit Board) et les circuits microélectroniques, la surface entre le conducteur et le substrat est souvent rendue rugueuse pour améliorer l'adhérence substrat-conducteur. En ondes millimétriques et dans la gamme de fréquences gigahertz, la profondeur de peau de cuivre est équivalent à la moyenne quadratique réelle (RMS : Root Mean Square) de la rugosité de surface et provoque une distorsion importante du signal. Par conséquent, il est important d'estimer avec précision l'effet de rugosité de surface sur les pertes de SIW et la gestion de la puissance aux ondes millimétriques (Yi *et al.*, 2016; Pozar, 2011). Une formule quasi empirique qui peut être employée pour estimer de manière approximative la rugosité de surface est :

$$\alpha'_c = \alpha_c \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left( 1.4 \left( \frac{\Delta}{\delta_s} \right)^2 \right) \right] \quad (2.4)$$

où  $\alpha_c$  est l'atténuation due à des conducteurs parfaitement lisses,  $\alpha'_c$  est l'atténuation corrigée pour l'effet de la rugosité de surface,  $\Delta$  est la moyenne quadratique réelle (RMS) de la rugosité de surface et  $\delta_s$  est la profondeur de peau du conducteur.

La Figure 2.3 présente l'effet de rugosité de surface sur l'atténuation du SIW calculée à partir des équations (2.3) et (2.4). Sur la Figure 2.3a, on peut voir que l'atténuation du conducteur peut être doublée en ajoutant l'effet de la rugosité défini par le facteur de correction de Morgan (MF: Morgan factor) donné dans (Pozar, 2011). On peut également noter que, les pertes métalliques en ajoutant l'effet de rugosité de surface, deviennent comparables au celles de diélectrique.

### 2.2.3 La tenue en puissance (PHC)

La capacité de traitement de puissance moyenne (APHC: Average Power Handling Capability) du SIW est calculée à l'aide d'une équation de transfert de chaleur. Les sources de chaleur sont principalement causées par les pertes diélectriques et ohmiques dans le SIW. L'APHC précise est obtenue en comparant la température maximale à l'intérieur du SIW avec la température de distorsion thermique des matériaux diélectriques correspondants (Cheng *et al.*, 2008). Les facteurs qui peuvent affecter les pertes ohmiques et diélectriques du SIW, telles que la fréquence de fonctionnement, l'épaisseur et les propriétés des matériaux du substrat utilisé, sont également étudiés. Des

conclusions importantes sont données, qui peuvent fournir des suggestions utiles pour l'application technique de la structure SIW, en particulier dans les systèmes à haute puissance.

$$APHC = \frac{(h_c^u + h_c^d + 2h_r) a_{eff} (T_w - T_\infty)}{\alpha_{tot}} \quad (2.5)$$

où  $h_c$  est le coefficient de transfert de chaleur par convection et  $h_r$  le coefficient de transfert de chaleur par rayonnement.  $T_w(K)$  est la température du diélectrique,  $T_\infty(K)$  est la température de l'environnement (généralement 20°C) (Cheng *et al.*, 2008).

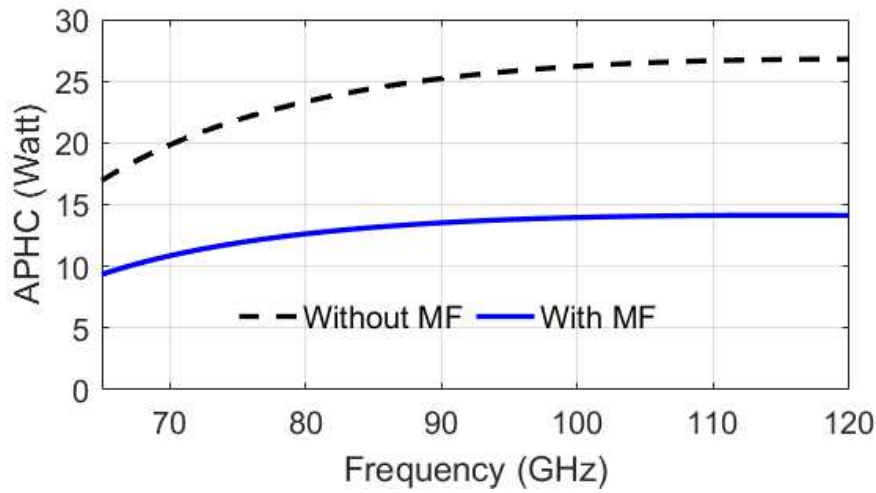


Figure 2.4 – Effet de rugosité de surface sur APHC (avec  $h=0.508$  mm).

La Figure 2.4 représente l'effet de rugosité de surface sur APHC (avec  $h=0,508$  mm). Comme on peut le voir, l'APHC est directement affectée par la rugosité de surface du substrat. Cet effet réduit la puissance moyenne d'environ 12 watts sur toute la bande de fonctionnements, ce qui équivaut à une réduction de 50% de la puissance moyenne totale.

De la même manière qu'un guide RWG métallique conventionnel, le SIW a une capacité maximale de traitement de puissance crête (PPHC : Peak Power Handling Capability) qui peut être mesurée avant que la distorsion diélectrique ne se produise. Ce type de distorsion est défini par le PPHC et peut être considéré comme une puissance d'onde pulsée, contrairement à l'APHC qui est la puissance d'onde continue (Dong *et al.*, 2012).

$$PPHC = \sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2\right)} a_{eff} \cdot h \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot E_0^2 / 480\pi \quad (2.6)$$

où  $E_0$  la rigidité diélectrique des matériaux correspondants.

Selon l'équation 2.6, le PPHC dépend de la rigidité diélectrique et de l'épaisseur du substrat à une fréquence donnée. Un substrat épais peut supporter une tension plus élevée pour le même champ de distribution.

## 2.3 Études paramétriques de l'OS-SIW

La clé pour maximiser la puissance transmise dans le guide d'onde est de réduire tout type de pertes. Étant donné que la permittivité du substrat utilisé et la tangente de perte diélectrique sont définies par le fabricant sans accès à ces paramètres, les dimensions du guide d'ondes ( $a_{eff}$  et l'épaisseur  $h$ ) sont les seuls paramètres accessibles qui peuvent être modifiés pour améliorer les performances du SIW. Dans cette section, une étude paramétrique des dimensions du guide d'onde pour trouver la structure qui garantit un PHC maximum et des pertes de transmission minimales.

### 2.3.1 Épaisseur du substrat

La Figure 2.5 montre l'effet de l'épaisseur du substrat sur l'atténuation SIW et le PHC en utilisant le substrat Rogers RT/Duroid 6002 avec les spécifications données précédemment. Trois épaisseurs disponibles pour ce substrat sont considérées : 0.254, 0.508 et 0.762 mm. On peut voir sur la Figure 2.5a que l'atténuation du conducteur peut être réduite, en agissant sur l'épaisseur du substrat, tout comme la réduction de l'atténuation totale (Figure 2.5b), et elles sont inversement proportionnelles à  $h$ . L'effet de réduction des pertes est plus prononcé lorsque l'épaisseur du substrat est augmentée de deux fois c'est-à-dire de 0.254 mm à 0.508 mm (réduction d'environ 25%) par rapport à l'épaississement de 0.508 mm à 0.762 mm (réduction d'environ 10%).

L'APHC maximum calculé pour les différentes épaisseurs de substrat est illustré sur la Figure 2.5c. Par exemple, pour une épaisseur  $h=0.762$  mm correspond un meilleur APHC sur la bande de fréquence. L'épaisseur du substrat a le même effet sur le PPHC comme on peut le voir sur la Figure 2.5d. De plus, cela démontre que le SIW a une puissance crête très élevée dans les bandes micro-ondes et ondes millimétriques. Le SIW sur ce substrat peut supporter à 90 GHz, 200 kW ou plus de 300 kW avec une épaisseur de 0.762 mm. L'épaisseur du substrat est limitée à  $a_{eff}/2$  pour

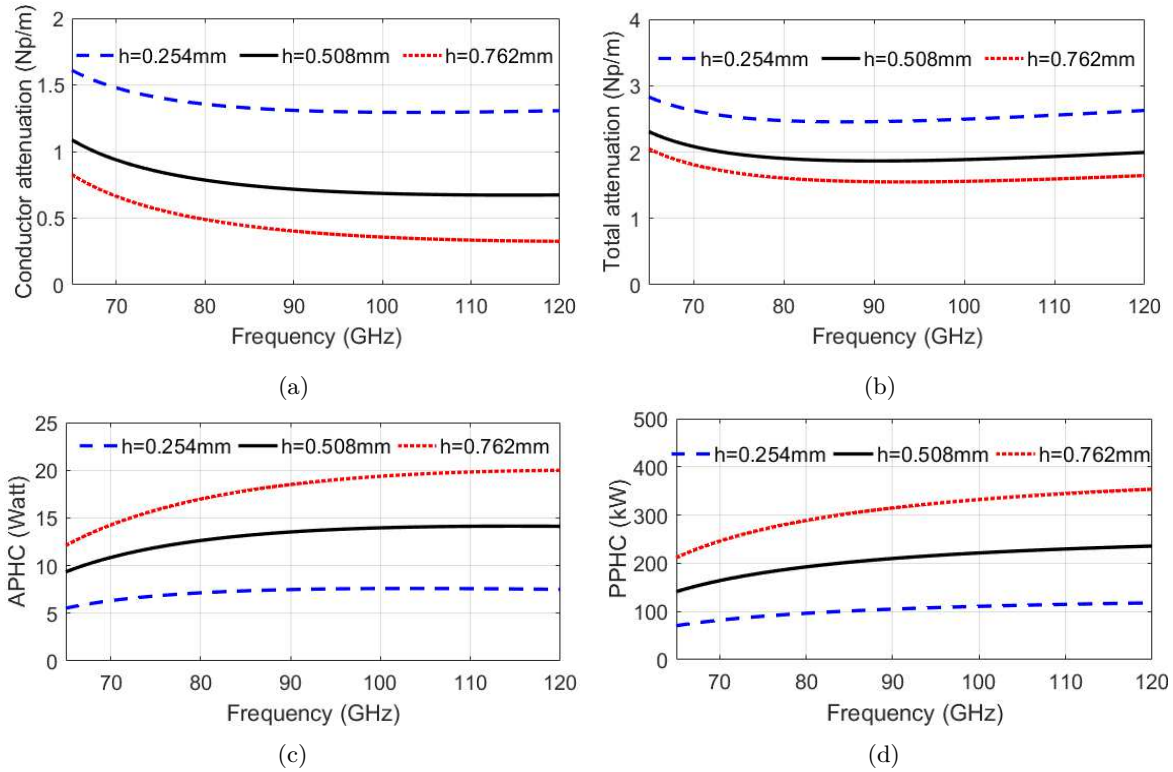


Figure 2.5 – Effet de l'épaisseur du substrat SIW (avec rugosité de surface) sur (a) l'atténuation du conducteur, (b) l'atténuation totale, (c) l'APHC et (d) le PPHC.

éviter la propagation des modes supérieurs. En revanche, l'épaisseur est limitée aussi pour faciliter l'intégration avec des lignes microruban (MSL: Micro-Strip Line) afin de résoudre les problèmes de caractérisation et de mesure.

### 2.3.2 Largeur

D'après les équations des pertes dans les guides SIW mentionnées auparavant dans 2.2 (qui devient 2.4 en tenant compte l'effet de rugosité) et 2.3, les deux quantités des pertes SIW sont inversement proportionnelles à la largeur du guide d'onde. La Figure 2.6 illustre l'effet de la largeur du SIW sur l'atténuation et le PHC du SIW à 90 GHz. Sur la Figure 2.6a, on peut voir que l'atténuation totale est doublement réduite, on passant d'une largeur initiale égale à  $a_{eff}$  à une largeur de  $2 \times a_{eff}$ , par la suite elle est plus ou moins stable. En ce qui concerne l'APHC et le PPHC du SIW, sont proportionnels à la largeur ( $a_{eff}$ ) comme montré à la Figure 2.6b. L'agrandissement de la largeur du SIW de 2 mm peut augmenter l'APHC d'environ 45 watts. Le PPHC est trois fois

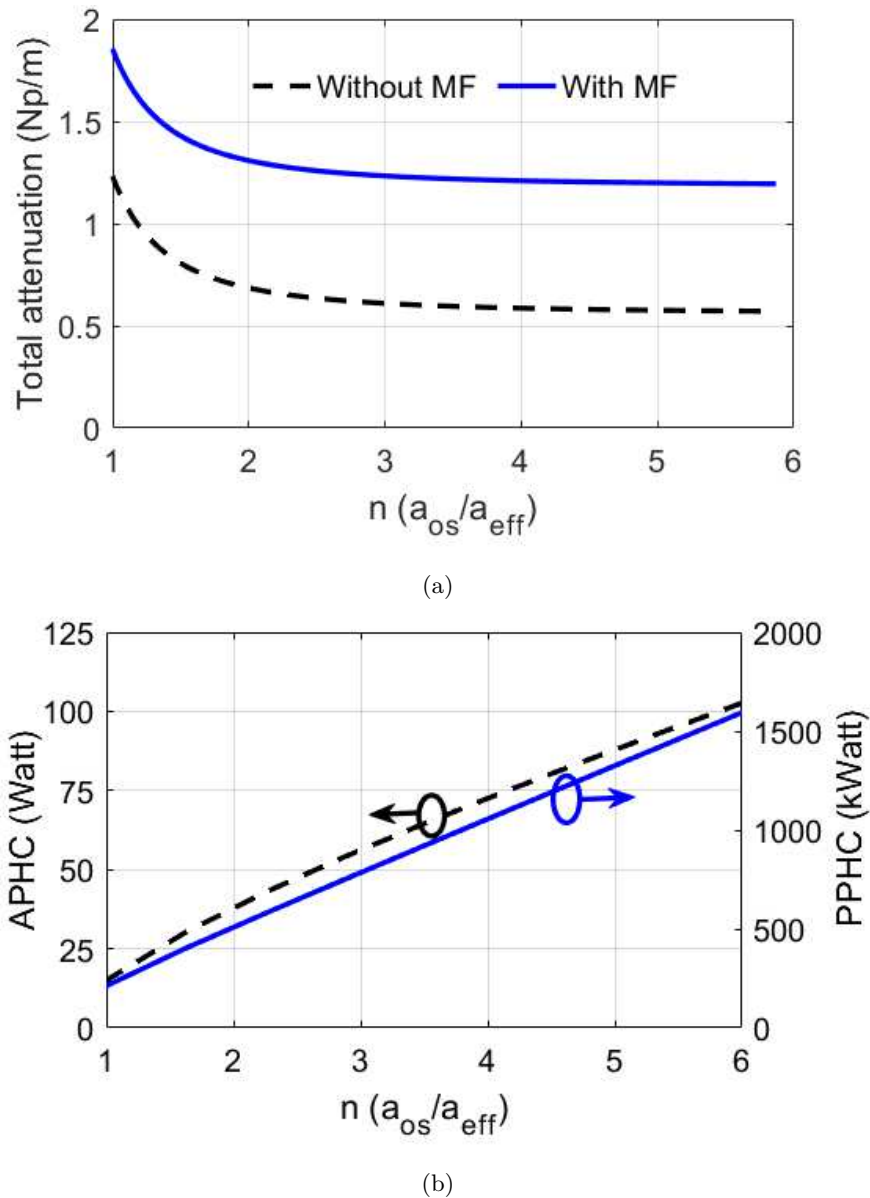


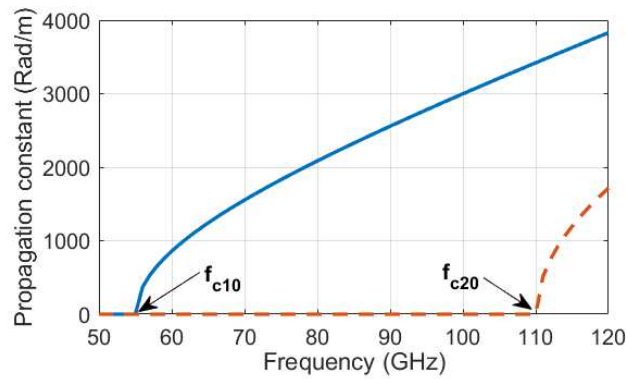
Figure 2.6 – Effet de largeur du SIW sur (a) la perte du SIW et (b) la tenue puissance (avec  $h=0.508$  mm et  $f=90$  GHz).

plus élevé dans le cas où  $a_{eff}=4.8$  mm (OS-SIW 3a) par rapport à un SIW standard ( $a_{eff}=1.6$  mm).

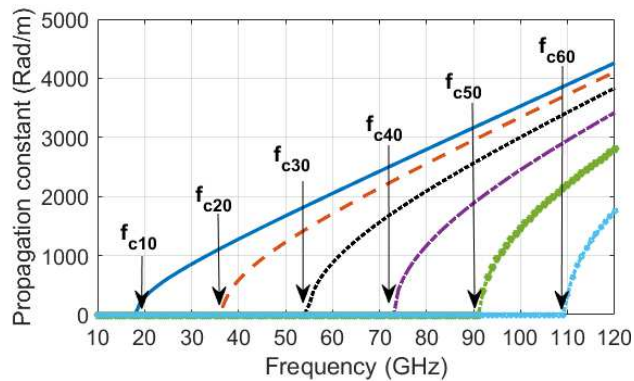
Par ailleurs, l'augmentation de la largeur du guide d'onde permet la propagation de modes d'ordre supérieur qui doivent être gérés. Le guide d'onde dans cette plage de largeur est appelé guide d'onde surdimensionné.

## 2.4 Modes d'excitation

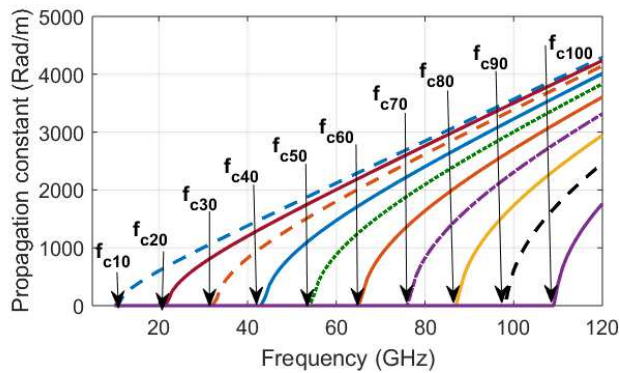
Dans un guide d'onde surdimensionné, le mode ( $TE_{10}$ ) est le plus souhaité. En effet, même si un seul mode est lancé en entrée, des modes supérieurs apparaîtront facilement dans les discontinuités de la ligne de transmission par une conversion de mode. S'il y a plusieurs composants dans le circuit, la description mathématique peut rapidement devenir très complexe, car en pratique, la distribution de champ est imprévisible. Si la conversion du mode souhaité en modes indésirables est négligeable,



(a)



(b)



(c)

Figure 2.7 – Modes pris en charge dans (a) SIW standard, (b) OS-SIW 3a et (c) OS-SIW 5a.



on peut se référer à un fonctionnement monomode ou à un fonctionnement stable d'un circuit de guide d'onde surdimensionné spécifique (Butterweck & de Ronde, 1967).

Pour illustrer la présence potentielle des modes supérieurs d'un guide d'onde standard à un guide d'onde surdimensionné, la Figure 2.7 montre la constante de propagation calculée pour différentes largeurs du SIW. Sur la Figure 2.7a, on voit clairement que dans le cas d'un SIW standard (largeur de référence  $a_{eff}=1.6$  mm), un seul mode est prédominant ( $TE_{10}$ ), le deuxième mode ( $TE_{20}$ ) est en dehors de la bande de fonctionnement (55-110 GHz). La présence des modes supérieurs est remarquée dans le cas d'un OS-SIW 3a ( $a_{eff}=4.8$  mm trois fois la largeur de référence) et dans l'OS-SIW 5a ( $a_{eff}=8$  mm cinq fois la largeur de référence) comme le montrent la Figure 2.7b et la Figure 2.7c. Ces modes d'excitation supérieurs doivent être contrôlés afin de préserver la tenue en puissance et de réduire les pertes provoquées par la dispersion.

## 2.5 Transition SIW vers OS-SIW

La réalisation d'un guide d'onde surdimensionné nécessite une transition soigneusement conçue, pour permettre l'intégration de ce composant aux outils de caractérisation disponibles. Dans cette section, nous présentons une analyse de la forme et le profil de la transition ainsi que l'optimisation et la conception de cette dernière. Le but d'une telle transition est de ne permettre que la propagation du mode fondamental et l'adaptation d'impédance (Butterweck & de Ronde, 1967). Le cône (taper) qui permet la transition entre un guide d'onde surdimensionné et un guide d'onde de taille standard doit être très lisse pour conserver le mode  $TE_{10}$  pur dans le guide d'onde surdimensionné (Klopfenstein, 1956; Wheeler, 1939).

Dans notre cas, trois formes ; linéaire, exponentielle et une forme de bouteille optimisée sont étudiées. La forme de bouteille proposée pour la transition SIW à OS-SIW est basée sur l'équation 2.7 afin d'avoir une forme optimale et de permettre une meilleure adaptation d'impédance (Eghlidi *et al.*, 2006) :

$$Z(z) = \begin{cases} Z_0 e^{\left(\frac{2z^2}{L_T^2}\right) \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)} & 0 \leq z \leq L_T/2 \\ Z_0 e^{\left(\frac{4z}{L_T} - \frac{2z^2}{L_T^2} - 1\right) \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)} & L_T/2 \leq z \leq L_T \end{cases} \quad (2.7)$$

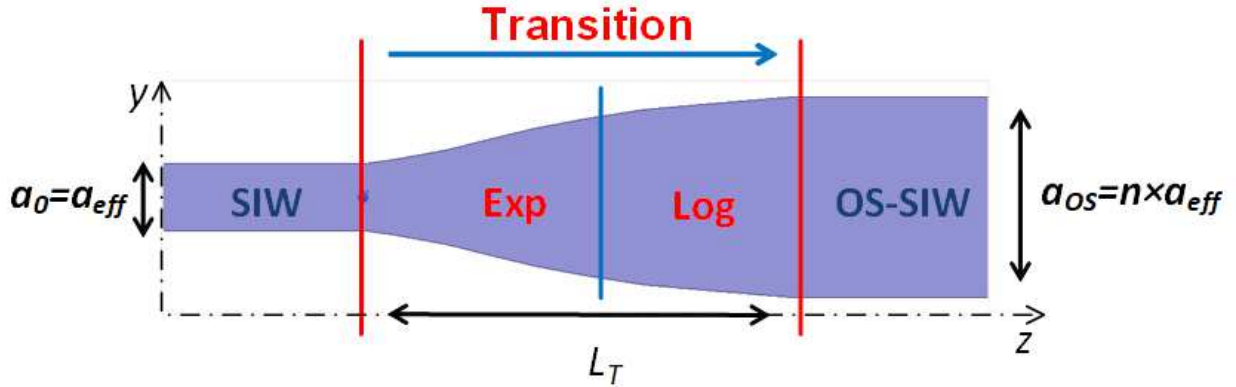


Figure 2.8 – Taper proposé.

Comme on peut le voir sur la Figure 2.8, la transition contient deux sections, exponentielle et logarithmique. Cette combinaison offre une transition très lisse et une meilleure adaptation avec une longueur acceptable. En utilisant le logiciel HFSS, les trois formes sont optimisées pour différents rapports  $n = a_{OS}/a_0$  (qui est plus ou moins proportionnel à  $Z_1/Z_0$  avec  $n$  strictement supérieur à 1) pour obtenir des coefficients de réflexion prédéterminés de -20 dB, -30 dB et -40 dB autour de 90 GHz comme fréquence centrale. Les longueurs de taper optimisées sont résumées dans le tableau 2.2.

Tableau 2.2 – Comparaison des performances des tapers étudiés

Taper form	Length (mm)									
	S <sub>11</sub> at -20dB			S <sub>11</sub> at -30dB			S <sub>11</sub> at -40dB			
	Linear	Exponential	Modified bottle	Linear	Exponential	Modified bottle	Linear	Exponential	Modified bottle	
Ratio(n)	2	3	3.5	3	8.5	10	6	28	31	16
	3	10	10	10	26	35	14	80	95	55
	4	19	19	18.5	60	80	29	150	190	100
	5	29	40	29	58	102	50	230	290	150

En analysant les résultats de simulation des trois formes de transition données dans le tableau 2.2, la relation entre la longueur de taper et le rapport  $n$  pour différentes valeurs du coefficient de réflexion  $\Gamma$  peut être écrite comme suit :

$$L_T^{Linear}(\lambda_g) = (n - 1) \log(n) \times \Gamma^{-1} \times 10^{-3} \quad (2.8)$$

$$L_T^{Exponential}(\lambda_g) = 0.36(n - 1)^{1.6} \times \Gamma^{-0.97} \times 10^{-3} \quad (2.9)$$

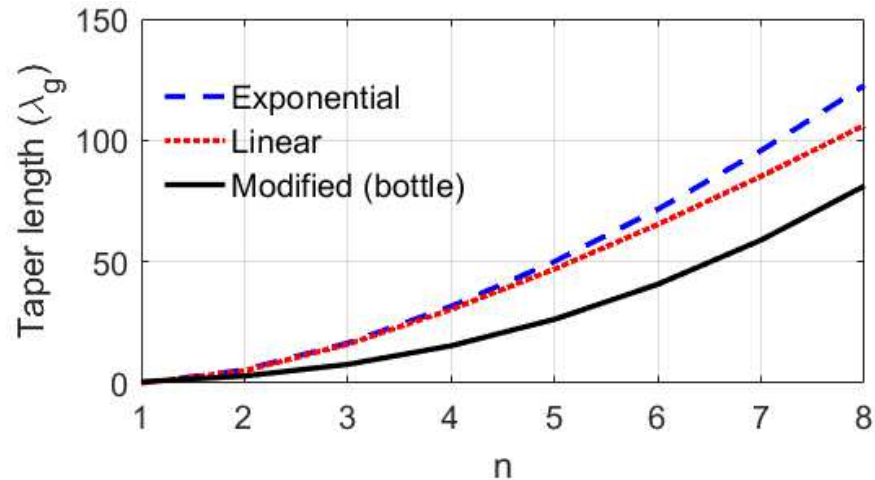


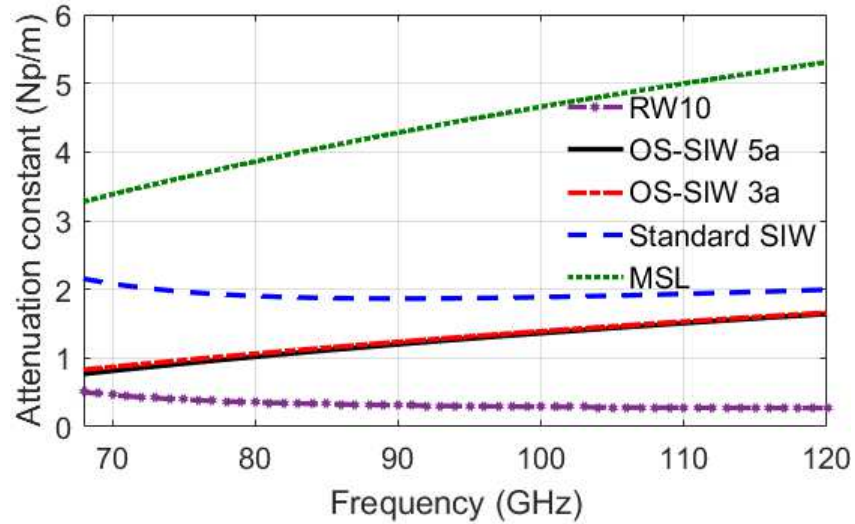
Figure 2.9 – Longueur de taper pour les différentes formes étudiées vs rapport  $n$  à -30 dB de coefficient de réflexion.

$$L_T^{Modified}(\lambda_g) = n^{2.4} \times \exp(\Gamma^{-0.35}) \times 10^{-4} \quad (2.10)$$

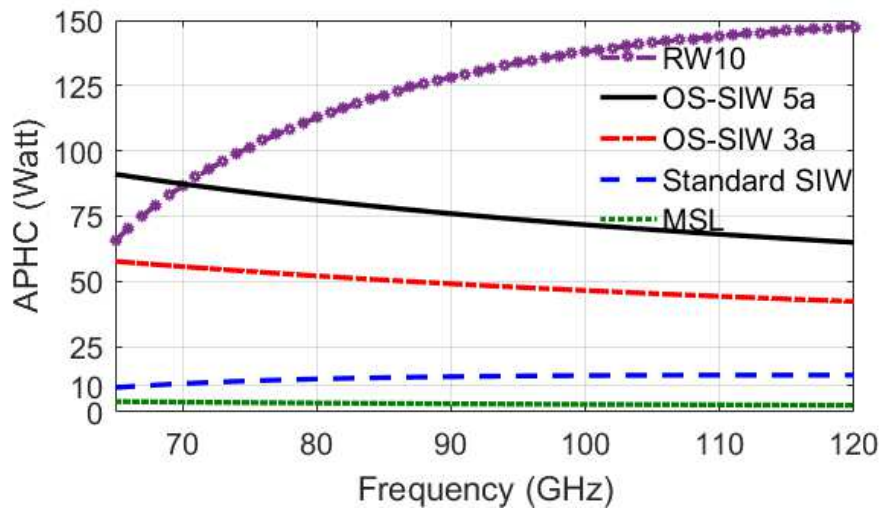
La longueur du taper par rapport au rapport  $n$  à -30 dB du coefficient de réflexion calculé à partir des équations 2.8, 2.9 et 2.10 sont représentées sur la Figure 2.9. On peut voir que le taper de forme bouteille optimisé, pour un  $n=5$  (OS-SIW 5a), la longueur de la transition est deux fois moins qu'une transition exponentielle ou linéaire. Il est à noter que le taper d'une forme linéaire et exponentielle sont similaires lorsque  $n$  en dessous de 5, au-delà de cette valeur, les deux formes convergent différemment (la forme linéaire est légèrement meilleure). En termes de miniaturisation, le taper optimisé en forme de bouteille offre de bonnes performances par rapport aux autres formes étudiées.

## 2.6 Comparaison des performances des lignes de transmission

Une comparaison avec d'autres technologies de guides d'ondes est nécessaire pour prendre en charge le choix de conception en termes de PHC et de réduction des pertes de transmission dans la bande d'opération. Le substrat Rogers RT/Duroid 6002 a été utilisé avec une épaisseur de 0.508 mm comme référence.



(a)



(b)

Figure 2.10 – Comparaison des paramètres des lignes de transmission (a) perte, (b) capacité en la puissance (pour  $h=0.508$  mm).

La constante d'atténuation et l'APHC du SIW, OS-SIW et RW sont calculées à partir de 2.2 à 2.5 et pour le MSL les règles sont définies dans (Gupta & Bahland, 1979; Denlinger, 1980). Les pertes et les résultats de L'APHC calculés pour différents composants sont illustrés dans la Figure 2.10. Dans le cas de MSL, les pertes de rayonnement sont prises en compte. Comme le montre la Figure 2.10a, l'atténuation OS-SIW est beaucoup plus faible que celles de MSL dans la bande de fonctionnement et meilleure que le SIW standard. De plus, l'atténuation du guide OS-SIW est comparable à celles d'un guide d'onde rectangulaire (RW10) notamment dans la gamme de fréquences comprise entre 68 et 90 GHz. En termes de tenue en puissance, comme on peut le voir sur la Figure 2.10b, l'OS-SIW

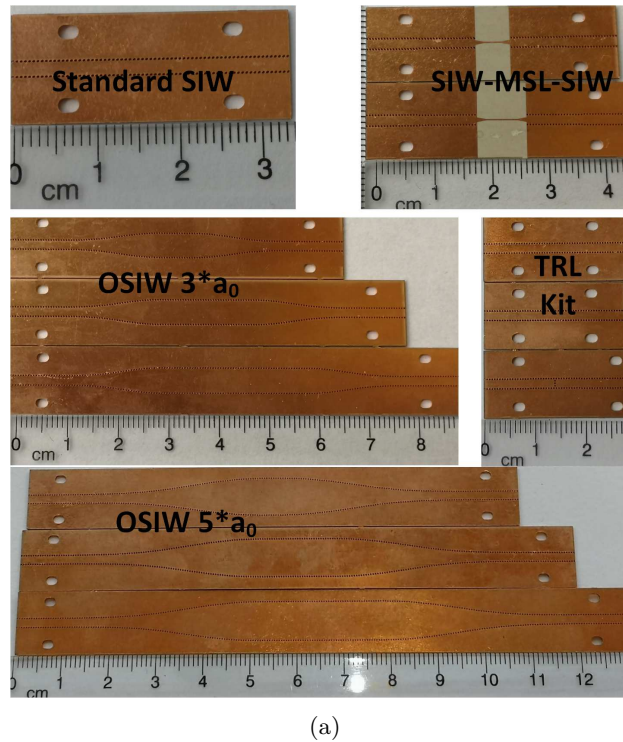


Figure 2.11 – Photographie des composants fabriqués.

peut être un concurrent direct de guide RWG. Ces deux caractéristiques essentielles de l'OS-SIW permettent d'avoir une structure plane avec des caractéristiques similaires à un guide RWG.

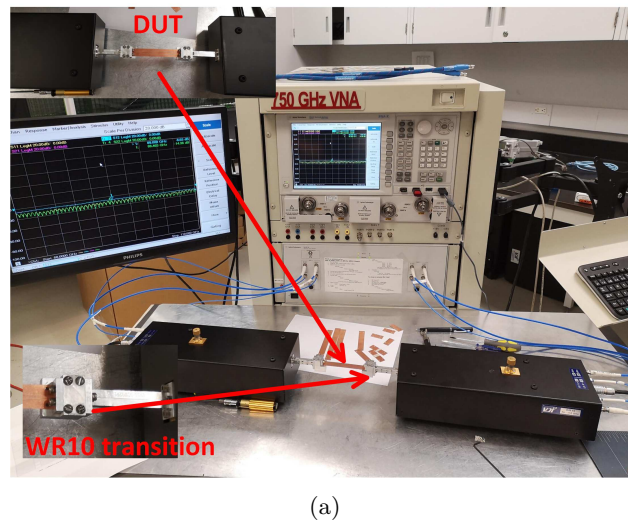
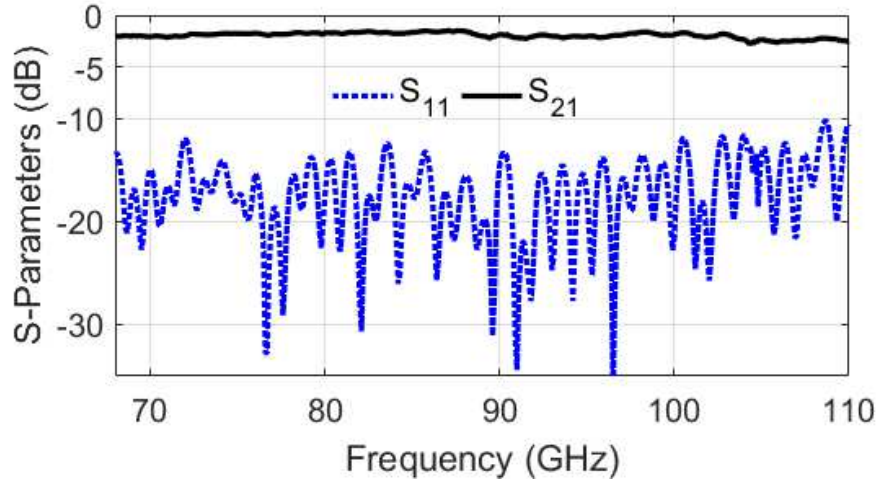
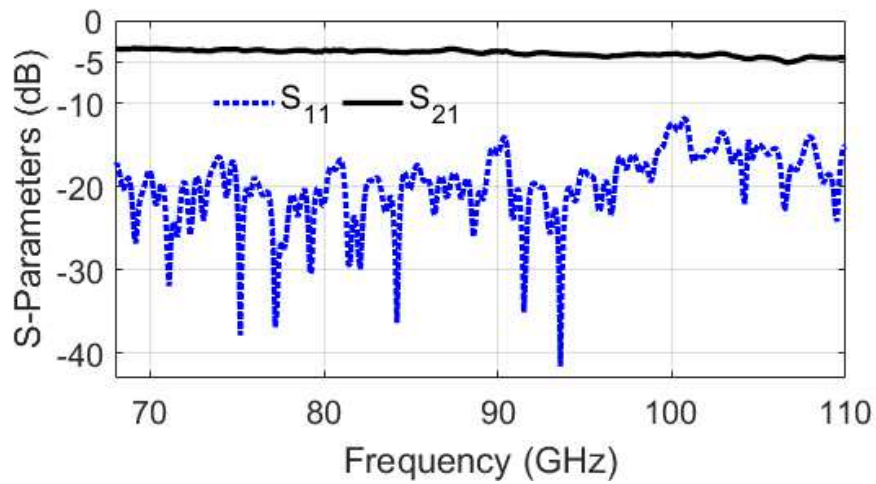


Figure 2.12 – Banc de mesure.



(a)



(b)

Figure 2.13 – Paramètres S mesurés (a) OS-SIW 3a avec 68 mm de longueur totale et (b) OS-SIW 5a avec 107 mm de longueur totale.

## 2.7 Résultats expérimentaux

Pour valider les résultats théoriques et de la simulation, un ensemble de lignes de transmission sont fabriquées et mesurées dans une bande de fonctionnements allant de 68 à 110 GHz. La transition WR10-SIW (Djerafi *et al.*, 2013) est utilisée pour connecter les lignes de transmission aux accès de l'analyseur de réseau VNA (Vector Network Analyser). Le kit d'étalonnage TRL (Through-Reflect-Line) du SIW est conçu pour éliminer l'effet de transition RWG-SIW.

Pour caractériser cette nouvelle catégorie de lignes de transmission, deux largeurs sont exploitées pour la conception des OS-SIW. Le premier est un OS-SIW d'une largeur égale à trois fois (OS-SIW

3a) la largeur de référence du SIW standard ( $a_{eff} = 1.6$  mm), et le second d'une largeur égale à cinq fois (OS-SIW 5a) la largeur de référence. Pour chaque ligne OS-SIW, trois longueurs différentes ont été réalisées, afin de pouvoir déterminer les pertes de transmission de chaque type. Des lignes standard SIW et MSL ont également été fabriquées pour une comparaison de performances.

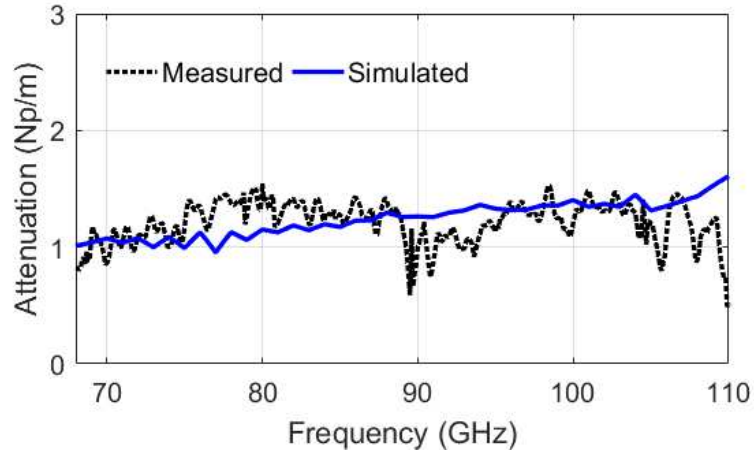
Tous les circuits sont conçus en utilisant le substrat Rogers RT/Duroid 6002 avec 0.508 mm d'épaisseur. La photographie des composants fabriqués qui incluent SIW, OS-SIW, kit d'étalonnage (kit TRL) et transitions sont donnés dans la Figure 2.11.

Le banc de mesure et le dispositif sous test (DUT: Device Under Test) sont illustrés dans la Figure 2.12. La même transition SIW-RWG est utilisée pour mesurer tous les composants fabriqués. Les résultats simulés des pertes de transmission pour chaque type de lignes ont été réalisés à l'aide du logiciel HFSS en tenant compte de l'effet de rugosité de surface du substrat utilisé ( $0.4 \mu\text{m}$  est considéré pour le substrat Rogers RT/Duroid 6002).

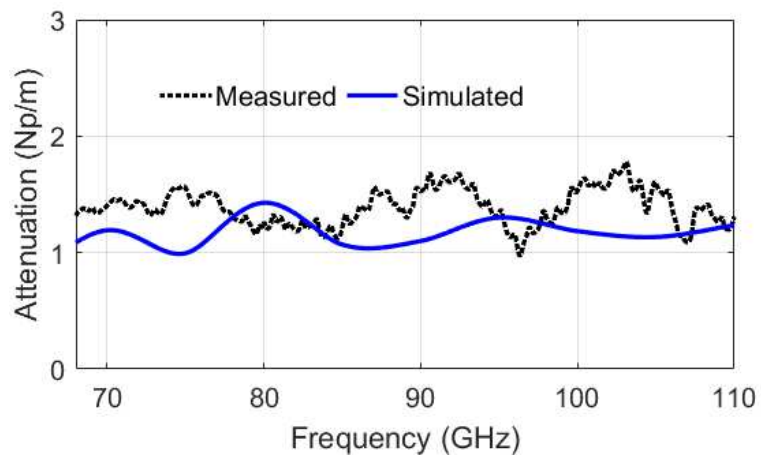
Les résultats de mesure des paramètres S des OS-SIW fabriqués sont représentés sur la Figure 2.13. Comme illustré sur la Figure 2.13a, les pertes de transmission sont environ 1.6 dB dans le cas d'un OS-SIW 3a (avec une longueur totale de 68 mm compte tenu les deux transitions et l'accès SIW) et 3.4 dB dans le cas d'un OS-SIW 5a (avec une longueur totale de 107 mm compte tenu de la transition et de l'accès SIW) comme indiqué sur la Figure 2.13b. Un bon coefficient de réflexion est obtenu pour OS-SIW 3a ( $S_{11}$  de -15 dB sur toute la bande de fonctionnements) et encore meilleur dans le cas de OS-SIW 5a.

Les résultats d'atténuation mesurés et simulés des OS-SIW fabriqués sont donnés sur la Figure 2.14. Comme on peut le voir sur la Figure 2.14a, pour un OS-SIW 3a, les résultats mesurés et simulés de  $S_{21}$  sont en bon accord. La Figure 2.14b montre les résultats d'atténuation de OS-SIW 5a, et nous avons également un bon accord entre les résultats. L'atténuation des deux guides OS-SIW (3a et 5a) est comparable à un guide rectangulaire comme prédit auparavant par calcul présenté dans la Figure 2.10a.

La Figure 2.15 montre l'atténuation mesurée des différentes lignes de transmission fabriquées. On peut voir que la nouvelle catégorie de ligne de transmission (OS-SIW) conçue dans ce projet présente une atténuation qui peut être 2 Np/m inférieure à une ligne SIW ou MSL standard.



(a)



(b)

Figure 2.14 – Atténuation de (a) OS-SIW 3a et (b) OS-SIW 5a.

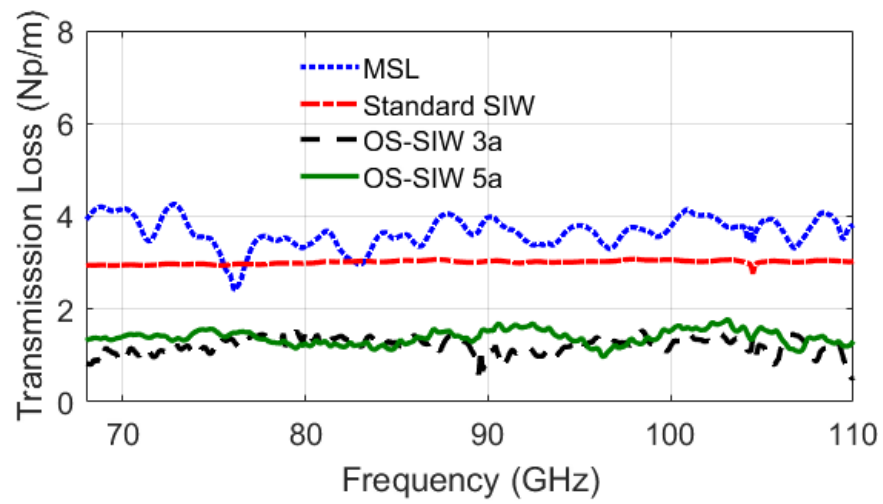


Figure 2.15 – Atténuation mesurée de différentes lignes de transmission fabriquées.



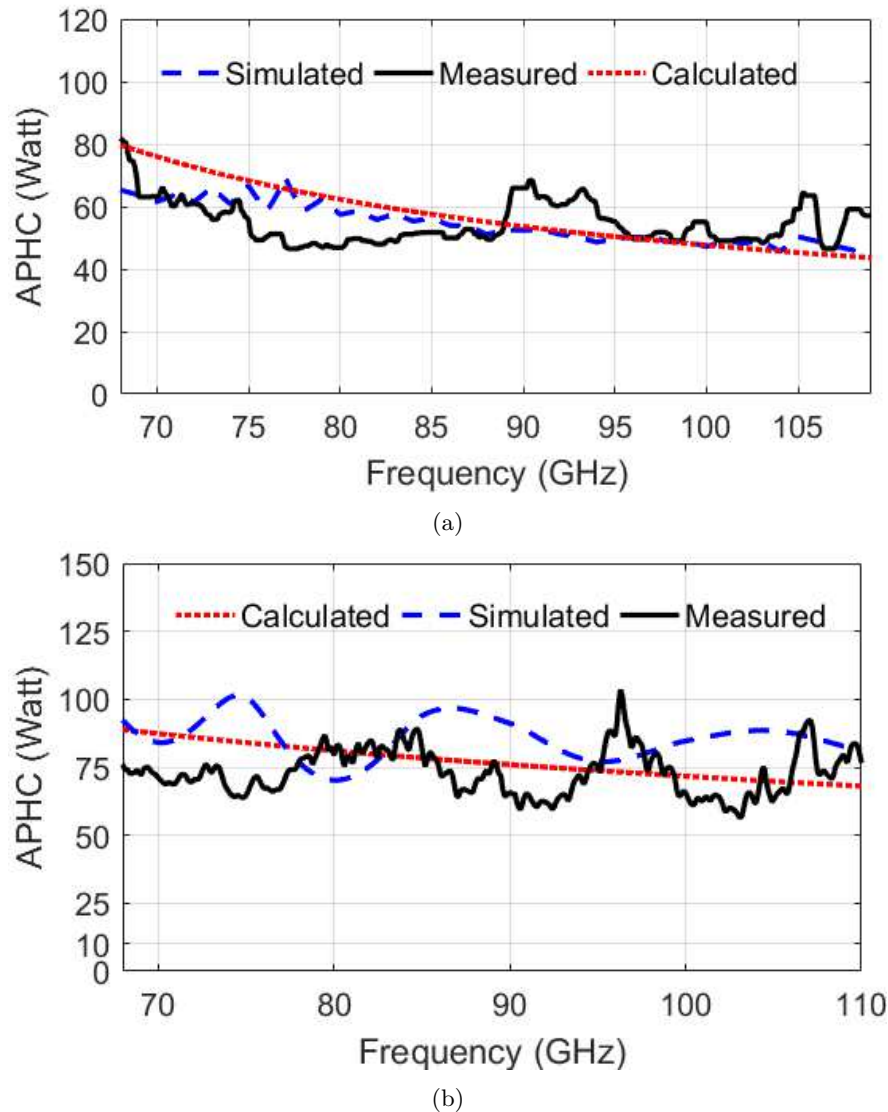


Figure 2.16 – Résultats de comparaison APHC (a) OS-SIW 3a et (b) OS-SIW 5a.

Les performances des guides OS-SIW en termes de APHC sont estimées en se basant sur résultats de mesure. La Figure 2.16 montre les résultats de l'APHC des lignes OS-SIW 3a et OS-SIW 5a. Les résultats de la comparaison APHC de OS-SIW 3a sont en bon accord, comme on peut le voir sur la Figure 2.16a. L'APHC mesuré, simulé et calculé de OS-SIW 5a est représenté sur la Figure 2.16b. Par rapport au SIW standard, une augmentation de 10 watts à 50 watts (5 fois) est faisable en utilisant OS-SIW 3a et à 75 watts (7.5 fois) en utilisant OS-SIW 5a. Cette performance des OS-SIW en termes d'amélioration de la tenue en puissance par rapport au SIW standard met en évidence l'exploitation potentielle de cette nouvelle catégorie de lignes de transmission pour couvrir les besoins des systèmes à haute puissance.

## 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, L'OS-SIW est une nouvelle catégorie de lignes de transmission a été proposée pour les systèmes en ondes millimétriques à haute puissance. Une étude théorique des pertes et de la capacité gestion de la puissance du SIW standard est réalisée en considérant l'effet de la rugosité de surface pour la première fois (de nos meilleures connaissances, ce phénomène n'a pas été pris en compte dans les travaux précédents pour le calcul de la tenue en puissance des SIWs). Cette considération a permis une meilleure estimation de l'atténuation et de la tenue en puissance des guides SIW standard. L'étude paramétrique a permis de réduire les pertes de transmission et d'augmenter la tenue en puissance, montrant l'effet positif de l'agrandissement de la largeur et de l'épaisseur du SIW. Ce nouveau guide d'onde surdimensionné est un type de ligne de transmission nommé OS-SIW.

Une transition SIW vers OS-SIW a été réalisée pour permettre la caractérisation de cette nouvelle catégorie de lignes de transmission et empêcher la propagation des modes d'ordre supérieur. Une analyse des trois formes de taper a été réaliser afin de pouvoir déterminer une transition optimale. Le choix de la transition adéquate est basé sur les performances en termes coefficient de réflexion et la longueur du taper. Il a été démontré qu'une transition de forme bouteille offre une meilleure adaptation d'impédance avec une longueur raisonnable.

Les mesures des prototypes fabriqués ont démontré que l'utilisation de l'OS-SIW améliore efficacement, sur une large bande de fréquence, la tenue en puissance et réduit considérablement les pertes de transmission par rapport à une ligne standard du SIW et MSL. Cela fait de la nouvelle catégorie de lignes de transmission (OS-SIW) un très bon choix pour les futurs systèmes de communication en ondes millimétriques, qui nécessitent une puissance de transmission élevée.

## Chapitre 3

# Diviseurs/combineurs de puissance sans saut d'impédance caractéristique

### 3.1 Introduction

Ce chapitre porte sur la conception des diviseurs/combineurs de puissance à base des lignes de transmission à impédance unique. Cette nouvelle technique permet d'avoir des structures simples, petite taille et faible coût. En plus, le saut d'impédance devient problématique dans les bandes millimétriques en générant des pertes additionnelles. Un réseau de diviseurs/combineurs de puissance est indispensable pour notre système pour permettre d'atteindre un niveau de puissance nécessaire.

La figure 3.1 illustre les différentes techniques de combinaison utilisées dans les systèmes microondes et onde millimétrique. Au niveau des puces, les concepteurs s'efforcent d'utiliser des circuits de recombinaison faibles pertes en technologie planaire en s'appuyant sur des structures de transmission, comme les lignes microruban ou les guides d'onde coplanaires. Des structures de combinaison comme les coupleurs de Wilkinson et les coupleurs de Lange sont également très utilisées aux fréquences millimétriques, où les pertes des circuits sont majeures.

Au niveau circuit, un grand nombre de techniques de combinaison sont disponibles. Les concepteurs ont également un large choix de structures pour la réalisation du combineur de puissance, comme les lignes de transmission et les cavités résonnantes. Typiquement, une première sélection de

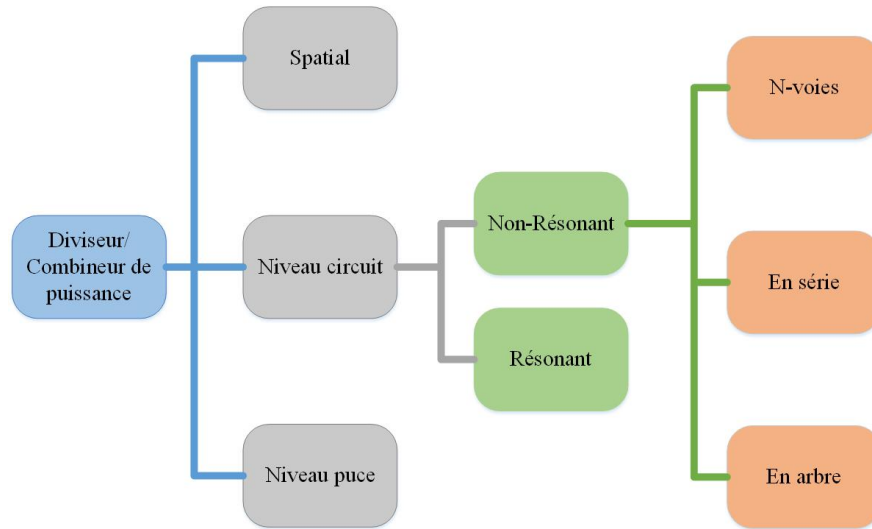


Figure 3.1 – Techniques de combinaison en micro-ondes et onde millimétrique.

la technique de combinaison porte sur plusieurs critères de fonctionnement d'un système global qui sont : la bande de fréquence requise, l'objectif de puissance en sortie du système, et le nombre de ports ou modules de puissance à recombinaison dans le cas d'un système amplificateur de puissance à état solide. Enfin la combinaison spatiale peut être considérée comme un sous-ensemble des niveaux puce et circuit ou un hybride des deux comme décrit par (Bonnet, 2014).

La division de puissance est l'opération inverse de la combinaison, elle met donc en œuvre des techniques identiques. On peut donner un exemple plus concret ; l'amplificateur de puissance qui est composé d'un diviseur de puissance, de plusieurs modules actifs et d'un combineur de puissance comme illustré dans la Figure 3.2.

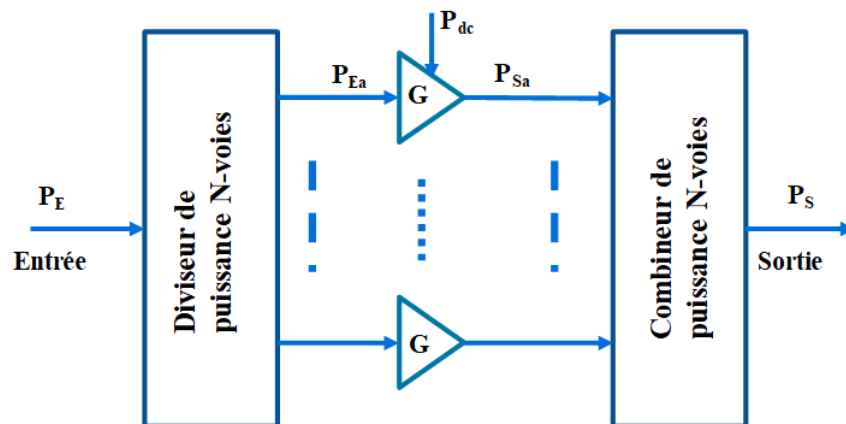


Figure 3.2 – Exemple d'application de diviseur/combineur de puissance (amplificateurs de puissance multiport).

La demande croissante de composants compacts et peu coûteux dans les systèmes RF et micro-ondes attire de plus en plus l'attention. L'accent est mis sur les diviseurs/combineurs de puissance à ondes millimétriques passives hautement intégrés à faible perte pour permettre leur mise en œuvre au niveau du système (Feng *et al.*, 2019; Lee *et al.*, 2019). Les diviseurs de puissance PD (Power Divider) sont des composants largement utilisés dans les systèmes de communication radar et micro-ondes, y compris les réseaux d'antennes, les amplificateurs et les mélangeurs (Luo *et al.*, 2017; Wu *et al.*, 2018). Les PD les plus populaires sont les structures (Wilkinson, 1960); (Gysel, 1975). Le diviseur de puissance classique Wilkinson (WPD) a une bande passante acceptable, mais sa faible capacité de traitement thermique définie par la résistance d'isolation en série limite ses applications. Le diviseur de puissance Gysel (GPD) améliore la capacité de gestion de la puissance (PHC) grâce aux résistances de charge externes. Dans le GPD standard, des segments de ligne de transmission quart d'onde avec trois valeurs d'impédance différentes sont connectés pour obtenir l'isolation et la division de puissance requise.

### **3.2 Diviseur de puissance Wilkinson à base de guide d'ondes intégré au substrat de largeur fixe et résistances d'isolation distribuées**

Le circuit diviseur de puissance de Wilkinson (WPD: Wilkinson Power Divider) est utilisé lorsqu'un niveau de puissance élevé et un degré élevé d'isolation entre les ports de sortie sont requis. Le fait que les guides d'ondes SIW sont d'excellents choix dans le cas des applications à haute puissance, ce qui les rend un candidat naturel pour construire un circuit WPD. En outre, la technologie SIW offre également des capacités d'intégration à haute densité et de production en série (Bozzi *et al.*, 2011; Cheng *et al.*, 2008).

Pour concevoir un circuit utilisant des lignes SIW, l'utilisation des tronçons de ligne de transmission avec différentes impédances caractéristiques n'est pas souhaitable. Étant donné que l'augmentation de l'impédance nécessite une plus grande largeur de ligne et pour les structures en mode non TEM (Transverse Electro-Magnetic), la fréquence de coupure sera affectée ainsi que la constante de propagation. Les circuits WPD avec la technologie SIW précédemment proposée dans (Smith & Abhari, 2009) et (Kim *et al.*, 2010) est basé sur un SIW demi-mode (HMSIW: Half Mode Substrate

Integrated Waveguide) pour assurer le rapport d'impédance requis entre les entrées et les transformateurs en quart d'onde. Dans ces dernières conceptions, contrairement à la topologie standard de Wilkinson, le rapport de l'impédance accès/transformateur est de 2 au lieu du  $\sqrt{2}$  dans le cas idéal. En outre, dans les circuits à base de HMSIW, la différence entre les performances simulées et les résultats mesurés modérés en termes d'isolation est due à la discontinuité ajoutée pendant la fabrication ou la manipulation, ce qui entraîne des pertes par rayonnement supplémentaires. Deux couches sont exploitées dans (Djerafi *et al.*, 2014), afin de générer un rapport proche de  $\sqrt{2}$  (1.5 au lieu de 1.41 le cas idéal) pour assurer l'isolation. De bons résultats ont été obtenus dans cette conception, mais la topologie à double couche utilisée rajoute un processus supplémentaire qui complique la fabrication et augmente le coût. Tous les modèles précédents montrent des résultats modérés en termes d'isolation, car la référence utilisée de 10 dB d'isolation n'est pas suffisante pour couvrir une large gamme d'applications (Horst *et al.*, 2007). Pour améliorer les performances du WPD à base du SIW en termes d'isolation et de tenue en puissance, la section du transformateur d'impédance et l'intégration de la résistance doivent être améliorées. Naturellement, il est plus simple de concevoir le WPD à base du SIW en considérant les impédances caractéristiques fixes pour les sections d'accès et de division.

### 3.2.1 Configuration et design du circuit

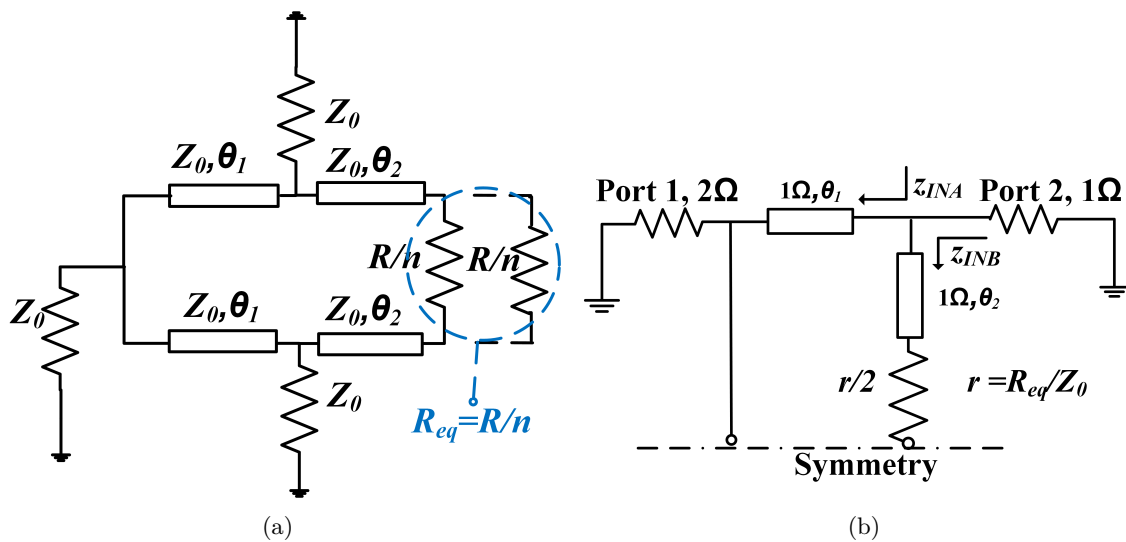


Figure 3.3 – Diviseur/combiner Wilkinson proposé. (a) Schéma de la topologie proposée et (b) plan de symétrie du circuit.

La conception proposée présentée dans ce travail, comme le montre la Figure 3.3a, étend de WPD à section unique avec deux bras supplémentaires de (Horst *et al.*, 2007). Le plan de symétrie du circuit pour l'analyse en modes pair et impair est présenté sur la Figure 3.3b. Le port d'entrée et les ports de sortie sont caractérisés par l'impédance  $Z_0$ . La division de la puissance est assurée par deux sections de ligne de transmission avec la même impédance  $Z_0$  et une longueur  $\theta_1$ . Les ports de sortie sont connectés par une ligne de transmission avec une impédance caractéristique  $Z_0$  et une longueur  $\theta_2$ . Ces lignes supplémentaires créent une structure idéale pour intégrer la résistance d'isolation  $R(r \times Z_0)$ . La condition d'adaptation déterminée par l'analyse en mode pair et impair du circuit représenté sur la Figure 3.3b donne :

$$\frac{1 + j2 \tan(\theta_1)}{2 + j \tan(\theta_1)} + j \tan(\theta_2) = 1 \quad (3.1)$$

$$\frac{1 + jr/2 \tan(\theta_2)}{r/2 + j \tan(\theta_2)} - j \cot(\theta_1) = 1 \quad (3.2)$$

Les égalités complexes des parties réelles et imaginaires donnent:

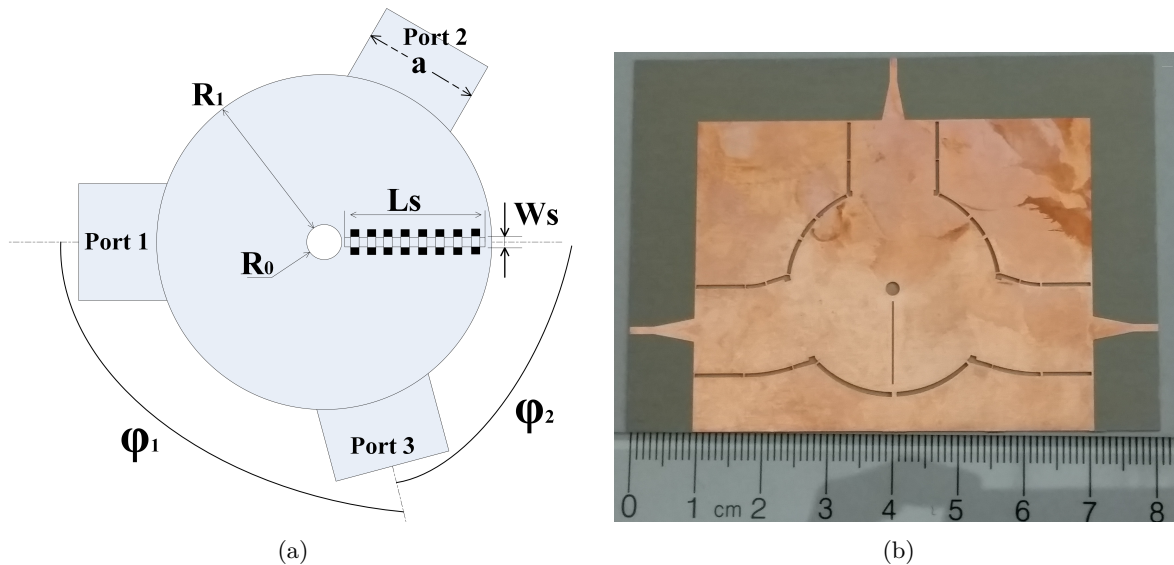
$$\theta_2 = \theta_1 + \frac{\pi}{2} \quad (3.3)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \sqrt{2} \quad (3.4)$$

$$r = 2(1 - \tan^2(\theta_2)) = 1 \quad (3.5)$$

Dans le SIW, l'impédance est en fonction de la fréquence de coupure et il sera plus approprié de conserver la même largeur pour éviter la présence de mode d'ordre supérieur. Le défi de notre modèle est d'avoir une impédance caractéristique fixe au niveau des différents ports et transformateurs, c'est-à-dire  $Z_1=Z_2=Z_0$  (ou le proche que possible). Les longueurs d'onde  $\theta_1$  et  $\theta_2$  qui assurent cette condition sont de  $54.7^\circ$  et  $144.7^\circ$ , consécutivement. Un multiple de demi-longueur d'onde peut potentiellement être ajouté à  $\theta_1$  et/ou  $\theta_2$  pour satisfaire l'exigence de topologie (Djerafi *et al.*, 2014) en augmentant la longueur totale par multiple de  $\lambda_g$ .

La Figure 3.4a montre la topologie du diviseur/combineur de puissance Wilkinson proposé. Comme d'habitude, la numérotation des ports est donnée comme suit: 1 pour le port d'entrée, et 2 et 3 représentent les ports de sortie. La structure est à base d'un guide SIW en forme d'anneau. La plus petite longueur totale appropriée de l'anneau équivalente à  $2(\theta_1 + \theta_2) + \lambda_g$  est d'environ  $2.11\lambda_g$  (en considérant la circonférence médiane du cercle). Les deux sorties sont virées d'un angle  $\phi_1$  depuis le port d'entrée.  $\phi_2$  est l'angle entre les ports de sortie et l'emplacement de la résistance à la partie centrale de l'anneau. Pour répondre aux contraintes imposées par les longueurs  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  et de longueur totale, l'angle  $\phi_1$  doit être  $25.9^\circ$  ou  $111.17^\circ$  et  $\phi_2$   $154.1^\circ$  ou  $68.83^\circ$ , respectivement. Les valeurs de  $\phi_1$  et  $\phi_2$  sélectionnées sont  $111.17^\circ$  et  $68.83^\circ$ , ces valeurs permettent d'obtenir un emplacement cohérent des ports et de simplifier la fabrication et la caractérisation du circuit. La photographie du prototype fabriqué est fournie dans la Figure 3.4b.



**Figure 3.4 – WPD à base de SIW proposé, (a) topologie et (b) photographie du circuit fabriqué ( $h=0.508$  mm,  $a=12.05$  mm,  $R_1=13$  mm,  $R_0=1.9$  mm,  $\phi_1=107^\circ$ ,  $\phi_2=73^\circ$ ).**

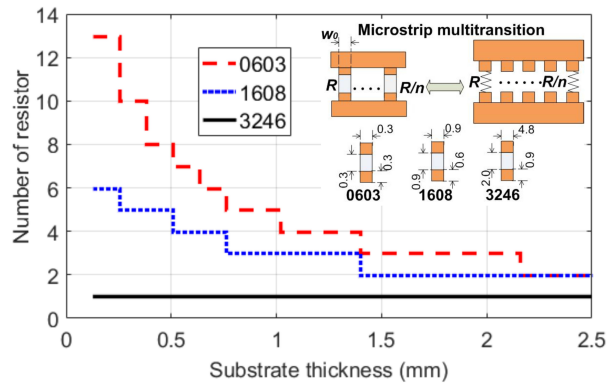
La fente (slot) ajoutée entre les branches de sortie est déployée pour intégrer les résistances d'isolation. Les résistances montées en surface (SMC : Surface Mount Component) doivent être moulées en MSL avec une largeur équivalente à celle du pad de résistance utilisé (Djerafi *et al.*, 2014). L'impédance caractéristique de ce MSL n'étant pas automatiquement équivalente à la ligne SIW, une discontinuité au niveau de la transition SIW/MSL est créée. Pour remédier à ce problème, un réseau de résistances est placé le long de la fente. En conséquence, la topologie distribuée est proposée pour réduire l'effet de la discontinuité des résistances SIW afin d'obtenir une meilleure isolation.



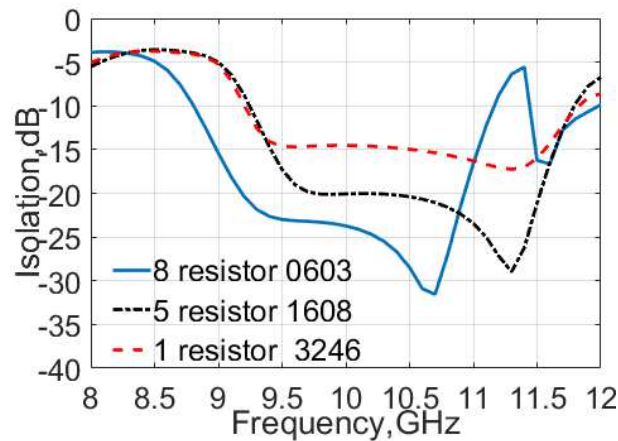
Les dimensions du MSL sont définies par la largeur de la résistance SMC et les paramètres du substrat. L'impédance caractéristique du SIW peut être calculée comme indiqué dans (Fesharaki *et al.*, 2017) ;

$$Z_{SIW} = \frac{\sqrt{2}h\eta}{a\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \quad (3.6)$$

où  $\eta$  est l'impédance de l'espace libre. Le nombre  $n$  est calculé comme le rapport de  $Z_0$  (micro-ruban) et de  $Z_{siw}$  en fonction de  $h$  (pour satisfaire  $Z_{siw} = Z_0/n$ ). Dans cette conception, un substrat avec une permittivité relatif  $\epsilon_r$  de 2,94 est utilisé.



(a)



(b)

Figure 3.5 – (a) Nombre de résistances estimé en fonction de  $h$  pour différents packaging SMC disponibles (unité: mm) et (b) l'isolation  $S_{23}$  correspondant à 10 GHz de fréquence et 0.5 mm d'épaisseur de substrat ( $h$ ).

La Figure 3.5a montre  $n$  en fonction de l'épaisseur du substrat pour trois modèles standard de la résistance SMC (3246, 1608, et 0603) et le modèle parallèle proposé. La Figure 3.5b montre les performances d'isolation correspondantes simulées avec le simulateur de structure haute fréquence (HFSS) d'Ansoft.

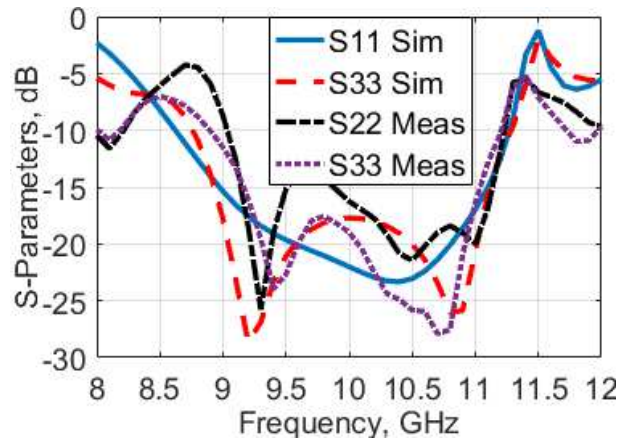
Sur la Figure 3.5a, compte tenu de l'épaisseur du substrat de 0.508 mm et de différentes résistances SMC disponibles sur le marché, il est possible d'utiliser une résistance SMC du modèle 3246 (métrique), cinq résistances 1608 ou huit résistances 0603. Le niveau d'isolation augmente avec le nombre de résistances utilisées comme indiqué sur la Figure 3.5b. Lorsque le modèle 0603 avec huit résistances SMC est utilisé, une isolation supérieure à 23 dB est observée sur plus de 1.5 GHz de bande passante. Les dimensions de ce modèle permettent l'utilisation d'un nombre suffisant de slots retranchés pour réduire la discontinuité.

### 3.2.2 Discussion des résultats obtenus

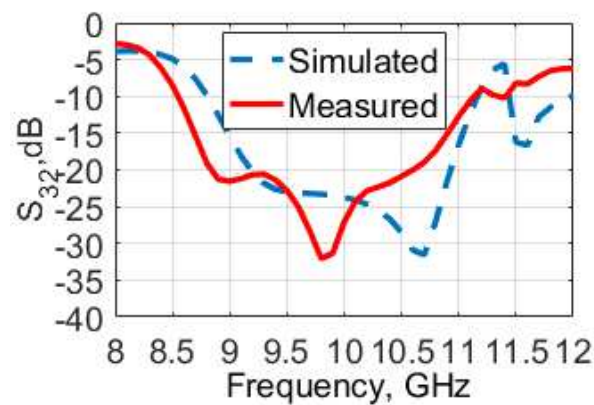
Les résultats de simulation et de mesure des paramètres S du prototype conçu et fabriqué sont présentés sur la Figure 3.6. Nous pouvons voir que les résultats mesurés et simulés sont très proches. La Figure 3.6a montre les tracés des coefficients de réflexion des ports d'entrée. Les résultats montrent une bonne adaptation (15 dB) de 9 à 11 GHz. Sur la Figure 3.6b, une isolation supérieure à 20 dB est observée dans 1.75 GHz de bande équivalant à une bande passante relative de 18%. Ces résultats sont très prometteurs par rapport à d'autres, précédemment trouvés en utilisant, différentes structures pour WPD SIW notamment dans (Djerafi *et al.*, 2014) et plus proches des performances de WPD à base de MSL décrit en (Wang *et al.*, 2016). Les pertes de transmission entre l'entrée et la sortie, comme illustrer sur la Figure 3.6c, sont d'environ 3.3 dB sur 2 GHz de bande passante. Le rapport d'amplitude mesuré entre les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  est d'environ zéro. Les résultats simulés et expérimentaux confirment les performances de la structure proposée grâce à une largeur fixe et des résistances d'isolation réparties.

**Tableau 3.1 – Comparaison des différents WPD à base de SIW**

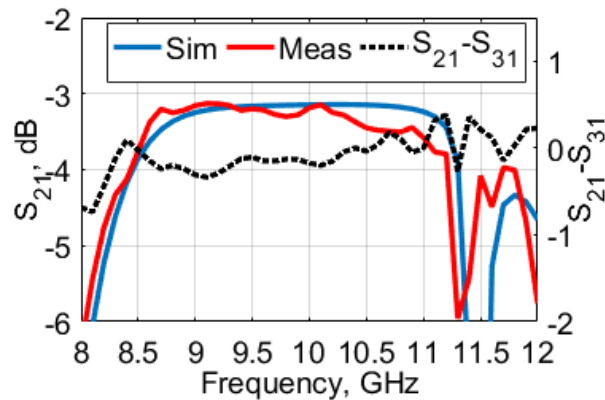
Design	Isolation [20 dB] (GHz)	Pertes ( $f_0$ ) (dB)	Bande passante (%)
(Smith & Abhari, 2009)	9.5-11.5	1-3	19
(Kim <i>et al.</i> , 2010)	14.5-15.5	0.5-1	6.7
(Djerafi <i>et al.</i> , 2014)	9.4-10.5	0.25-0.75	11
Modèle proposé	8.85-10.6	0.125-0.3	18



(a)



(b)



(c)

Figure 3.6 – Résultats expérimentaux, (a) coefficient de réflexion a l'entrée, (b) isolation, (c) coefficient de transmission et déséquilibre des amplitudes.

La comparaison entre le WPD à base du SIW proposé et d'autres travaux précédents utilisant la même technologie (SIW) est donnée dans le tableau 3.1. La bande passante est définie lorsque l'isolation  $S_{32}$  est supérieure à 20 dB. La conception présentée dans (Smith & Abhari, 2009) indique la plus large bande passante du WPD en technologie SIW. Cependant, les pertes d'insertion sont

très élevées. Le SIW Wilkinson deux couches à trois résistances d'isolation (Djerafi *et al.*, 2014) a de bonnes performances dans une bande de 1 GHz. Cependant, sa fabrication reste assez compliquée par rapport au modèle proposé. Le modèle proposé présente le meilleur résultat en termes d'isolation et de pertes d'insertion.

### 3.3 Diviseur de puissance Gysel avec impédance caractéristique unique

Les diviseurs/combineurs de puissance Gysel GPD (Gysel Power Divider) de différentes technologies sont supposés obtenir des performances améliorées en termes de taille compacte, de faible perte et tenue en puissance. Dans (Fahmi *et al.*, 2019), le combineur Gysel à guide d'ondes compactes pour des applications à haute puissance est introduit. Cette technique offre une large bande passante et une puissance élevée. Le guide d'onde de crête est utilisé avec différents écarts/largeur pour satisfaire l'exigence d'impédance caractéristique. Un GPD basé sur un guide d'ondes intégré au substrat en demi-mode (HMSIW) a été présenté dans (Chen *et al.*, 2018). La combinaison de trois types de lignes de transmission est à nouveau utilisée pour répondre aux règles rigoureuses des GPD conventionnels.

En raison de la tolérance de fabrication et l'apparition des modes d'ordre supérieur, l'utilisation de différentes valeurs d'impédance doit être évitée. En effet, et surtout aux fréquences plus élevées, l'utilisation de deux ou trois impédances caractéristiques impose des paramètres qui ne sont réalisables ni par le procédé de fabrication et/ou les matériaux utilisés (permittivité et épaisseur). En outre, un rayonnement peut se produire au niveau des discontinuités créées par la jonction des lignes MSL de différentes largeurs, en particulier dans la gamme des ondes millimétriques (Skriverik & Mosig, 1989). L'utilisation des lignes MSL de même largeur facilite les procédés de fabrication et limite l'apparition de modes d'ordre supérieur.

Le diviseur de puissance Wilkinson modifié pour les circuits intégrés en ondes millimétriques présentés dans (Horst *et al.*, 2007) utilisent une même impédance caractéristique ( $50\Omega$ ) dans la branche de division et d'isolation. Cependant, en raison de la résistance d'isolation série, la tenue en puissance reste inférieure à la version conventionnelle GPD. Une structure de diviseur/combineur de puissance de 50 Ohms dans toutes les branches qui est rapportée dans (Turan & Demir, 2002) offre

des performances comparables à une structure WPD conventionnelle en termes de bande passante, tandis que la tenue en puissance reste insuffisante. Pour surmonter la variation d'impédance liée au problème de la ligne SIW sans altérer d'autres caractéristiques, une impédance de référence est utilisée dans toutes les parties de WPD (Moulay & Djerafi, 2018c). De plus, la capacité de traitement de la puissance est améliorée à l'aide d'un réseau de résistance d'isolation distribuée.

### 3.3.1 Conception

La Figure 3.7a illustre le circuit WPD modifiée proposé dans (Horst *et al.*, 2007). Dans cette configuration, deux segments supplémentaires d'une longueur électrique de  $\theta_2$  sont ajoutés dans la section d'isolation aux celles de transformateurs initiaux  $\theta_1$ . Cette conception a cinq paramètres dans la version générale, qui sont réduits à trois lorsque l'impédance constante  $Z$  est utilisée. La configuration proposée représentée sur la Figure 3.7b utilise des lignes de transmission MSL avec la même impédance caractéristique ( $Z$ ) pour tous les ports d'accès et trois longueurs différentes. La division vers les ports de sortie se fait par deux lignes de transmission de même impédance  $Z$  et de longueur  $\theta_1$ . Les ports de sortie sont connectés par deux lignes de transmission d'impédance caractéristique  $Z$  et de longueur  $\theta_2'$ ,  $\theta_2''$ , ainsi que par la résistance d'isolation  $R'$  (ce qui ne donne que quatre paramètres).

Comme illustré sur la Figure 3.7, la section de division entre les ports d'entrée et de sortie des deux PD a la même configuration. Ces sections de transformateur divisent la puissance d'entrée

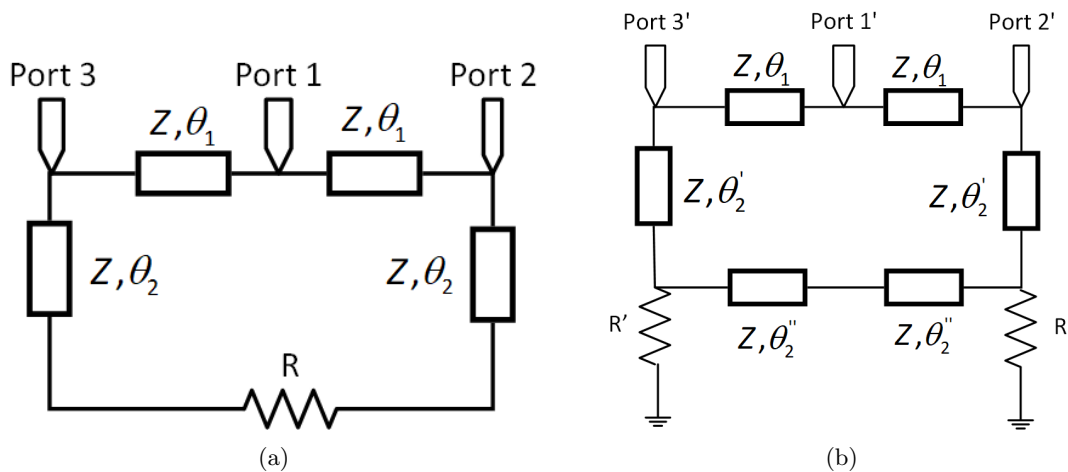


Figure 3.7 – Configuration du diviseur/combineur de puissance: (a) WPD modifié [10], (b) GPD proposé.

par un facteur de  $1/\sqrt{N}$  où  $N$  est le nombre de ports de sortie. Cependant, la section d'isolation diffère d'un type de diviseur à l'autre. Dans le WPD, une résistance série est utilisée, tandis que dans le GPD, deux résistances shunt connectées à une ligne de transmission sont nécessaires pour assurer l'isolation des ports. Pour déterminer les paramètres de la nouvelle structure uniforme de GPD, l'analyse peut se concentrer uniquement sur l'équivalence entre les branches d'isolation des configurations Wilkinson et Gysel. Par conséquent, la longueur d'onde  $\theta_1$  est supposée être la même que dans (Horst *et al.*, 2007; Moulay & Djerafi, 2018c) :

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left( \sqrt{1 - \frac{r}{2}} \right)^{-1} \quad (3.7)$$

Les longueurs  $\theta_2'$  et  $\theta_2''$  seront calculées en analysant les modes pairs-impairs des branches d'isolation représentées sur la Figure 3.8a. Toutes les impédances, y compris les résistances  $R$  et  $R'$ , ont été normalisées à l'impédance du système  $Z_0$  (c'est-à-dire  $z=Z/Z_0=1$ ). Le circuit contient alors quatre inconnues, qui sont les longueurs électriques des segments de la branche d'isolation, notés  $\theta_2$ ,  $\theta_2'$  et  $\theta_2''$ , ainsi que les valeurs des résistances normalisées  $r$  et  $r'$ .

$$Z_{even}^{WPD} = -j \cot \theta_2 \quad (3.8)$$

$$Z_{odd}^{WPD} = \frac{r/2 + j \tan \theta_2}{1 + j(r/2) \tan \theta_2} \quad (3.9)$$

$$Z_{even}^{GPD} = \frac{r'(1 - \tan \theta_2' \tan \theta_2'') + j}{1 + jr'(\tan \theta_2' + \tan \theta_2'')} \quad (3.10)$$

$$Z_{odd}^{GPD} = \frac{r'(\tan \theta_2' + \tan \theta_2'') + j \tan \theta_2' \tan \theta_2''}{\tan \theta_2'' + jr'(\tan \theta_2' \tan \theta_2'' - 1)} \quad (3.11)$$

Donc, les égalités complexes du mode pair donnent:

$$\tan \theta_2 = \frac{\tan \theta_2' + \tan \theta_2''}{1 - \tan \theta_2' \tan \theta_2''} \quad (3.12)$$

$$\tan \theta_2 \tan \theta_2' = -1 \quad (3.13)$$

et pour le mode impair:

$$\frac{r}{2r'} = \frac{(\tan \theta_2 + \tan \theta_2'' + \tan \theta_2 (\tan \theta_2' \tan \theta_2'' - 1))}{(\tan \theta_2'' + \tan \theta_2 \tan \theta_2' \tan \theta_2'')} \quad (3.14)$$

$$r \times r' = 2 \frac{\tan \theta_2'' (\tan \theta_2' - \tan \theta_2)}{\tan \theta_2' \tan \theta_2'' - \tan \theta_2 (\tan \theta_2' + \tan \theta_2'')} - 1 \quad (3.15)$$

a partir de l'équation 3.12, nous pouvons déterminer que  $\theta_2 = \theta_2' + \theta_2''$

et l'équation 3.13 donne:

$$\theta_2' = \theta_2 - n \frac{\pi}{2} \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (3.16)$$

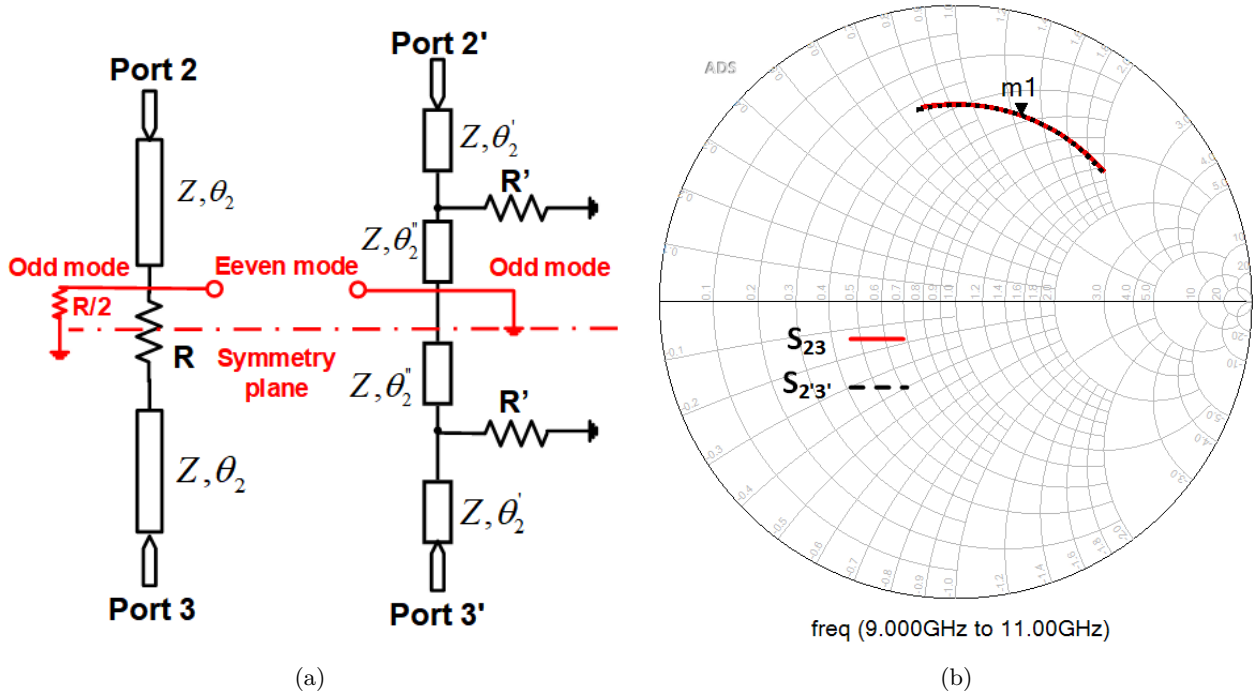


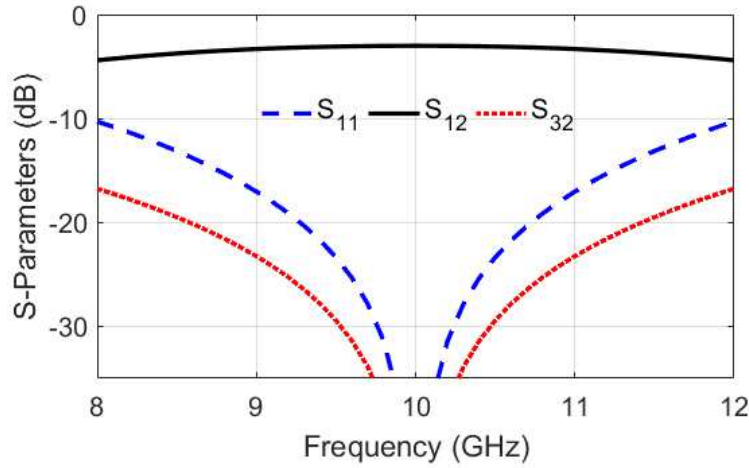
Figure 3.8 – Analyse des branches d'isolation WPD et GPD: (a) analyse en mode pair-impair, (b) coefficient de transmission des branches d'isolation.

pour résoudre les équations 3.14 et 3.15, il faut que:

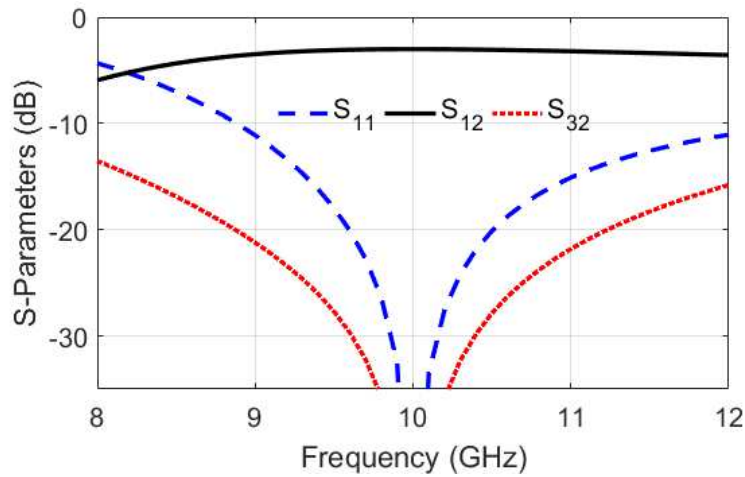
$$\theta_2'' = \frac{\pi}{2} \quad (3.17a)$$

$$r \times r' = 2 \quad (3.17b)$$

Pour  $Z=Z_0=50 \Omega$ , les longueurs d'onde  $\theta_1$  sont  $54.7^\circ$  comme mentionné dans (Horst *et al.*, 2007; Moulay & Djerfi, 2018c),  $\theta_2'$  et  $\theta_2''$  qui garantissent cette condition selon les équations dérivées sont  $54.7^\circ$ , et  $90^\circ$  respectivement avec  $R=100 \Omega$ . Pour  $Z_0=50 \Omega$ ,  $Z_1=Z_2=70.7 \Omega$ ,  $\theta_1=90^\circ$ ,  $\theta_2=90^\circ$ ,  $\theta_2'=90^\circ$ ,  $\theta_2''=90^\circ$  et  $R'=50 \Omega$ . Ces résultats correspondent au GPD conventionnel. Pour vérifier



(a)



(b)

**Figure 3.9 – Résultats de simulation: (a) Gysel conventionnel ie:  $Z_1=Z_3=70.7\Omega$ ,  $Z_2=50\Omega$ ,  $R=50\Omega$  et tout les longueurs  $\theta$  égal a  $90^\circ$ ; (b) GPD proposé avec  $Z_1=Z_2=Z_3=50\Omega$ ,  $R=100\Omega$ ,  $\theta_1=\theta_2'=54.7^\circ$  et  $\theta_2''=90^\circ$ .**



notre approche, une simulation des branches d'isolation de la configuration Wilkinson et Gysel a été réalisée à l'aide du logiciel commercial ADS et les résultats de la simulation sont présentés sur la Figure 3.8b. On voit que le coefficient de transmission est identique pour les deux branches en termes d'amplitude et de phase.

Les résultats de simulation du GPD conventionnel et celui proposé sont illustrés sur la Figure 3.9 en utilisant des lignes de transmission idéales à partir du logiciel ADS. La Figure 3.9a montre les paramètres S du GPD conventionnel, ceux du GPD proposé sont représentés sur la Figure 3.9b. Nous pouvons voir que le GPD proposé présente des performances similaires en termes de transmission et d'adaptation par rapport au GPD classique. Il convient de noter que le GPD proposé est plus compact que le standard ( $2 \times 199.4^\circ$  de longueur pour la branche de division et d'isolation comparée à  $2 \times 270^\circ$  pour le GPD idéal) et avec une impédance caractéristique fixe dans toutes les branches qui rend la structure très simple et plus avantageuse notamment dans les circuits en bandes millimétriques.

### 3.3.2 Interprétation des résultats

La Figure 3.10 montre la photographie du prototype fabriqué avec les dimensions optimisées. Les paramètres S mesurés et simulés du prototype sont présentés sur la Figure 3.11. Il est clair que les résultats de la mesure et de la simulation sont très semblables. La Figure 3.11a illustre les coefficients de réflexion des ports d'entrée. Les résultats montrent une bonne adaptation (15 dB)

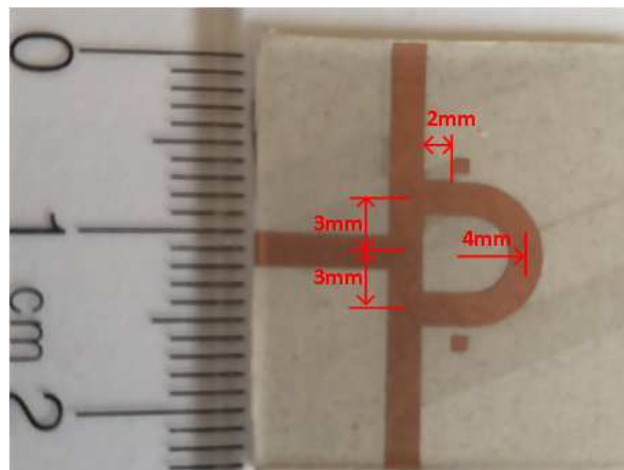
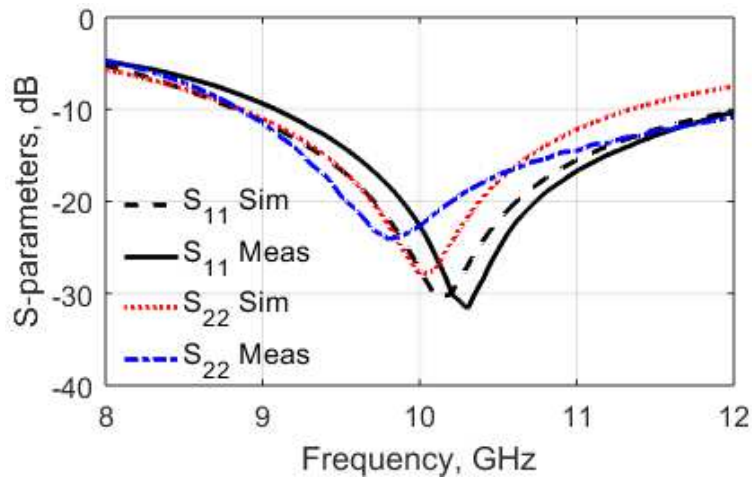
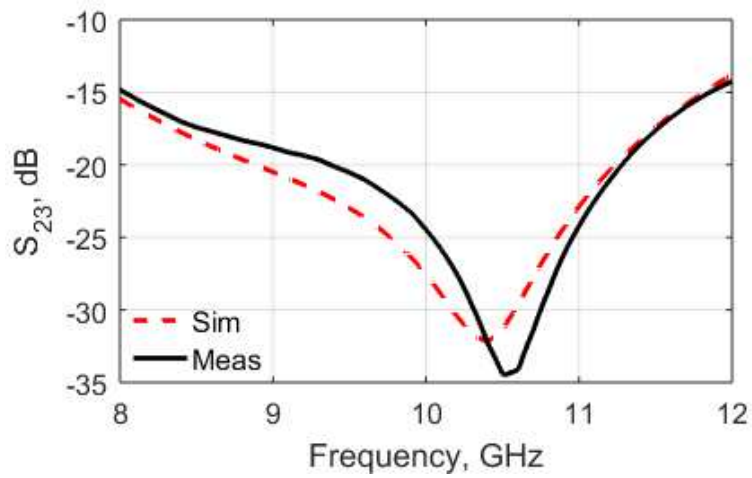


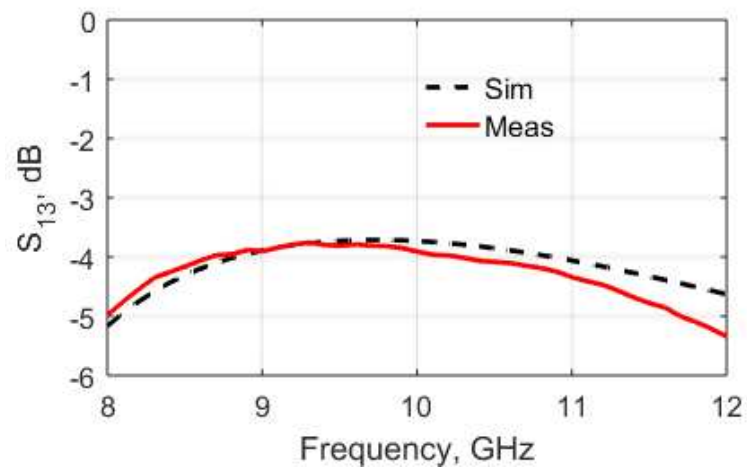
Figure 3.10 – Photographie du circuit fabriqué avec le substrat Rogers DUROID 6002 ( $h=0.762$  mm,  $w=1.955$  mm).



(a)



(b)



(c)

Figure 3.11 – Résultats mesurés et simulés: (a) coefficient de réflexion, (b) isolation et (c) coefficient de transmission.

sur une bande de fréquence de 9.2 à 12 GHz. Sur la Figure 3.11b, une isolation supérieure à 15 dB est observée sur 4 GHz de bande correspondant à une bande passante relative de 40%. Cette bande passante est d'environ 2 GHz (20%) à 20 dB d'isolation et 1 GHz (10%) à 25 dB. Le coefficient de transmission entre l'entrée et la sortie, comme le montre la Figure 3.11c, est compris entre -3.7 et -4.7 dB sur 3.2 GHz de bande passante. Les résultats obtenus confirment les performances de la structure proposée grâce à l'utilisation d'un MSL à largeur fixe.

La comparaison entre le GPD effectué et les autres PD est présentée dans le tableau 3.2. La bande passante est déterminée pour un paramètre  $S_{32}$  inférieur à -15 et -20 dB. Le modèle proposé présente un résultat comparable en termes d'isolation et de coefficient de réflexion. Son impédance caractéristique égale lui donne un avantage sur les autres PD. Dans lequel, la variation des valeurs d'impédance génère une perte supplémentaire. De plus, le GPD proposé offre une plus petite taille. En fait, la longueur totale des trois tronçons est de  $199.4^\circ$ , ce qui est inférieur à  $270^\circ$  du GPD standard et équivalent à la version WPD de (Horst *et al.*, 2007). Le GPD proposé a une bande passante plus grande que le GPD standard et une capacité de traitement thermique élevée par rapport au WPD conventionnel.

**Tableau 3.2 – Comparaison des performances des structures GPD**

	Conventional GPD	WPD [10]	GPD (This work)
Isolation 15 dB [GHz] (%)	[8-12] (40%)	[79-110] (33%)	[8-12] (40%)
Isolation 20 dB [GHz] (%)	[8.8-11.2] (24%)	[84-100] (17%)	[11.3-9.3] (20%)
Reflection coefficient 10dB	3.9 GHz (39%)	35 GHz (36%)	3.4 GHz (34%)
Total size (division and isolation branch length)	$2 \times 270^\circ$	$2 \times 199.4^\circ$	$2 \times 199.4^\circ$

### 3.4 Diviseur/combineur de puissance à quatre voies basé sur un diviseur de Luzzatto utilisant un pont isolateur installé verticalement

Une version du diviseur de puissance à trois voies illustrée à la Figure 3.12a a été proposée par Luzzatto (Luzzatto, 1967), elle s'étend de la configuration du diviseur de puissance à trois voies de Wilkinson (WPD) (Wilkinson, 1960). Dans cette structure, la longueur de chaque bras est  $\lambda/4$  avec une impédance caractéristique de  $\sqrt{3}$  de celle des ports et des charges. Le fonctionnement de

la jonction peut être facilement déterminé par une dérivation de la matrice d'admittance du réseau. Si l'on suppose que les ports de sortie sont correctement chargés et que toutes les admittances sont normalisées à celles des ports, la matrice d'ordre  $N$  correspondante est une matrice unitaire. Par conséquent, tous les ports sont liés les uns aux autres et chaque port est adapté. Si ces deux conditions sont garanties, le réseau peut être exploité comme un combineur.

Une topologie modifiée est implémentée avec une ligne microruban (MSL) dans (Mgombelo & Gardiner, 1990). La résistance shunt dans les branches d'isolation entre les sorties est remplacée par une structure équivalente avec une résistance série. Cette topologie nécessite la modification de la longueur électrique de chaque branche de  $\lambda/4$  et  $3\lambda/4$  à deux sections de  $\lambda/2$ . Ils démontrent que la bande passante des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie ainsi que celle des pertes d'insertion augmentent lorsque  $Z$  augmente. Par conséquent, la valeur adéquate de  $Z$  sera fixée par les performances requises. La procédure utilisée, en supposant des lignes de transmission sans perte, consiste à égaliser la matrice de transmission (ABCD) du réseau à celle de l'impédance  $3Z_0$ , et on obtient  $Z = \sqrt{3Z_0 R}$ . Le LPD atteint d'excellentes performances d'isolation et d'adaptation. Cependant, les deux versions de LPD mentionnées précédemment ne permettent qu'une division en trois voies.

Ce travail propose un nouveau diviseur/combineur de puissance à quatre voies, basé sur la structure de Luzzatto avec des performances améliorées en termes d'isolation et d'adaptation des ports. De plus, la structure proposée peut être généralisée pour un nombre quelconque de ports avec une variation minimale de l'impédance caractéristique des lignes de transmission ( $Z_0$ ). La structure proposée présente la nouveauté d'utiliser un pont à plaques parallèles PPB (Parallel Plate Bridge) avec la même impédance caractéristique entre les branches du diviseur. L'isolation entre les différents ports est maintenue par deux sections de MSL et des résistances de valeurs égales. Afin d'assurer l'isolation entre les ports opposés et d'éviter les pertes importantes causées par les sauts d'impédance caractéristique, la troisième dimension de la structure est déployée. L'isolation obtenue entre chaque port permet une amélioration globale des performances du diviseur. A la connaissance de l'auteur, la conception proposée est la première implémentation d'un LPD avec plus de 3 ports (trois voies), utilisant une structure 3D.

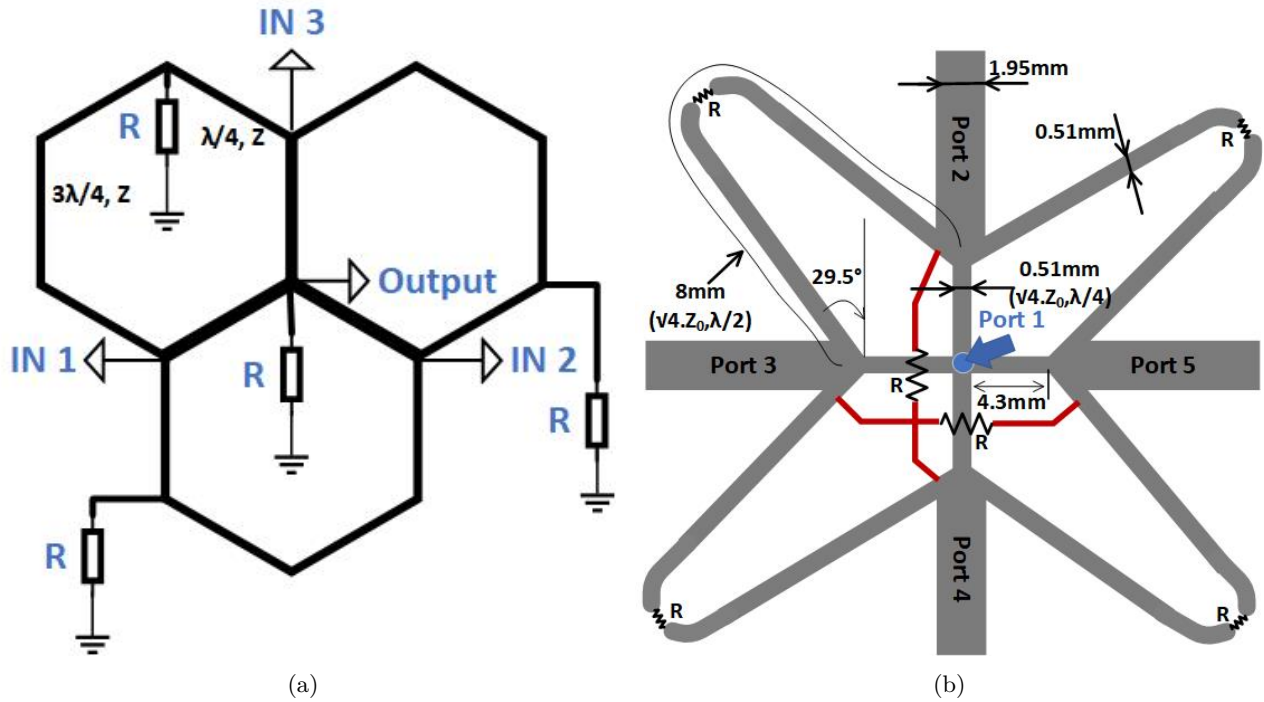


Figure 3.12 – Diviseur/combineur de puissance, (a) réseau de Luzzatto en structure nid d'abeilles (à trois voies) et (b) topologie proposée (à quatre voies).

### 3.4.1 Conception et implémentation

La configuration proposée de LPD est illustrée sur la Figure 3.12a. Il étend la conception originale de Luzzatto avec la même impédance caractéristique entre les branches de sortie, en ajoutant une résistance d'isolation en série entre les ports de sortie. Tous les ports d'entrée et de sortie ont une impédance caractéristique de  $50\Omega$ . La division vers les ports de sortie est réalisée par deux tronçons de ligne de transmission MSL de même impédance  $Z_1$  ( $\sqrt{n}Z_0$ ) et de longueur  $\theta_1$ . Les ports de sortie sont reliés par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_2$  et de longueur  $\theta_2$ . Ces lignes supplémentaires créent une structure idéale pour loger les résistances d'isolation  $R$ .

Dans la littérature, différents concepts ont été proposés, étudiés et développés en utilisant la troisième dimension (la dimension verticale) des structures planaires (Djrafi *et al.*, 2012; Chi & Chang, 2006). L'objectif de ces concepts est de surpasser les problèmes associés aux structures planaires tels que la taille, l'encombrement, en plus de l'utilisation de sauts d'impédance indésirables. La structure développée dans ce travail est une structure transversale composée de deux plaques croisées assurent l'isolation entre les ports opposés. Chaque plaque contient une PPB d'une impédance caractéristique  $Z_2$  et d'une longueur  $\theta_2$ , ainsi que la résistance d'isolation  $R$ , ce qui représente une

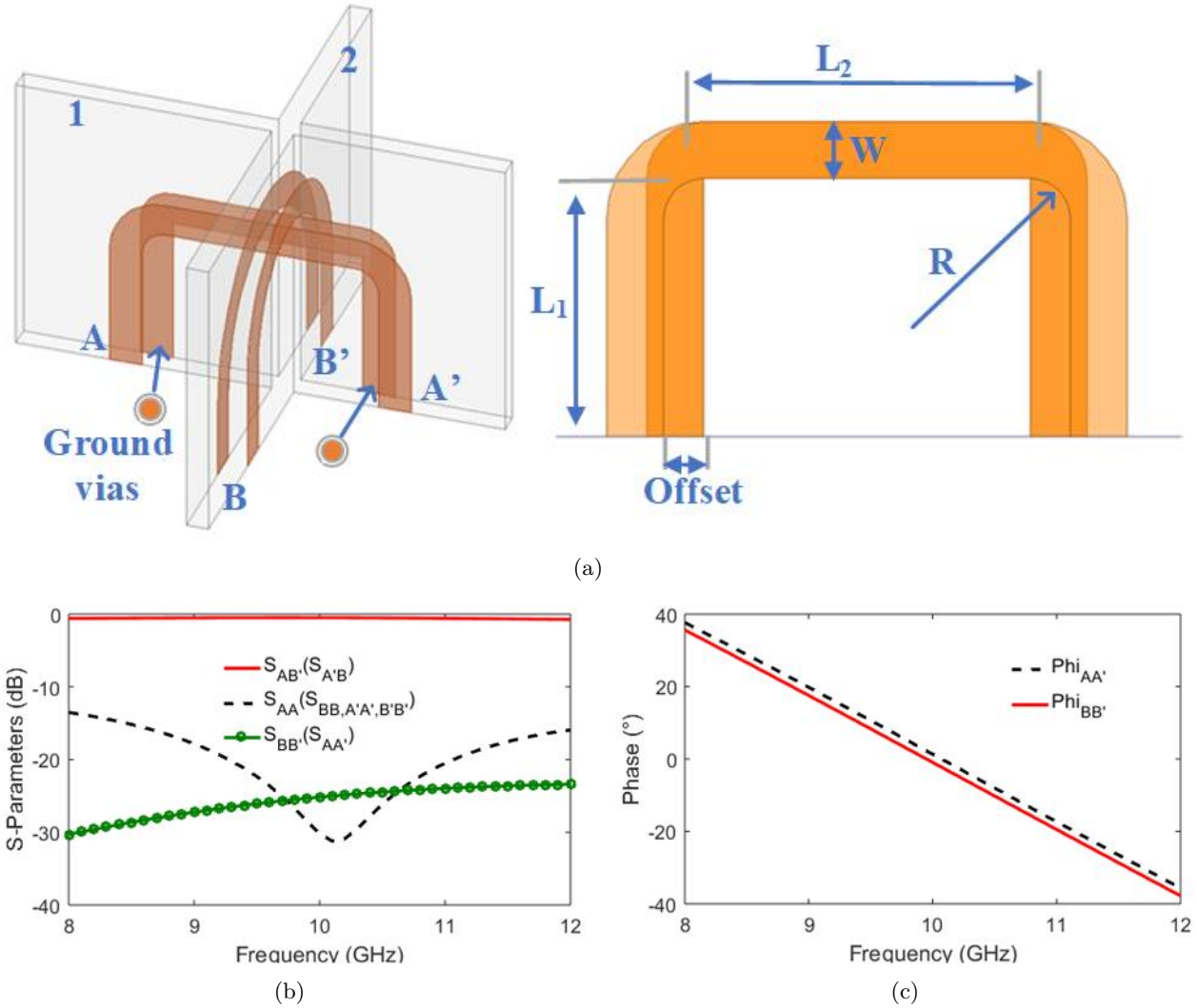


Figure 3.13 – Structure de la branche d’isolation en pont, (a) topologie verticale avec ( $R=0$  mm,  $L_1=4.4$  mm,  $L_2=6.6$  mm) pour le plan 1 et ( $R=3.3$  mm,  $L_1=3.3$  mm,  $L_2=0$  mm) pour le plan 2, (b) paramètres S simulés et (c) déphasage simulé.

longueur totale de  $\lambda$ . Le problème est que, la symétrie des ports opposés et l’épaisseur du substrat utilisé ne permet pas une connexion facile aux plans de masse du pont d’isolation et de la structure planaire. Pour surmonter ce problème, un décalage est prévu pour l’emplacement des PPB afin de faciliter leur mise à la terre à celui de la structure planaire à travers des trous. Cette structure est équivalente à la ligne de transmission à plaques parallèles. La Figure 3.12b nous montre la structure croisée définie par la combinaison de deux branches d’isolation des ports non adjacents.

La structure PPB (Figure 3.13a) a été conçue avec un substrat Rogers RT/duroid 6002 d’une épaisseur de 0.762 mm et des résistances SMC de modèle 0603 (métrique). Comme on peut le voir sur la Figure 3.13b, la structure additionnelle verticale offre une bonne adaptation sur la bande

passante de fonctionnement ainsi qu'une isolation de plus de 25 dB. La Figure 3.13c montre le déphasage imposé par la structure. On peut voir aussi que la structure offre un déphasage presque linéaire avec zéro degré à la fréquence centrale (10 GHz) et de presque  $\pm 20$  degrés aux limites de la bande passante (9-11 GHz).

### 3.4.2 Analyse du circuit

Les caractéristiques principales d'un diviseur de puissance sont: faibles pertes d'insertion, faibles pertes de retour et une isolation élevée entre les ports de sortie. Une autre propriété souhaitable d'un diviseur de puissance est une bande passante plus large en fonction du nombre de sections est utile pour le diviseur de puissance à N voies. La Figure 3.14a illustre la topologie LPD modifiée à N voies proposée. La branche d'isolation du diviseur de puissance définit la structure delta comme le montre la Figure 3.14c. Dans le cas de  $\theta_2 = \lambda/2$ , la conversion delta étoile de la branche d'isolation du LPD peut être représentée comme indiqué sur la Figure 3.14b. Si la conversion dans le LPD est remplacée par la structure de conversion en étoile similaire au diviseur de puissance Wilkinson, le WPD à N voies ((Taub & Fitzgerald, 1964)) peut être constitué comme représenté sur la 3.14d.

Le WPD à N voies est utilisé pour combiner et diviser une haute puissance RF pour chaque port d'entrée. Cette conception offre une faible perte d'insertion, une isolation élevée entre les ports de sortie, une bonne adaptation d'impédance pour tous les ports, des résistances de charge externes de haute tenue en puissance et une capacité de contrôler le déséquilibre au niveau des ports d'entrée. D'autres conversions sont possibles en considérant un  $\theta_2$  non identique aux deux configurations. Les branches N-1 peuvent être combinées pour construire un réseau équivalent réduit illustré dans la Figure 3.14d.

Comme le diviseur Wilkinson traditionnel, la clé de cette conception réside dans sa symétrie. En divisant le circuit en deux le long de sa ligne de symétrie et en utilisant l'analyse des modes pairs et impairs, la complexité de l'analyse peut être considérablement réduite. La résistance R sera ainsi divisée fictivement en deux résistances en série de valeur R/2. De même, l'impédance du port d'entrée peut être divisée en parallèle, doublant ainsi l'impédance effective du port. Toutes les impédances, y compris la résistance R, sont normalisées à l'impédance du système pour faciliter l'analyse. La conception contient alors cinq inconnues, qui sont l'impédance caractéristique ( $z_1$ ) et

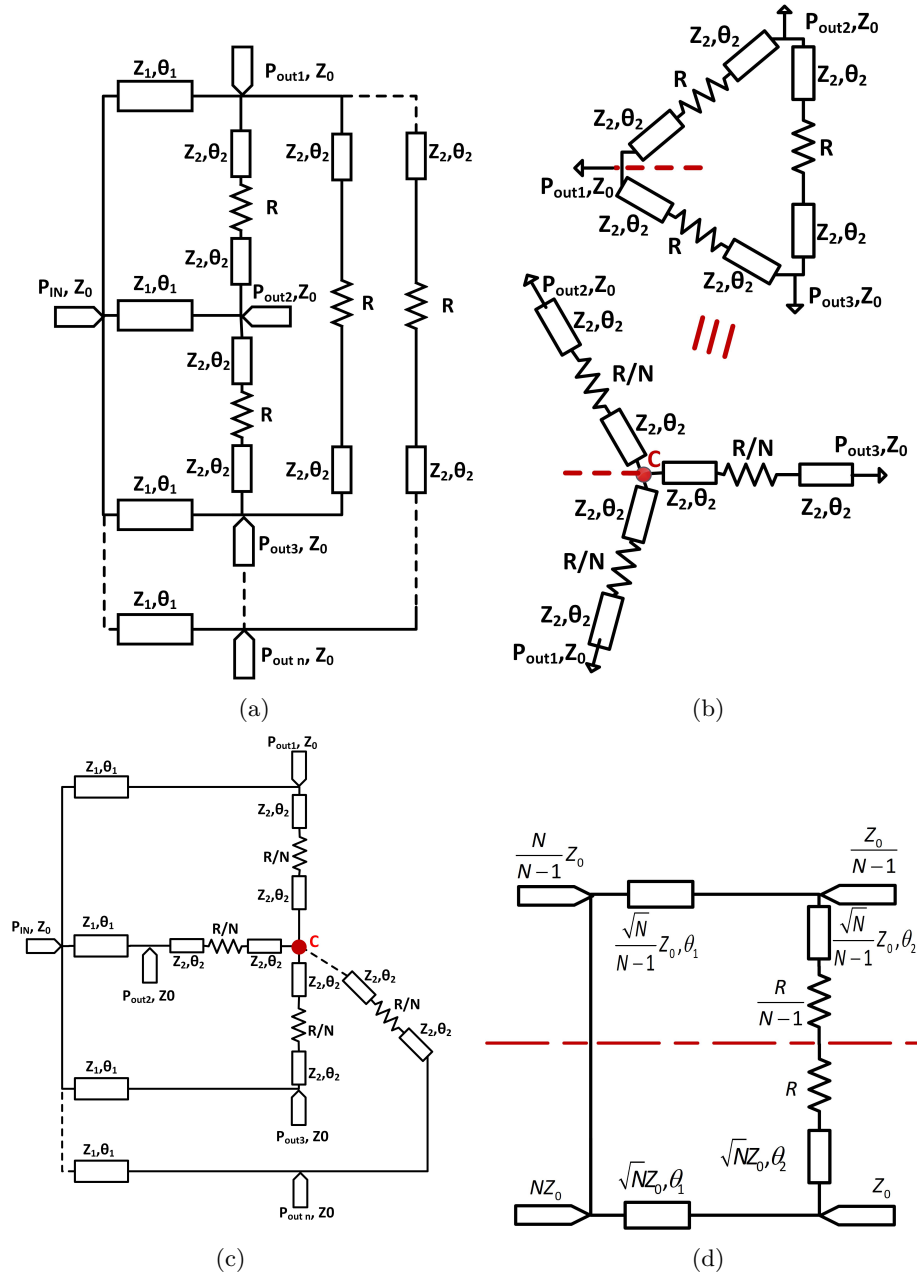


Figure 3.14 – Analyse des circuits, (a) diviseur de puissance à N voies proposé, (b) conversion étoile-triangle, (c) équivalence en étoile d'un LPD à N voies proposé et (d) réseau à quatre ports équivalent.

la longueur électrique ( $\theta_1$ ) des bras de transmission, l'impédance caractéristique ( $z_2$ ) et la longueur électrique ( $\theta_2$ ) des bras d'isolation, et la résistance normalisée  $r$ .

Le circuit réduit présenté à la Figure 3.14d est similaire au WPD modifié par Horst (Horst *et al.*, 2007) ou aussi celui décrit dans (Moulay & Djerfafi, 2018c). L'analyse en mode pair-impair du circuit



et de la structure généralisée comme un diviseur de puissance à N voies est décrite par les équations suivantes :

$$Z_1 = Z_2 = \sqrt{N}Z_0 \quad (3.18)$$

$$\frac{R}{N} = Z_0 \quad (3.19)$$

$$\theta_1 = \frac{\pi}{4} + n\pi \quad (3.20)$$

$$\theta_2 = n\pi. \quad (3.21)$$

En partant de ces règles, il est possible de concevoir n'importe quel diviseur de puissance. En considérant  $50 \Omega$  comme référence, pour la version à 3 voies ( $N=3$ ):  $Z_1=Z_2=86.6 \Omega$ ,  $\theta_1=90^\circ$  et  $\theta_2=180^\circ$ . Dans le cas de  $N=4$ , il faut utiliser:  $Z_1=Z_2=100 \Omega$ ,  $\theta_1=90^\circ$  et  $\theta_2=180^\circ$ .

### 3.4.3 Résultats expérimentaux

Les résultats de simulation du diviseur/combineur de puissance à quatre voies LPD modifié, basé sur les règles définies, sont obtenus à l'aide des logiciels ADS et HFSS (High Frequency Structure

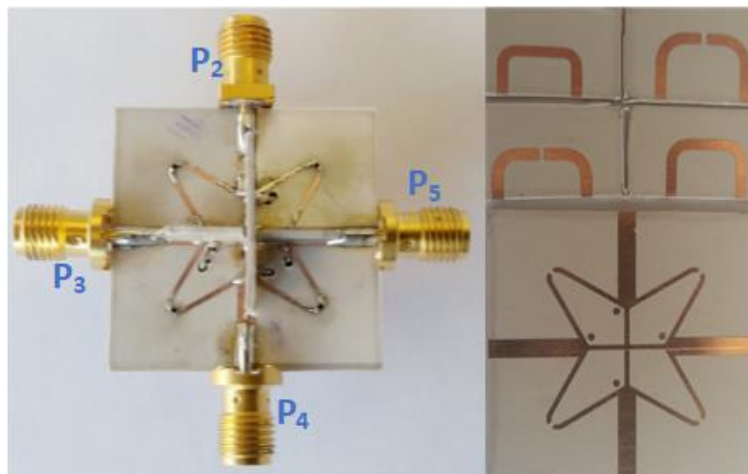


Figure 3.15 – Photographie du circuit fabriqué.

Simulator) d'Ansoft. Les performances du LPD à quatre voies fabriqué sont présentées dans cette section. La photographie du circuit est donnée à la Figure 3.15. Les structures planaires et verticales

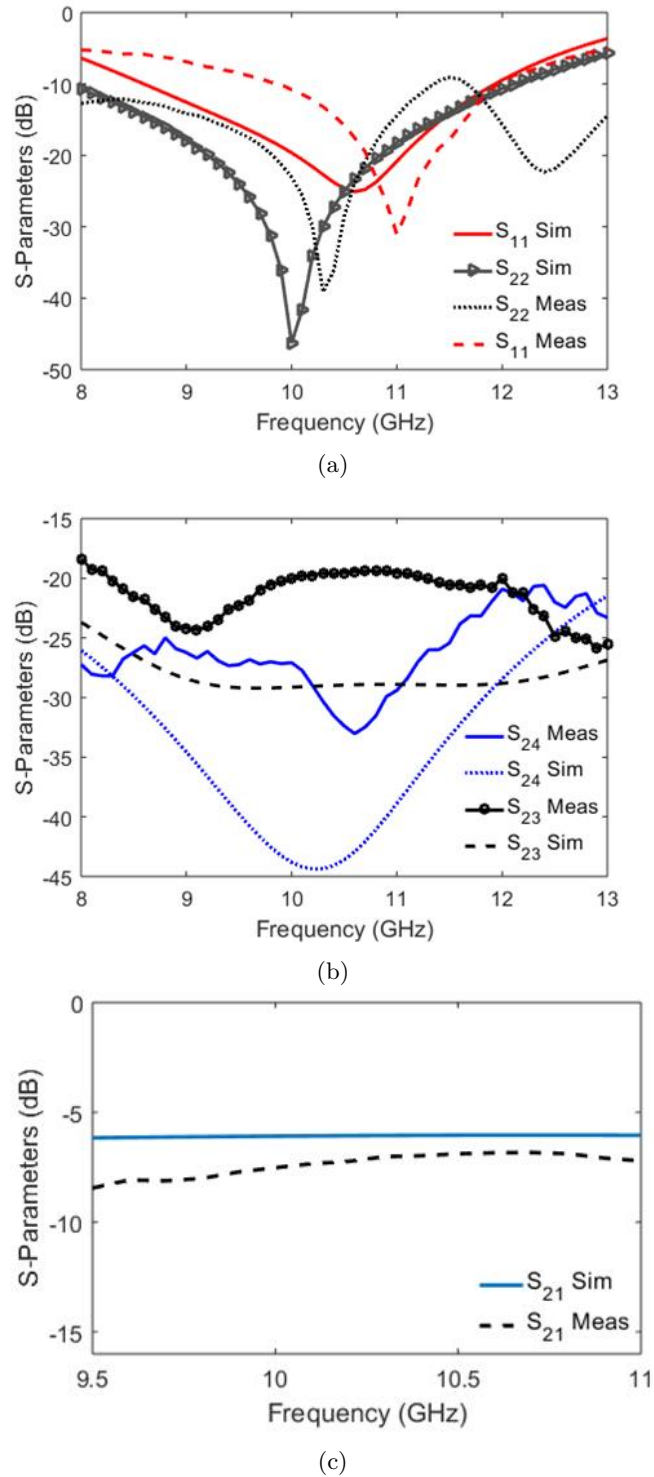


Figure 3.16 – Paramètres S simulés et mesurés, (a) pertes de retour, (b) isolation et (b) pertes d'insertion.

ont été fabriquées séparément à l'aide d'un processus standard de PCB, puis assemblées pour une taille totale de  $29 \times 29 \times 15$  mm<sup>3</sup>.

Les paramètres S mesurés et simulés sont représentés sur la Figure 3.16 et ils sont en bon accord. La Figure 3.16a montre une adaptation acceptable (au moins 15 dB) de 10 GHz à 11 GHz au port 1 ( $S_{11}$ ) et au port 2 ( $S_{22}$ , similaire pour  $S_{33}$ ,  $S_{44}$  et  $S_{55}$ ). De même, une isolation de plus de 20 dB est obtenue pour  $S_{24}$  ( $S_{35}$ ) et  $S_{23}$  ( $S_{34}$ ,  $S_{45}$  et  $S_{25}$ ) sur 4 GHz de bande d'opérations correspondant à 40% de bande passante relative. Le LPD modifié offre une meilleure isolation sur la bande de fonctionnements par rapport au LPD modifié à trois voies rapporté dans (Mgombelo & Gardiner, 1990).

Les pertes d'insertion entre les ports d'entrée et de sortie  $S_{21}$  ( $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ,  $S_{51}$ ) comme montré la Figure 3.16c est d'environ 6.7 dB sur 1 GHz de bande passante avec une erreur d'environ 0.3 dB liée au processus de fabrication, à la permittivité diélectrique et aux pertes du connecteur. Les résultats simulés et expérimentaux confirment les performances de la structure proposée grâce à l'utilisation de MSL à largeur fixe et à la mise en œuvre d'une structure en 3D.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre différents types de diviseurs/combineurs de puissance ont été présentés. En utilisant différentes technologies de lignes de transmission principalement microruban (MSL) et guide d'onde intégré au substrat (SIW). Il a été démontré qu'en utilisant des lignes de transmission avec une impédance caractéristique fixe dans toutes les sections de diviseur, permet d'obtenir de meilleures performances en termes d'isolation et coefficient de transmission ainsi que la tenue en puissance.

Un diviseur/combineur WPD à base d'un guide SIW avec une impédance caractéristique fixe et un réseau de résistances d'isolation distribuées optimales a été présenté en première partie du chapitre. Le prototype a été fabriqué et mesuré; les résultats obtenus montrent que l'utilisation d'une ligne SIW à largeur fixe et d'un nombre optimal de résistances d'isolation améliore considérablement les performances d'isolation du circuit. Par rapport aux travaux précédents, la topologie présentée offre une isolation et une adaptation améliorées sur une large bande passante et une faible atténuation. La structure est simple et facile à fabriquer et sera utile dans la conception de

divers composants micro-ondes comme les réseaux d'alimentation, les mélangeurs, etc. Ce circuit démontre que la largeur de bande d'isolation peut être étendue en ajoutant un réseau de résistances d'isolation, et cette méthode peut être utilisée dans d'autres diviseurs de puissance pour différentes applications, en notant que ce circuit fournit une isolation à large bande pour un WPD comparable à ceux basés sur des lignes MSL.

La deuxième section présente un diviseur/combineur de puissance Gysel modifié à base des lignes MSL d'impédance caractéristique de 50 Ohm dans toutes les sections. Le prototype fabriqué et mesuré montre encore une fois que l'utilisation de la même impédance caractéristique améliore considérablement les performances en termes d'isolation et la capacité de puissance. Par rapport aux travaux précédents, le modèle présenté présente des performances très stables en termes d'isolation, d'adaptation et de pertes d'insertion sur toute la bande. La structure simple et uniforme de la configuration proposée convient par exemple pour construire un réseau d'alimentation qui requiert une puissance élevée dans la gamme des ondes millimétriques.

Dans la dernière partie du chapitre, il a été démontré que en appliquant plusieurs modifications, un diviseur/combineur de puissance à N voies peut être dérivé et mis en œuvre à partir du diviseur LPD conventionnel à trois voies. En particulier, l'utilisation des lignes MSL avec la même impédance caractéristique et un pont d'isolation entre les ports opposés a permis de généraliser la topologie à N voies. Cela fournit également une isolation élevée sur une large plage de fréquences. Les résultats expérimentaux du prototype réalisé à 10 GHz ont montré d'excellentes performances en termes d'isolation (20 dB) et d'adaptation (10 dB) sur 4 GHz de bande passante. La structure 3D présentée dans cette partie a permis la réalisation d'un LPD à quatre voies pour la première fois et peut être utilisée pour développer des diviseurs/combineurs de puissance à N voies.

**Tableau 3.3 – Performances des diviseurs/combineurs de puissance réalisés**

	(Moulay & Djerafi, 2018c)	(Moulay & Djerafi, 2020)	(Moulay & Djerafi, 2018a)
Nombre de port	3	3	4
Technologie de fabrication	SIW	MSL	MSL
Structure	Planaire	Planaire	3D
Substrat	Rogers Duroid 6002	Rogers Duroid 6002	Rogers Duroid 6002
Epaisseur	0.5 mm	0.762 mm	0.762 mm
Bande passante (%)	23	34	30
Adaptation à -10 dB			
Bande passante (%)	18	20	50
Isolation à -20 dB			
Perte d'insertion ( $\Delta$ dB)	0.125-0.3	0.8-1.2	0.3
Réseau d'isolation	5 résistances SMD	2 résistances SMD	4 résistances SMD
Impédance caractéristique	Fixe ( $Z=50\Omega$ )	Fixe ( $Z=50\Omega$ )	Faible saut d'impédance $Z1=50$ et $Z2=75$

Le tableau 3.3 résume les performances et spécifications des différents diviseurs/combineurs de puissance réalisés dans ce chapitre. Ce qu'il faut souligner, que l'utilisation des lignes de transmission avec une impédance caractéristique unique contribue énormément à l'amélioration des performances des diviseurs/combineur de puissance. L'autre avantage de ce concept est de rendre les structures plus simples et faciles à fabriquer. Dans le futur d'autres configurations devront être exploitées afin de généraliser cette méthode de conception c'est-à-dire impédance caractéristique unique. Une validation de concept pour d'autres types de diviseurs de puissance et d'autres technologies de ligne de transmission est en cours de finalisation.



# Chapitre 4

## Détection, collecte et transmission ultra large bande de la puissance RF

### 4.1 Introduction

L'objectif principal de ce chapitre est de développer un rectificateur de puissance distribué très large bande en utilisant des diodes Schottky à polarisation nulle qui peut supporter une haute puissance pour satisfaire les exigences du système visé. Pour des raisons pratiques de validation du concept, le design a été adapté pour un signal UWB pulsé allant de 100 MHz à 11 GHz de bande d'opérations. Des mesures de niveau de puissance des différents signaux présents dans le spectre UWB ont été également fournies. Les différents scénarios élaborés pour la collecte de la puissance RF devront permettre de fournir une information plus précise du niveau du signal à mesurer et d'établir les conditions réelles pour la rectification UWB (Moulay & Djerafi, 2021).

#### 4.1.1 Signal ultra large bande

Les expérimentations sur l'électromagnétisme et les réponses impulsionnelles de certaines classes de réseaux sans fil dans les années 60 ont données naissance aux techniques dites large bande. Cependant l'acronyme anglais UWB (Ultra Wideband) n'est apparu qu'au cours des années 80 alors que l'utilisation de cette technique date des années 70 et qu'un brevet est déjà posé depuis

1973 par G.F. Ross. Les États-Unis font examiner la possibilité d'utiliser de l'ultralarge bande en août 1998. En réponse aux commentaires de divers industriels, la FCC (Federal Communication Committee) a émis un avis de proposition de réglementation. Dans cet avis, publié en 2000, la FCC reconnaît les capacités intéressantes de l'ultra large bande pour des applications futures. Enfin en avril 2002, cette commission :

- définit les critères d'un signal ultra large bande :

$$BP \geq 500MHz$$

ou

$$2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 20\%$$

Avec :

- BP, la bande passante définie à -10 dB de la puissance maximale émise
  - $f_H$ , la fréquence supérieure de la bande passante
  - $f_L$ , la fréquence inférieure de la bande passante
- autorise l'utilisation de la bande de fréquence [3.1–10.6] GHz pour le développement d'applications commerciales civiles en définissant le gabarit de la puissance isotrope rayonnée équivalente.

Suite à cet avis, l'Europe a également défini un gabarit d'émission pour les communications sans fil ultra large bande dans la bande [3.1-10.6] GHz. L'allocation de cette bande de fréquence n'a pas été sans concession. Une large bande de fréquence a été attribuée, en contrepartie la puissance d'émission du signal est faible. De plus contrairement aux Etats-Unis où la puissance d'émission maximale est constante sur toute la bande, en Europe cette bande a été divisée en plusieurs sous-

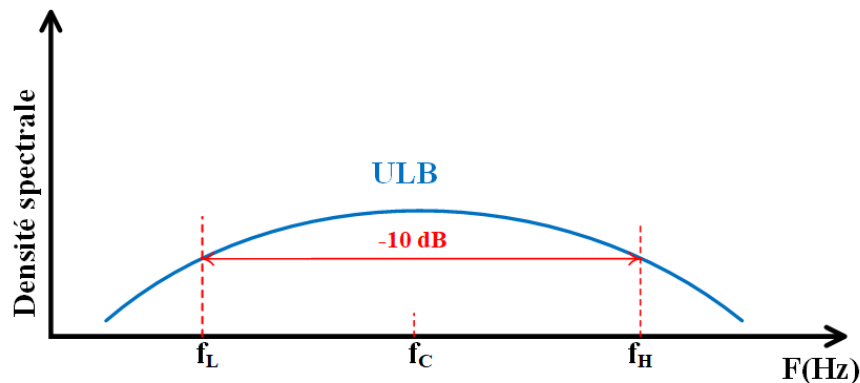


Figure 4.1 – Schéma simplifié représentant les spécifications d'un spectre large bande.



parties allouant à chacune une puissance d'émission maximale et ceci afin de ne pas perturber les systèmes préexistants sur le marché de la communication sans fil. Cette réglementation permet aux systèmes placés sur le marché avant le 31 décembre 2010 de bénéficier de deux bandes de fréquence [4.2-4.8] GHz et [6-8.5] GHz avec une puissance d'émission à  $-41.3$  dBm/MHz.

#### 4.1.2 Collecte de la puissance RF disponible dans le spectre UWB

L'intérêt majeur de l'ultra large bande UWB réside dans la bande passante disponible pour l'émission du signal. Dans les paragraphes qui suivent, nous présenterons plus en détail l'influence de ce paramètre sur la propagation du signal.

Dans les villes et les zones fortement peuplées, il existe un grand nombre de sources RF telles que les stations de radio et de télévision, les stations de base mobiles et les réseaux sans fil. Il est possible de collecter une partie de cette énergie et de la convertir en énergie utile, afin de rendre un appareil sans fil réellement autonome. L'idée principale de ce travail est de concevoir un système large bande pour récupérer l'énergie des sources RF présentes dans l'environnement pour [3 GHz à 11 GHz] de bande passante. Le schéma bloc de ce projet est illustré dans la Figure 4.2).

Habituellement, le signal UWB a une densité spectrale de puissance très faible ( $\leq -41$  dBm/Hz), pour mettre en place des scénarios réels pendant la collecte de l'énergie RF, nous procédons à

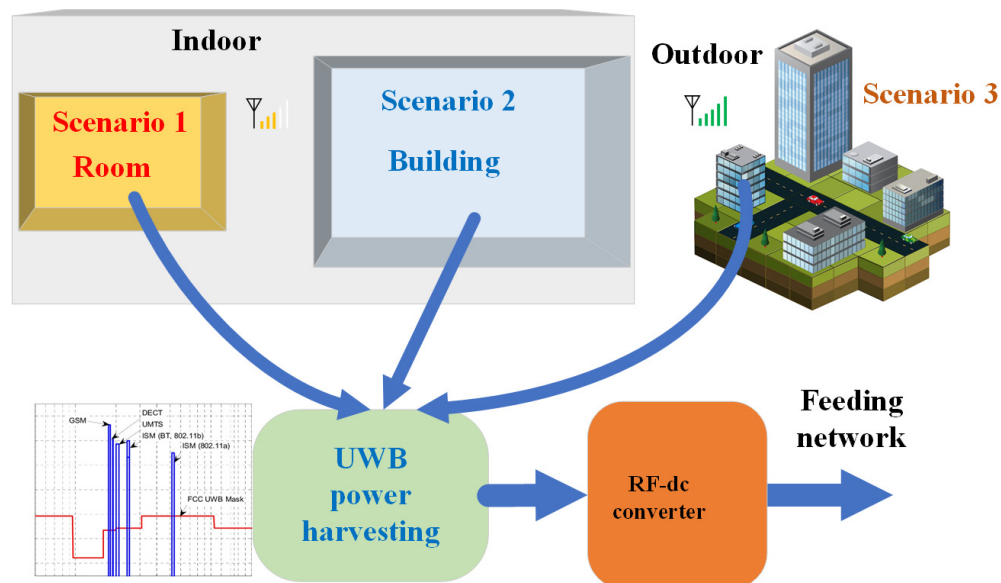
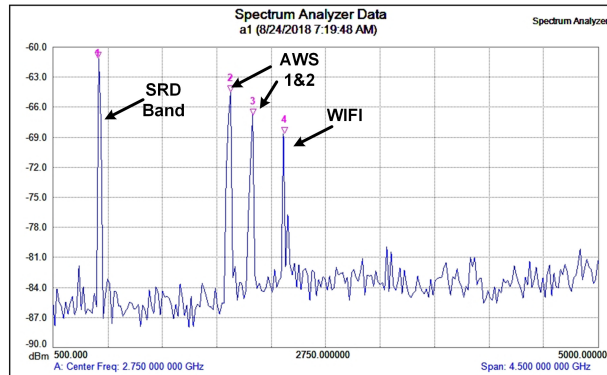
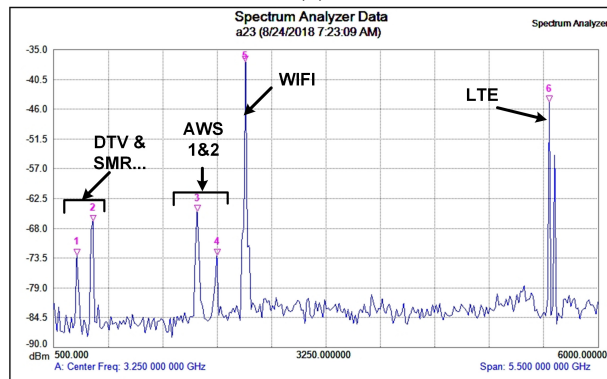


Figure 4.2 – Schéma bloc d'un système de collecte d'énergie RF ultra-large-bande.

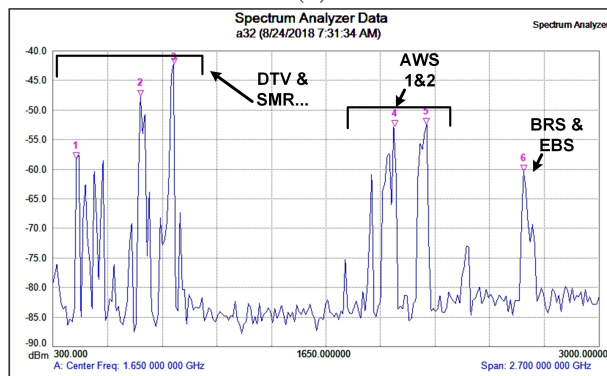
une mesure des signaux UWB disponibles dans différents environnements. La Figure 4.3 illustre le niveau de puissance des signaux UWB mesurés à l'aide d'un analyseur de spectre pour les différents scénarios représenté dans la Figure 4.2. On voit la présence de plusieurs bandes et standards de fréquence à usage civil tel-que SRD, AWS 1&2, WIFI, LTE... etc. Dans la Figure 4.3a on peut bien voir que les niveaux de densité spectrale des signaux mesurés varient entre  $-70$  et  $-60$  dBm dans le cas d'un espace plus confiné. On voit sur la Figure 4.3b qu'on gagne environ 10 dBm de



(a)



(b)



(c)

Figure 4.3 – Niveau de puissance des signaux UWB mesurés à l'aide d'un analyseur de spectre, (a) dans le laboratoire RF, (b) dans l'immeuble Bonaventure et (c) à l'extérieur de la place Bonaventure.

densité spectrale en étant dans un espace plus ouvert. À l'extérieur de l'immeuble les niveaux de densité spectrale des signaux disponibles varient entre  $-40$  à  $-60$  dBm et on constate la présence des signaux RF d'autres standards à usage civil comme l'indique la Figure 4.3c.

## 4.2 Rectificateur multi-étages ultra-large bande amélioré pour la transmission de puissance des signaux pulsés

Les techniques de transfert d'énergie sans fil WPT (Wireless Power Transfer) et de collecte d'énergie sans fil WPH (Wireless Power harvesting) ont récemment connu une croissance très rapide et suscité l'intérêt des chercheurs. Le WPT permet le transfert sans fil d'énergie électrique par le biais de champs électromagnétiques variant dans le temps. La WPH, quant à elle, utilise l'énergie électromagnétique rayonnée. Ces techniques permettent de surpasser le besoin d'alimentation des appareils dans les dispositifs d'internet des objets IoT (Internet of Things), car l'utilisation, la recharge et le remplacement des piles deviendront prohibitifs et non durables pour de multiples appareils. Parallèlement, avec la demande croissante de systèmes à faible puissance tels que les réseaux de capteurs sans fil et les systèmes d'identification par radiofréquence RFID (Radio Frequency Identification), la collecte d'énergie à partir de signaux RF disponibles en continu devient une option supplémentaire pour ces dispositifs. Dans les systèmes de collecte/transfert d'énergie sans fil (WPH/T), le rectificateur est un dispositif essentiel et l'efficacité du rectificateur détermine l'efficacité globale des systèmes. Nombreux types de récupération d'énergie ont été étudiés en utilisant différentes sources d'énergie (Shi *et al.*, 2021; Zheng *et al.*, 2019; Zahra & Djerafi, 2021; Park *et al.*, 2021; Shen *et al.*, 2020; Du & Zhang, 2018; Zahra & Djerafi, 2018).

Les recherches rapportées sur le WPH/T montrent une performance généralement optimisée autour d'une ou deux bandes (Shafah *et al.*, 2019; Liu *et al.*, 2017; Kawasaki *et al.*, 2017; Liu *et al.*, 2015; Niotaki *et al.*, 2014). Dans (Kawasaki *et al.*, 2017) utilisant une diode GaN à 5.8 GHz, il obtient une puissance de sortie continue de 200 mW avec 0.5 W (27 dBm) de puissance d'entrée ce qui correspond à 40% de rendement. Ce système nécessite un niveau de puissance d'entrée assez élevé (au niveau de l'antenne), ce qui n'est pas facile dans des circonstances réelles. Un rectificateur bibande (dual band) à plage de puissance étendue utilisant un procédé PCB présenté dans (Liu *et al.*, 2015), l'efficacité obtenue est d'environ 50% en utilisant 7 segments de ligne de transmission pour une adaptation bibande. Un signal plus élaboré devrait être utilisé pour augmenter l'efficacité. La

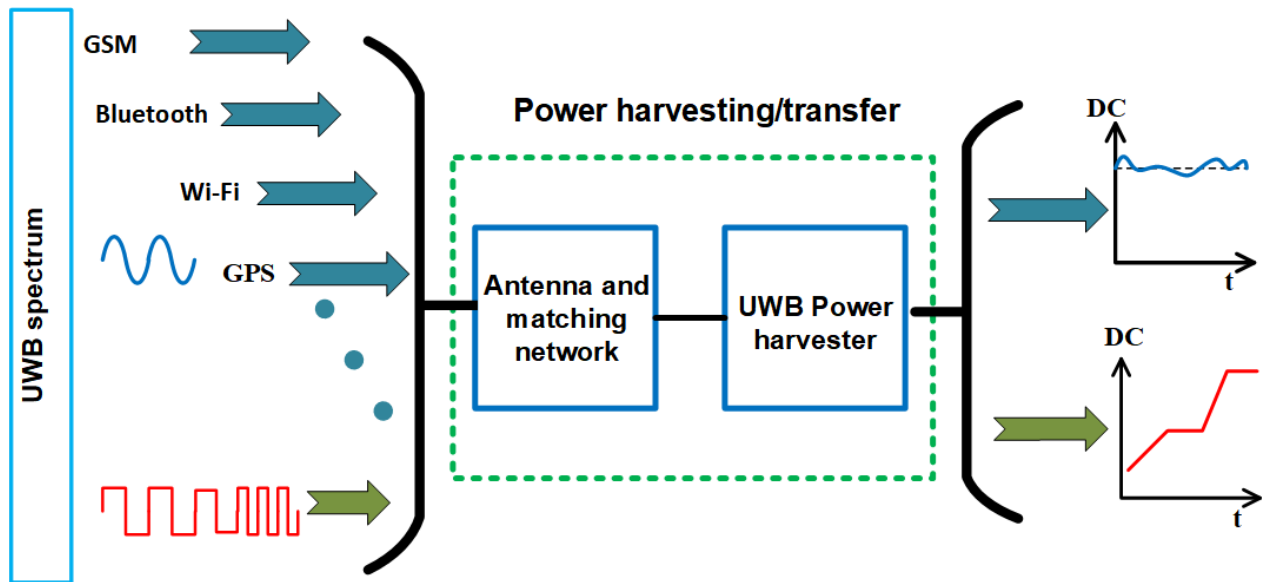


Figure 4.4 – Concept de système de collecte/transfert d'énergie UWB.

combinaison de deux tons est exploitée dans la (Shariati *et al.*, 2018) pour améliorer la récupération de la puissance RF. Le WPH dans la bande de radiodiffusion FM (Frequency Modulation) présenté dans (Shariati *et al.*, 2018) montre l'effet de l'excitation multitons sur la réponse de sortie en courant continu (CC) du circuit redresseur.

Afin d'obtenir un rendement élevé dans le cas d'un transfert de puissance, il est nécessaire d'envoyer une puissance élevée qui n'est pas autorisée par les autres standards. La faible densité spectrale de puissance peut être déployée dans le système WPT pour surmonter la limite de puissance établie par la commission fédérale des communications FCC (Zeng *et al.*, 2017). Le signal pulsé contient naturellement de la puissance électromagnétique sur une large bande de fréquences et peut être une solution pratique pour transférer de l'énergie RF. Habituellement, un signal UWB a une très faible densité spectrale de puissance ( $\leq -41$  dBm/Hz). L'UWB est la promesse d'applications fertiles pour le sondage des canaux et l'imagerie selon (Henning, 2012; Ross & Lexington, 1973; Albreem, 2015). Seuls quelques rectificateurs de puissance large bande sont rapportés (Zheng *et al.*, 2019; Moulay & Djerafi, 2018b). Ces conceptions ont été optimisées pour la rectification d'un seul signal sinusoïdal dans une bande de fréquence relativement large.

Cette partie détaille la conception et l'étude d'un rectificateur UWB qui permet la rectification du signal pulsé avec un minimum d'altération. Ce détecteur couvre les différents scénarios de collecte/transfert d'énergie sans fil (WPH/T), comme l'illustre la Figure 4.4. Le rectificateur proposé

est capable de détecter la présence d'un signal à un ton, multitons ainsi qu'un signal pulsé. Ce concept permet de récolter plus de puissance RF à des niveaux de densité plus faibles. Dans ce scénario, le niveau de la tension de sortie peut être contrôlé non seulement avec le niveau du signal reçu, mais aussi avec sa périodicité et son rapport cyclique. Une analyse théorique de la rectification du signal carré et ces harmoniques est réalisée pour estimer le potentiel de signal carré. Ensuite, l'étude de l'effet des différents paramètres du rectificateur est fournie afin d'améliorer la gamme de puissance et aussi l'efficacité. Enfin la validation, la caractérisation du prototype fabriqué est réalisée, le concept de transfert de puissance UWB est présenté et validé.

### 4.3 Rectification des signaux avec harmoniques

Le circuit simple d'un détecteur de puissance RF à base de diode à polarisation nulle est illustré à la Figure 4.5. Lorsque le signal RF traverse la diode, il subit un phénomène non linéaire. Cette non-linéarité peut être décrite comme une expansion polynomiale autour du point de fonctionnement de la diode (Boaventura & Carvalho, 2011; Bahl, 2009). En considérant un polynôme d'ordre quatre pour maintenir une rectification de base, l'approximation du courant parcourant la diode peut être

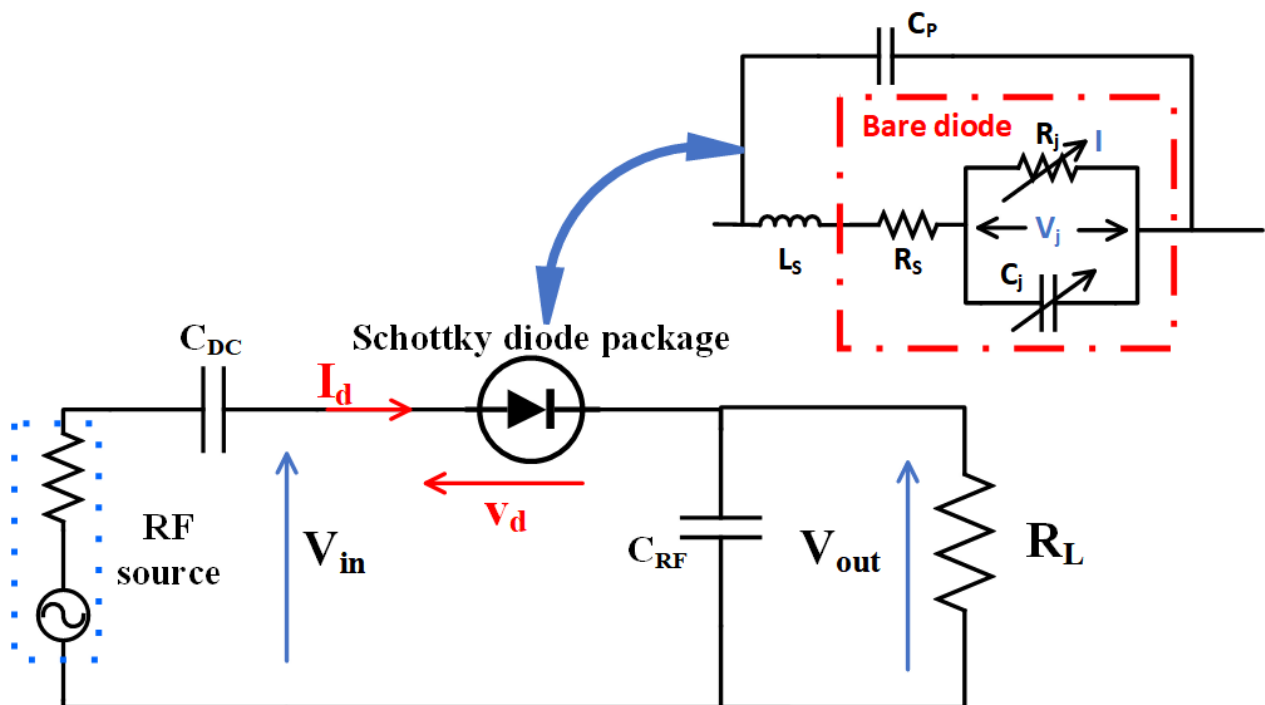


Figure 4.5 – Circuit d'un détecteur de puissance RF à base de diode à polarisation nulle.

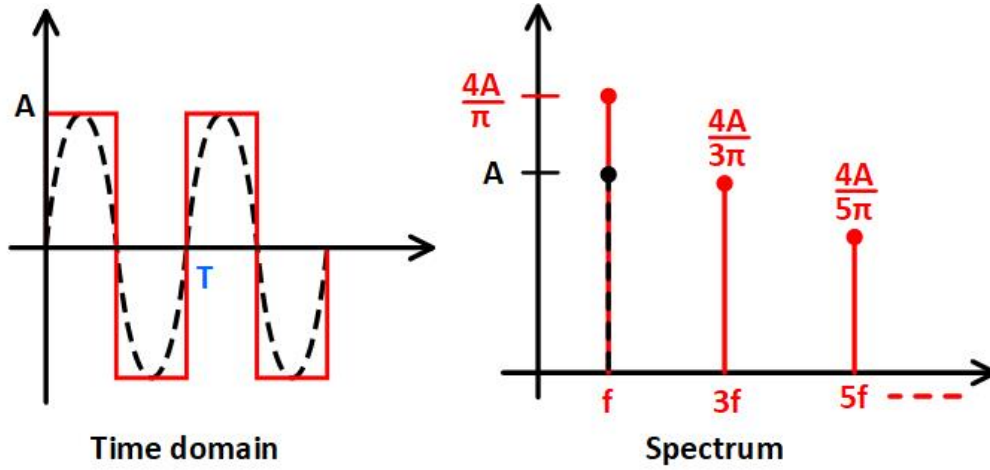


Figure 4.6 – Domaine temporel et fréquentiel des signaux d'entrée étudiés.

écrite comme suit :

$$i_d = I_q + k_1 (v_d - V_q) + k_2 (v_d - V_q)^2 + k_3 (v_d - V_q)^3 + k_4 (v_d - V_q)^4 + \dots \quad (4.1)$$

où  $v_d = V_{in} - V_{out}$  et  $k_1, k_2, \dots, k_n$  sont les coefficients du modèle obtenus à partir des dérivées successives du courant de la diode comme montré dans (Boaventura & Carvalho, 2011).

$$k_1 = \frac{1}{1!} \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \Big|_{V_d=V_q}; k_2 = \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 I_d}{\partial V_d^2} \Big|_{V_d=V_q}; \dots; k_n = \frac{1}{n!} \frac{\partial^n I_d}{\partial V_d^n} \Big|_{V_d=V_q} \quad (4.2)$$

Les signaux  $v_d$  et  $i_d$  seront représentés par les signaux génériques  $x(t)$  et  $y(t)$  respectivement. Seuls les termes d'ordre pairs seront pris en compte, car les termes impairs n'ont pas d'effet sur la composante DC (Jose Carlos & Carvalho, 2003; Boaventura & Carvalho, 2011).

$$y(t) = k_2 x^2(t) + k_4 x^4(t) \quad (4.3)$$

Deux formes d'onde sont étudiées pour le signal d'excitation RF, comme illustré à la Figure 4.6. Le signal de sortie représentée par (4.3) est considéré pour un signal sinusoïdal et un signal carré et sera analysé dans une gamme de fréquences allant de 100 MHz à 11 GHz.

### 4.3.1 Signal sinusoïdal

Une forme sinusoïdale de signal RF monoton d'amplitude  $B$  et pulsation  $w_1$  peut s'écrire comme suit:

$$x(t) = B \cos(w_1 t + \varphi_1) \quad (4.4)$$

En considérant l'équation (4.3), le signal de sortie de la diode devient :

$$y(t) = \frac{B^2 k_2}{2} + \frac{3B^4 k_4}{8} + \frac{B^2 k_2}{2} \cos(2w_1 t + 2\varphi_1) + B^4 k_4 \cos(2w_1 t + 2\varphi_1) + B^4 k_4 \cos(4w_1 t + 2\varphi_1) \quad (4.5)$$

Les composantes  $2w_1$  et  $4w_1$  seront filtrés, car elles sont hors bande du rectificateur de puissance. Après avoir normalisé l'amplitude à 1 (en divisant par  $B$ ), la composante DC sera exclusivement les termes restants :

$$y_{dc} = 0.50k_2 + 0.37k_4 \quad (4.6)$$

Cela montre que pour maximiser la puissance rectifiée, la diode doit fonctionner dans la région quadratique où  $k_2$  est maximal.

### 4.3.2 Signal carré

En utilisant les séries de Fourier, nous pouvons décrire un signal carré idéal comme une forme de série infinie :

$$x(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin((2k+1)2\pi ft)}{(2k+1)} \quad (4.7)$$

$$x(t) = \frac{4}{\pi} \left( \sin(2\pi ft) + \frac{1}{3} \sin(6\pi ft) + \frac{1}{5} \sin(10\pi ft) + \dots \right) \quad (4.8)$$

Si l'on considère que le rectificateur de puissance est excitée par un signal carré et on remplace l'équation (4.8) dans (4.3), la sortie de la diode devient :

$$y(t) = k_2 \left( \frac{4}{\pi} \left( \sin(2\pi ft) + \frac{1}{3} \sin(6\pi ft) + \frac{1}{5} \sin(10\pi ft) \right) \right)^2 + k_4 \left( \frac{4}{\pi} \left( \sin(2\pi ft) + \frac{1}{3} \sin(6\pi ft) + \frac{1}{5} \sin(10\pi ft) \right) \right)^4 \quad (4.9)$$

Le rectificateur proposé couvrira les fréquences jusqu'à 11 GHz. Par conséquent, pour un signal d'entrée carré d'une fréquence allant jusqu'à 2.2 GHz (11 GHz/5), il convient de prendre en considération les composantes fondamentales, 3<sup>eme</sup> et 5<sup>eme</sup> ordre. Dans ce cas, la composante continue approximative de (4.9) est :

$$y_{dc} = 0.93k_2 + 1.24k_4 \quad (4.10)$$

Pour un signal d'entrée dont la fréquence est comprise entre 2.2 et 3.66 GHz (11 GHz/3), seuls les composantes fondamentales et 3<sup>eme</sup> ordre sont prises en compte et  $y(t)$  devient:

$$y(t) = k_2 \left( \frac{4}{\pi} \left( \sin(2\pi ft) + \frac{1}{3} \sin(6\pi ft) \right) \right)^2 + k_4 \left( \frac{4}{\pi} \left( \sin(2\pi ft) + \frac{1}{3} \sin(6\pi ft) \right) \right)^4 \quad (4.11)$$

Les produits d'intermodulation supérieurs à 11 GHz seront automatiquement éliminés par le détecteur de puissance, car ils sont hors bande d'opérations, et la composante continue à la sortie est:

$$y_{dc} = 0.81k_2 + 0.64k_4 \quad (4.12)$$

Enfin, dans le cas d'un signal d'entrée carré dont la fréquence est supérieure à 3.66 GHz, seul le fondamental sera pris en compte, et  $y(t)$  devient :

$$y(t) = k_2 \left[ \frac{4}{\pi} \sin(2\pi ft) \right]^2 + k_4 \left[ \frac{4}{\pi} \left( \sin(2\pi ft) \right) \right]^4 \quad (4.13)$$

$$y(t) = k_2 \frac{16}{\pi^2} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(4\pi ft) \right] + k_4 \frac{256}{\pi^4} \left[ \frac{\cos 8\pi ft - 4 \cos 4\pi ft + 3}{4} \right] \quad (4.14)$$

Pour une composante DC de:

$$y_{dc} = 0.81k_2 + 1.9k_4 \quad (4.15)$$

Ce cas est équivalent à un signal sinusoïdal avec un facteur de  $4/\pi$ .



Le Tableau 4.1 résume la composante continue du rectificateur calculé pour le signal d'entrée sinusoïdal et carré, en considérant que la bande d'opérations s'étend jusqu'à 11 GHz. En réalité, pour estimer la puissance récoltée lorsque le signal est à basse fréquence, nous devons considérer un ordre maximum des composantes. L'erreur est encore négligeable si l'on considère la composante de 5<sup>ème</sup> ordre. Le Tableau 4.1 montre clairement que la puissance récoltée est presque deux fois plus élevée lorsque le signal est carré. L'effet du coefficient  $k_4$  est important ainsi que  $k_2$  peut être prédominant.

**Tableau 4.1 – Composantes DC calculées**

Signal d'entrée	Harmoniques	composante DC
Sinusoidal (4.5)	1	$y_{dc} = 0.50k_2 + 0.37k_4$
Carrée (< 2.2 GHz) (4.9)	5	$y_{dc} = 0.93k_2 + 1.24k_4$
Carrée (2.2 to 3.66 GHz) (4.11)	3	$y_{dc} = 0.81k_2 + 0.64k_4$
Carrée (> 3.66 GHz) (4.13 et 4.14)	1	$y_{dc} = 0.81k_2 + 1.9k_4$

## 4.4 Contraintes de la conception

La conception du rectificateur est un compromis entre plusieurs exigences de la performance globale du système, notamment la fréquence de fonctionnement, la largeur de bande, la sensibilité, la gamme dynamique et les températures extrêmes.

La haute impédance d'entrée de la diode complique l'adaptation sur une large bande du réseau des détecteurs/rectificateurs de puissance RF tout en conservant sa sensibilité. Dans les systèmes à haute fréquence, cela devient plus complexe, car il faut tenir compte des effets de la capacité et de l'inductance du boîtier, de la résistance de contact ohmique de la diode, ainsi que de la capacité et de la résistance de la jonction.

Un rectificateur de puissance RF à plusieurs étages basé sur une diode Schottky à polarisation nulle a été conçu. Le rectificateur de puissance UWB a été conçu à l'aide du logiciel commercial ADS en utilisant la diode Schottky de modèle SKYWORKS SMS7630/079 dont la fiche technique est fournie dans (Skyworks, 2015) pour avoir les meilleures performances en termes de largeur de bande et d'efficacité.

#### 4.4.1 Modèle de la diode

Afin d'obtenir une meilleure performance du circuit de collecte/transfert de l'énergie UWB, une caractérisation de la diode utilisée est indispensable. Les paramètres du modèle SPICE de la diode Schottky fourni par le fabricant sont utilisés pour effectuer les simulations sous ADS. Comme illustré dans l'encart de la Figure 4.7, le plan de mesure est ramené au niveau de la diode à l'aide d'un kit de calibration TRL (Through-Reflected-Line) fabriqué à cet effet. Comme on peut le voir sur la Figure 4.7, le coefficient de réflexion mesuré est différent de celui fourni par le fabricant, ce décalage est probablement dû aux effets de l'emballage (packaging) des diodes. Le résultat expérimental montre un dispositif sous test (DUT) plus dispersif et réfléchissant. Le modèle basé sur les mesures sera utilisé dans les prochaines étapes de la conception, y compris le modèle de packaging des composants à éléments groupés (Figure 4.8a).

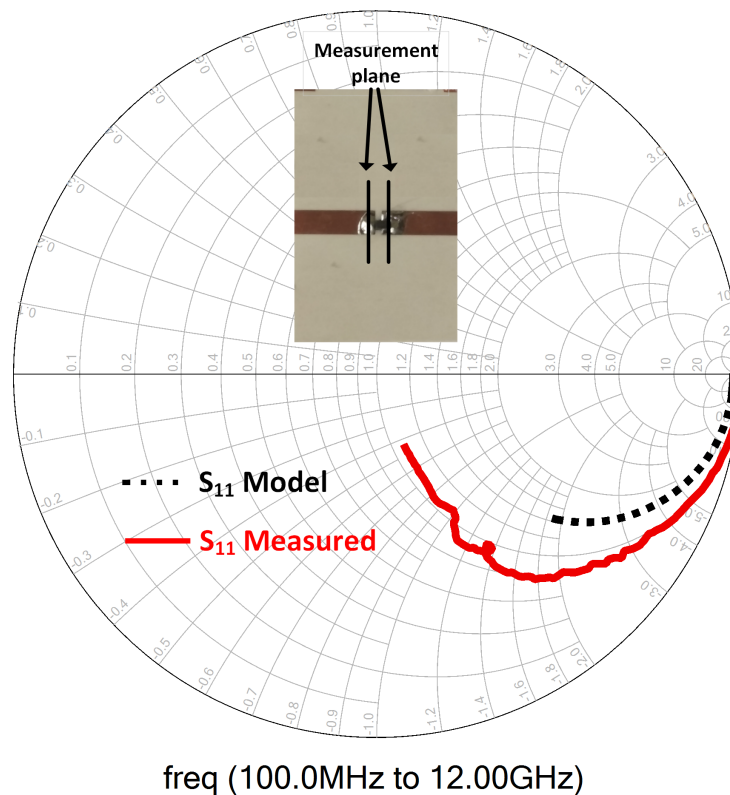


Figure 4.7 – Caractérisation du modèle de la diode.

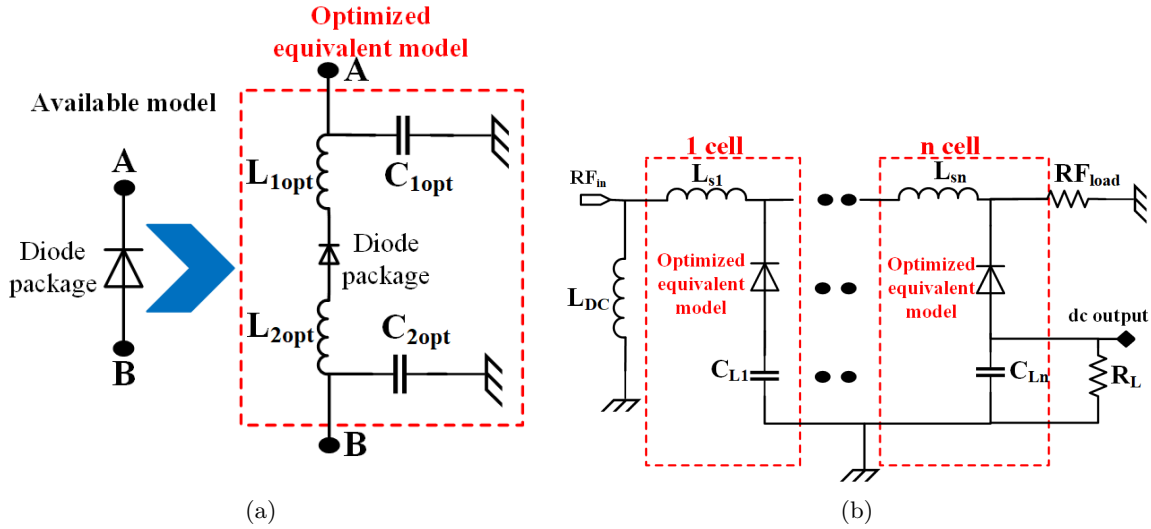


Figure 4.8 – Circuit de rectificateur d’énergie RF, a) modèle équivalent de diode optimisé (avec  $L_{1opt}=L_{2opt}= 0,6$  nH et  $C_{1opt}=C_{2opt}= 0.04$  pF) et (b) configuration à N cellule avec  $L_{DC}=50$  nH,  $C_{Ln}=C_{L1}=120$  pF,  $RF_{Load} = 120\Omega$  et  $R_L = 100\Omega$  optimisé pour un circuit à cinq étages.

#### 4.4.2 Effet de $RF_{load}$ et nombre de cellule

La Figure 4.8b illustre la configuration du circuit de collecte de puissance à plusieurs étages incluant une inductance série. La diode a une impédance d’entrée très élevée. Donc, l’augmentation du nombre de cellules parallèles réduit l’impédance totale du circuit, et l’ajout d’une inductance série réduit l’effet capacitif des diodes. En conséquence, la réduction de l’impédance d’entrée du circuit facilite l’adaptation d’impédance et l’intégration dans d’un système. Les inductances séries seront modélisées par des lignes de transmission microruban à haute impédance.

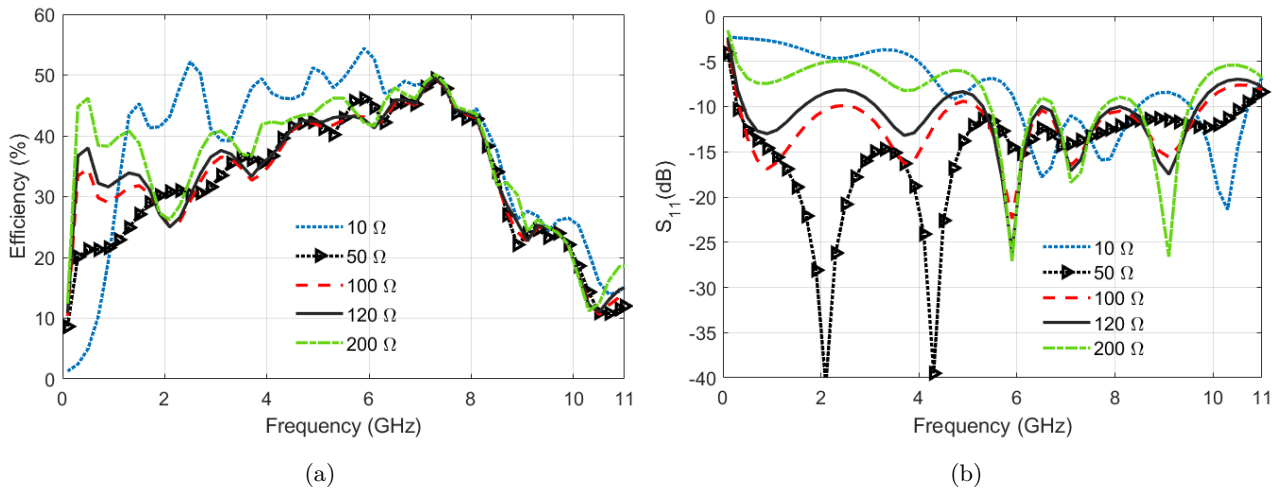


Figure 4.9 – Effet de  $RF_{load}$  sur le coefficient de réflexion et l’efficacité du circuit.

L'impédance résultante est un paramètre critique pour la conception du détecteur de puissance distribué. Cela permet de maximiser le transfert de puissance de la source au détecteur et de mieux adapter la tension de sortie continue. Grâce aux éléments répartis, on obtient de bonnes performances sur une large gamme de fréquences. Comme la résistance de charge RF ( $RF_{load}$ ) joue un rôle essentiel pour court-circuiter les pertes de retour RF, elle doit avoir une valeur optimale pour garantir un bon compromis entre la largeur de bande et la sensibilité du système.

L'effet de la résistance  $RF_{load}$  simulé sur le coefficient de réflexion et l'efficacité est illustré à la figure 4.9. Il est à noter qu'un compromis est requis pour obtenir une meilleure adaptation des entrées et une efficacité maximale sur toute la largeur de bande. La valeur de  $RF_{load}$  qui répond le mieux à ces exigences est de  $120 \Omega$ .

L'impact du nombre d'étages est déterminé en fonction de l'efficacité du circuit, comme le montre la figure 4.10. On peut voir qu'un détecteur à 5 étages est plus efficace que celui à 9 étages. En outre, le circuit à 5 étages présente une plus grande sensibilité, une gamme dynamique plus élevée et une plage de puissance plus large.

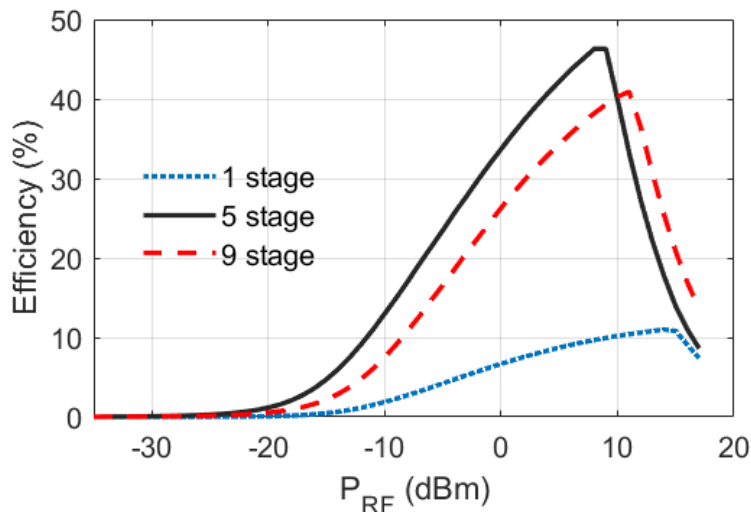


Figure 4.10 – Effet du nombre de cellules sur l'efficacité du détecteur.

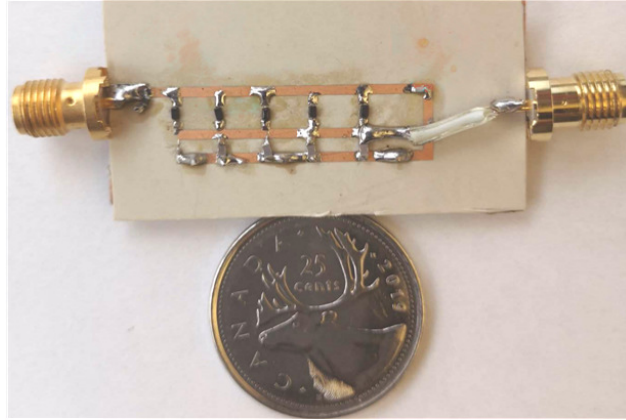


Figure 4.11 – Photographie du prototype fabriqué.

## 4.5 Validation expérimentale du concept

La photographie du circuit fabriqué est présentée à la Figure 4.11. Le substrat utilisé est de type Rogers RT/duroid 6002 d'une épaisseur de 0.762 mm.

La Figure 4.12 représente le coefficient de réflexion de circuit rectificateur de puissance dans la bande de fonctionnements, un bon accord entre les résultats mesurés et simulés est observé. Une calibration standard est utilisée pour la caractérisation expérimentale. Un coefficient de réflexion de  $-10$  dB est obtenu sur une largeur de bande considérée de 11 GHz, allant de 100 MHz à 10 GHz (un

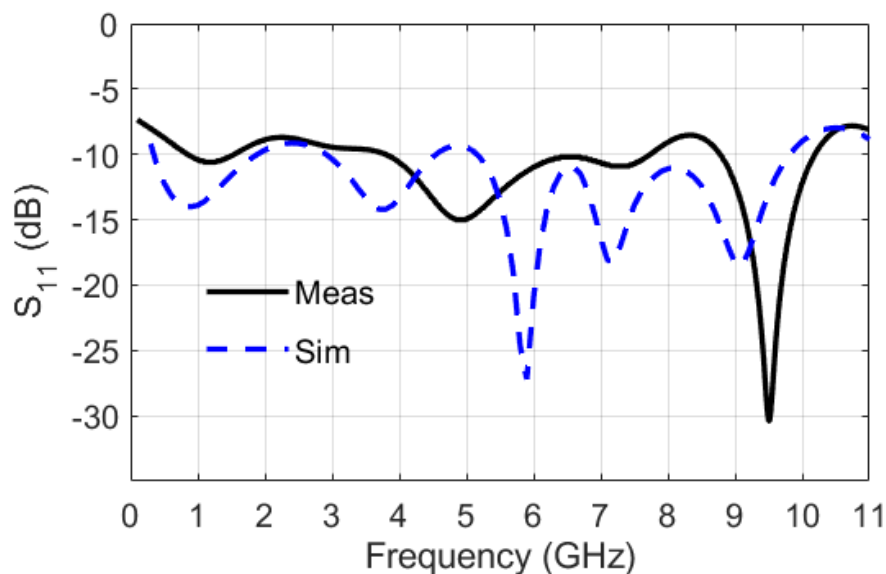
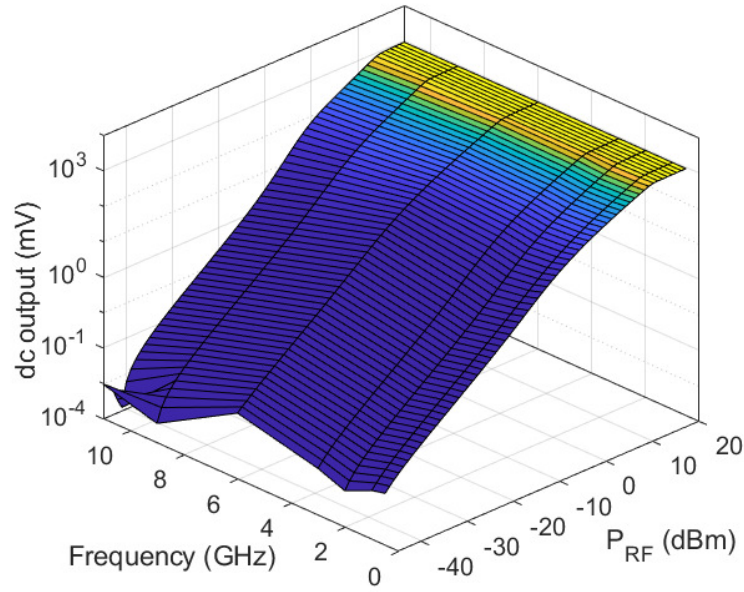
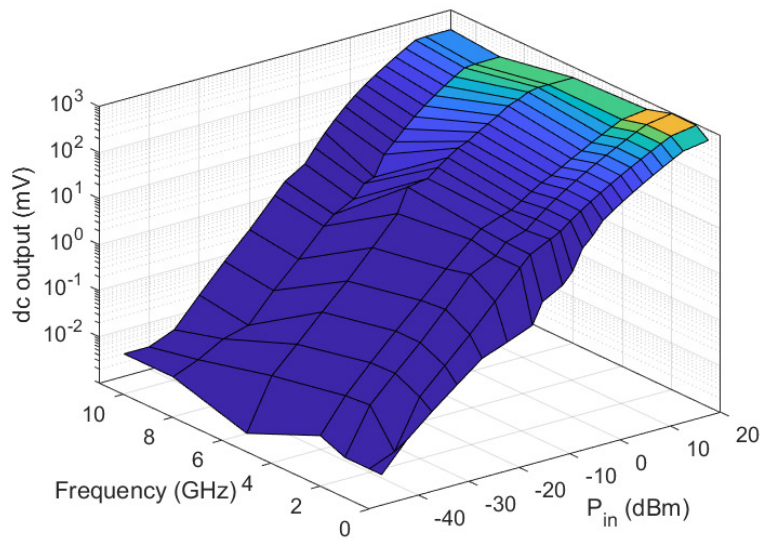


Figure 4.12 – Résultats mesurés et simulés du coefficient de réflexion.



(a)



(b)

Figure 4.13 – Puissance RF en fonction de la sortie DC à différentes fréquences UWB, résultats (a) simulés et (b) mesurés.

coefficient de réflexion acceptable de  $-8$  dB est observé à 11 GHz). Une légère différence observée entre les résultats simulés et mesurés est due au procédé de fabrication.

### 4.5.1 Mesure du signal sinusoïdal mono-ton

La Figure 4.13 montre la tension de sortie en courant continu en fonction de la puissance d'entrée du détecteur distribué pour différentes fréquences dans la bande de fonctionnements. Une représentation en 3D des résultats de la simulation et des mesures est privilégiée afin de fournir une meilleure vue des performances du circuit proposé sur toute la bande de fréquences. Les résultats de la simulation présentés à la figure 4.13a montrent un comportement identique par rapport à la puissance d'entrée sur la bande de fonctionnements du rectificateur de puissance. Les résultats mesurés correspondants sont présentés à la Figure 4.13b, demeurent en bon accord avec ceux simulés. Le même niveau de saturation est observé avec une baisse par rapport à la fréquence.

L'efficacité mesurée et simulée est représentée en fonction de la puissance d'entrée à la Figure 4.14. Un rendement de conversion de puissance maximum de 48% est mesuré à 6 GHz pour une puissance d'entrée de  $-40$  à  $17$  dBm. On peut observer que le rendement augmente avec la fréquence d'entrée (de 40 à 45%) et le rendement de conversion de puissance est calculé selon la formule (4.16).

$$\eta = \frac{P_{outdc}}{P_{in}} = \frac{V_{out}^2}{R_L P_{in}} \quad (4.16)$$

Le tableau 4.2 résume quelques travaux réalisés pour la collecte de puissance RF dans le cas d'une bande passante multiple, ultralarge et un seul ton comme référence. Il est important de noter

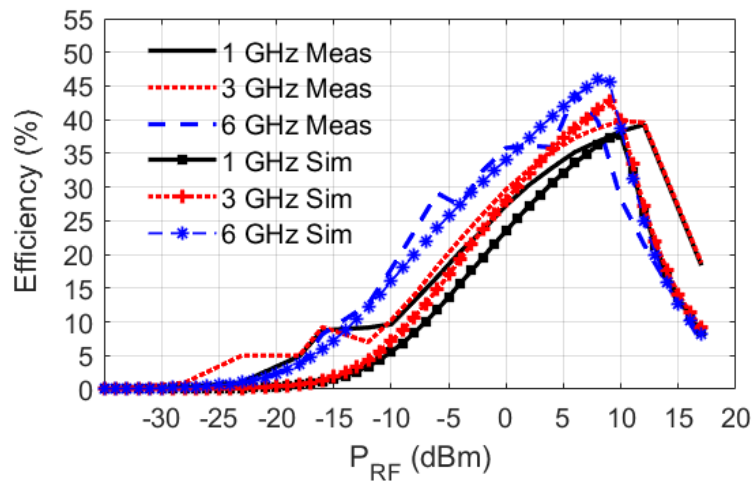


Figure 4.14 – Efficacité mesurée et simulée.

que les quelques travaux qui couvrent la rectification du signal UWB, la bande de fonctionnements est souvent inférieure au spectre alloué pour les systèmes UWB qui est de 3 à 11 GHz.

**Tableau 4.2 – État de l’art de collecte de puissance RF**

	Fréquence (GHz)	Élément rectificateur	Efficacité Puissance d’entrée
(Liu <i>et al.</i> , 2017)	Single 2.45	HSMS282C	60% at 13 dBm
(Liu <i>et al.</i> , 2015)	Duel-band 0.915, 1.8	GaAs pHEMT + Avago HSMS2850	55%, 48% at 5 dBm
(Shen <i>et al.</i> , 2020)	Triple-band 1.85, 2.18, 2.45	Avago HSMS2850	48%, 51%, 45% at -5 dBm
(Kawasaki <i>et al.</i> , 2017)	C-band 5.1-5.8	GaN Diode	30% at 38 dBm
(Zheng <i>et al.</i> , 2019)	Ultra-Wide-band 0.6-3	Skyworks SMS7630	46-66% at 17 dBm
<b>Ce travail</b>	Ultra-Wide-band <b>0.1 – 11</b>	Skyworks SMS7630	40-45% at 8 dBm

#### 4.5.2 Mesure du signal pulsé

La conception proposée du rectificateur à plusieurs étages offre une large bande de fonctionnements avec une efficacité maximale. Le transfert de puissance UWB nécessite un dispositif de collecte de puissance RF à large bande pour permettre une transmission maximale de la puissance à la charge, et peut être utilisé pour rectifier un signal à large spectre tel qu’un signal pulsé de différentes formes. La modulation de largeur d’impulsion (PWM : Pulsed Width Modulation), ou modulation de durée d’impulsion (PDM : Pulsed Duration Modulation) est une méthode permettant de réduire la puissance moyenne délivrée par un signal électrique en le découpant efficacement en parties discrètes. En plus de l’amplitude, le signal PWM est défini par deux paramètres principaux : un rapport cyclique (cycle de puissance) et une fréquence (Yang *et al.*, 2012; Metivier, 2013).

Le concept de rectification utilisé pour les mesures de transfert de puissance UWB est illustré à la Figure 4.15. Ce concept est déployé dans différents circuits intégrés comme dans les boucles à verrouillage de phase (PLL : Phase-Locked Loop) pour convertir efficacement le signal d’erreur de la pompe de charge en tension de commande continue. Le générateur de signal fournit une impulsion contrôlée en termes de largeur (rapport cyclique), de période (fréquence) et d’amplitude. En outre, le transfert de puissance est assuré par le circuit rectificateur de puissance à cinq étages proposés.



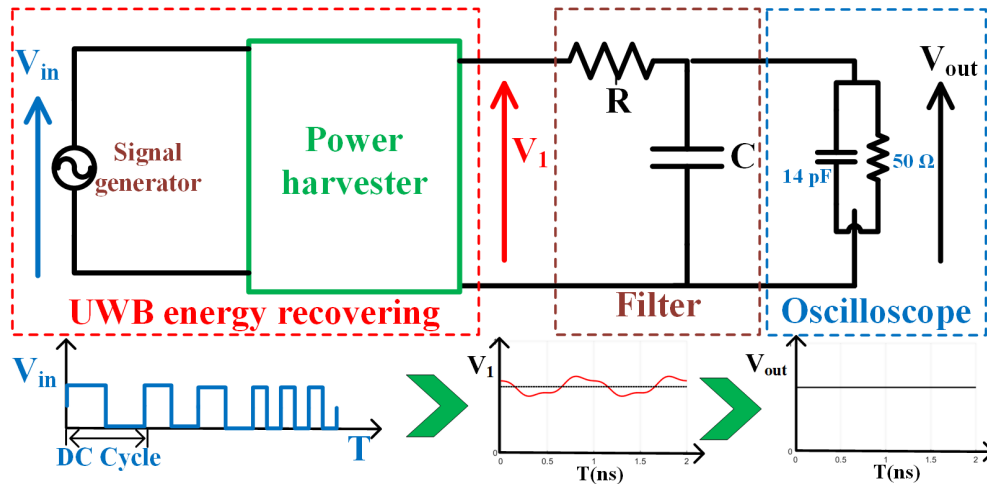


Figure 4.15 – Schéma bloc de la rectification des pulses avec  $R = 1k\Omega$  et  $C = 5nF$ .

Le filtre passe-bas est ajouté au rectificateur UWB à cinq étages pour atténuer les signaux haute fréquence généralement associés à la porteuse ou au bruit. Le filtre passe-bas le plus simple est un circuit RC passif. Le filtre passe-bas de premier ordre utilisé n'a qu'un seul composant réactif. Les paramètres qui définissent le filtre sont la fréquence de coupure et la constante de temps qui représente la durée de charge du condensateur (Sinar & Knopf, 2018).

La Figure 4.16 représente la forme d'onde du signal mesuré à la sortie du générateur des Pulses/profils Agilent 81133A utilisé. Il convient de noter que le pulse produit par le générateur

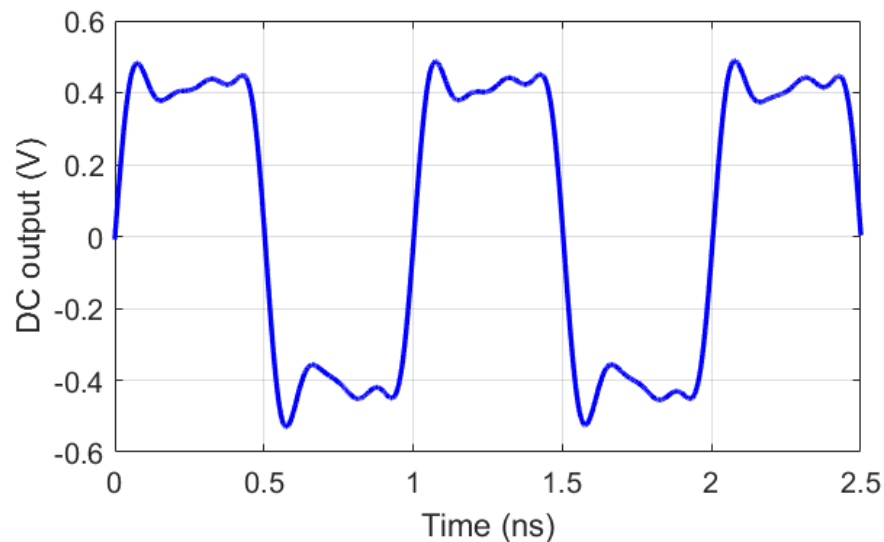


Figure 4.16 – Mesure du signal fourni par le générateur de signaux Agilent 81133A à 1V d'amplitude et 50% de rapport cyclique.

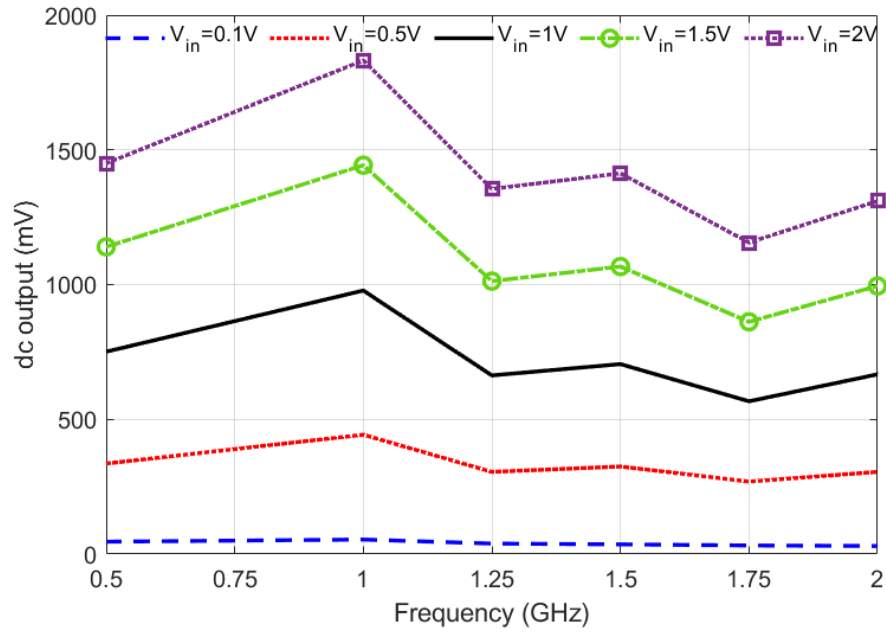


Figure 4.17 – Voltage DC mesuré en fonction de la fréquence et l'amplitude du la pulse.

est limité à 3 GHz avec une amplitude maximale de 2 V, et que sa forme commence à se dégrader autour de 2 GHz.

La Figure 4.17 indique la tension de sortie DC du circuit mesurée en fonction de la fréquence d'entrée. Afin de mieux montrer les performances obtenues, les résultats sont opérés pour un signal

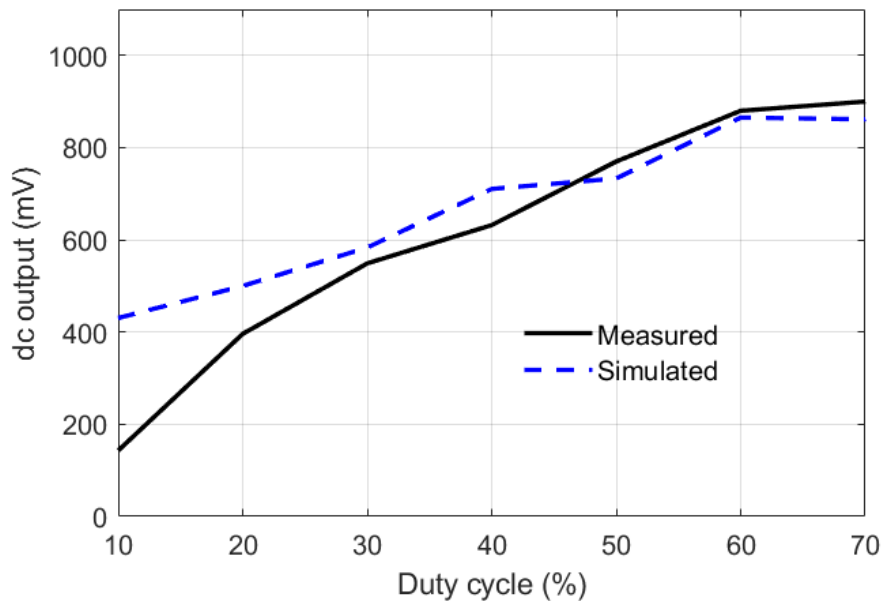


Figure 4.18 – Sortie DC mesurée et simulée en fonction du rapport cyclique à 2 GHz et 1V d'amplitude.

d'entrée de 0.1 à 2V d'amplitude. Nous pouvons voir que notre circuit peut récupérer 99% de la tension d'impulsion d'entrée avec des amplitudes de 0.5 v et plus. Cette efficacité est maintenue pour toutes les fréquences comprises dans la bande de fonctionnements du détecteur. À une fréquence inférieure à 1 GHz, 11 harmoniques sont rectifiées par le circuit à cinq étages. Nous constatons que plus que le pulse est riche en harmoniques, plus que la tension de sortie est élevée. On peut noter que la composante continue augmente avec la fréquence, voir l'équation (4.8).

La Figure 4.18 illustre les résultats mesurés et simulés du signal de sortie en fonction du rapport cyclique à une fréquence de 2 GHz et une amplitude de 1V. On note une bonne correspondance entre les résultats simulés et mesurés et la sortie dc est proportionnelle au rapport cyclique. Comme on peut le voir, la tension de sortie augmente proportionnellement avec le rapport cyclique pour un pic de 60%, puis elle stagne. Ainsi, on peut voir que le rendement est meilleur pour un rapport cyclique compris entre 25% et 70% de la période du signal d'entrée. Cela signifie que plus le niveau haut de l'impulsion est large, plus que la puissance rectifiée augmente.

Pour tester notre circuit dans un environnement réel, la Figure 4.19 montre la configuration du banc de mesure dédié. Pour la transmission, un générateur de signaux est utilisé pour générer le signal transmis (sinusoïdal et pulse) qui alimente une antenne UWB. A la réception, le rectificateur de puissance est associé à une antenne similaire à celle de l'émission pour collecter la puissance transmise et pour mesurer la composante continue un multimètre digital est utilisé.

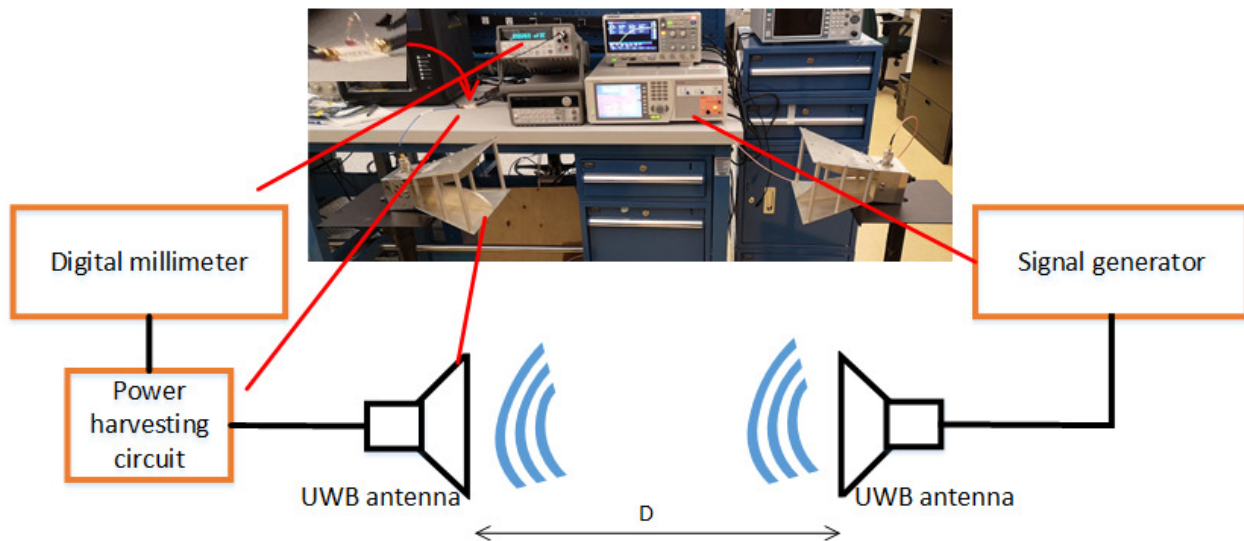


Figure 4.19 – Transfert de puissance UWB.

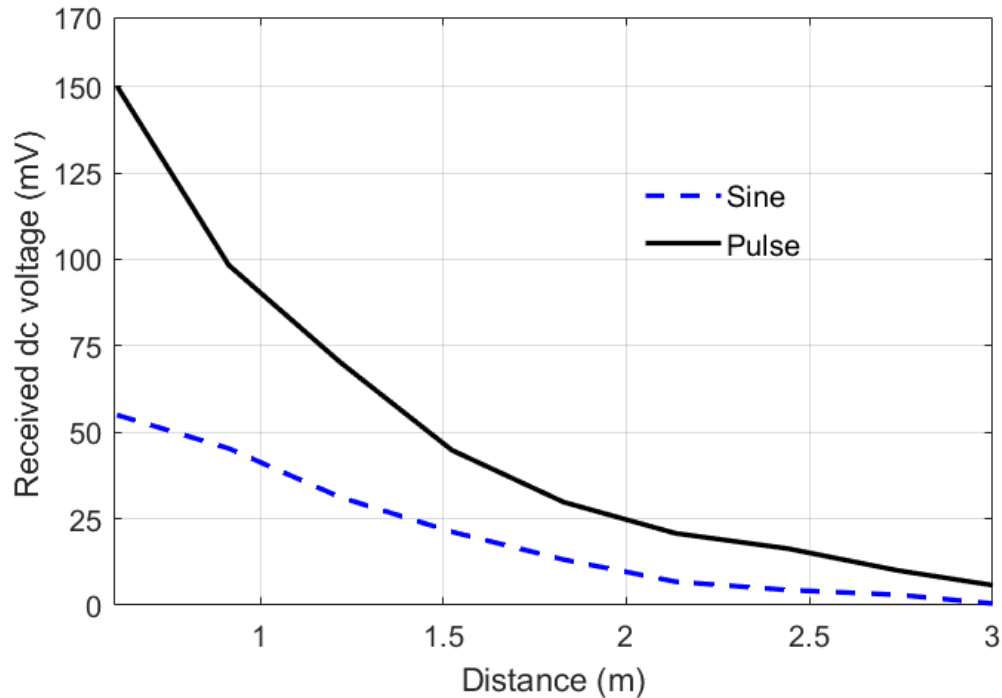


Figure 4.20 – Tension en courant continue reçue par l’antenne.

Deux types de signaux utilisés dans ce test (sinusoïdal et carré) ont été envoyés avec la même fréquence (2 GHz) et la même amplitude (1 V). Pour des distances de 0.6 à 3 m (2 à 10 pieds), la tension continue mesurée est représentée à la Figure 4.20. On peut voir que pour la même distance, la tension continue mesurée dans le cas d’un signal carré est nettement plus élevée (3 fois) que celle du signal sinusoïdal. Cela confirme l’avantage d’utiliser un signal carré (pulse) dans le cas de la récolte ou du transfert de puissance.

## 4.6 Conclusion

Ce chapitre a traité principalement la détection, la collecte et la transmission de la puissance RF sous un spectre UWB. L’avantage d’utiliser la bande UWB pour la récupération de l’énergie RF est la largeur de spectre qui peut contenir plusieurs standards de communications civils avec une faible densité spectrale de puissance.

Un rectificateur à cinq étages ultra-large bande amélioré pour le transfert de puissance sans fil d’un signal pulsé a été proposé. La caractérisation du modèle de diode a permis d’obtenir de meilleures performances en termes de rendement et de plage dynamique. Une technique de réseau

d'adaptation d'impédance à large bande a été performée pour répondre aux exigences en termes d'adaptation sur une largeur de bande de 100 MHz à 11 GHz. Les mesures de détection de signal reflètent la bonne performance de la conception où le rectificateur de puissance est mesuré à différentes fréquences de l'UWB.

Le circuit rectificateur de puissance RF proposé permet de rectifier un signal carré avec une faible densité spectrale de puissance et différents rapports cycliques. De plus, ce redresseur offre un contrôle plus efficace de la sortie en courant continu en contrôlant le rapport cyclique ou la fréquence du signal d'entrée ainsi que l'amplitude. Le montage de mesure du champ lointain montre que le transfert de puissance exploitant un signal d'entrée carré peut être 3 fois plus efficace que le signal sinusoïdal.

Au-delà de l'application de récolte/transfert d'énergie étudiée, cette configuration est très compatible avec la détection de signaux large bande (ondes continues modulées en fréquence ou pulsées) nécessaire pour la configuration du système RPE proposé. La diode à polarisation nulle réduit considérablement la complexité du système et les exigences en matière de compatibilité et couplage électromagnétique.



# Chapitre 5

## Systeme de detection RF à champ proche haute puissance

### 5.1 Introduction

Le système RPE visé (en mode sans-contact) consiste en une structure sonde/antenne à champ proche à balayage associée à un système de détection. En champ proche, la résolution spatiale est dictée par la distance de l'antenne à l'échantillon et par la taille de la sonde d'antenne. Le défi consiste donc à concevoir l'antenne avec les dimensions caractéristiques appropriées à notre application (à l'échelle millimétrique). La largeur de bande constitue également un problème important, vu que la RPE proposée est employée pour examiner des phénomènes dépendant de la fréquence. La largeur de bande est limitée par les outils de mesure et par la sonde de champ proche utilisée.

Les sondes résonnantes sont plus sensibles, mais doivent être utilisées dans une plage de fréquences étroite. La présence du résonateur permet à l'ensemble de l'instrument de fonctionner dans un ensemble des fréquences prédéfinies. La plus basse fréquence fonctionnelle dépend de la dimension de la sonde et du câble. Le facteur de qualité qui diminue avec la fréquence en raison des pertes définit la bande de fréquences supérieure. La gamme de fréquences typique utilisée dans les microscopes microonde avec ce type de sonde est inférieure à 20 GHz. Par exemple, dans Gregory *et al.* (2017), les sondes perpendiculaires à la surface de l'échantillon et connectées à un analyseur de réseau vectoriel (plage RF 100 kHz-8.5 GHz) sont utilisées pour mesurer les variations du signal

d'impédance RF. Dans Coakley *et al.* (2015), les résultats présentés sont obtenus à 18.5 GHz en utilisant une sonde avec une pointe sphérique (0.1 mm de diamètre), ainsi qu'une pointe de sonde conique à extrémité arrondie de 0.01 mm de diamètre, ce qui a permis une imagerie avec une résolution supérieure (environ 10  $\mu\text{m}$ ). Les sondes d'ouverture et les guides d'ondes creux coniques peuvent aider à couvrir des fréquences plus élevées. La fente à base de guide d'onde rectangulaire (WR19) présentée dans Nozokido *et al.* (2001) permet d'obtenir des images bidimensionnelles en champ proche. Les expériences effectuées à une fréquence (60 GHz) montrent que la résolution de

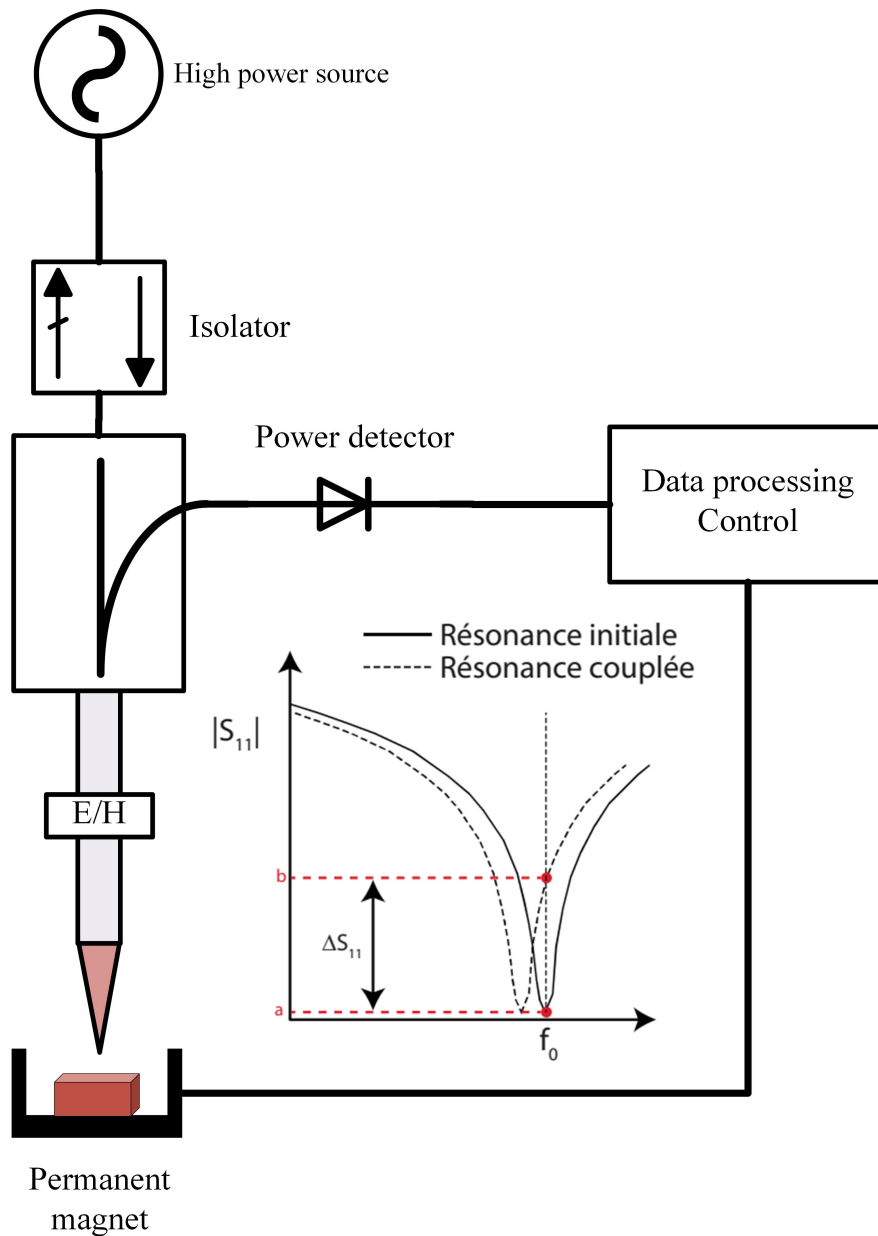


Figure 5.1 – Principe de la microscopie millimétrique



l'image est égale à la largeur de la fente de 80  $\mu\text{m}$ . Une lame diélectrique est utilisée dans Ohmiya *et al.* (2012) comme sonde à balayage à 60 GHz avec une résolution de 6  $\mu\text{m}$ .

La Figure 5.1 représente un schéma de fonctionnement de la microscopie millimétrique. Une source millimétrique délivre un signal haute puissance qui est rayonné au-dessus d'un échantillon par une sonde, puis la sonde détecte une grandeur physique (une intensité de rayonnement) caractéristique de son interaction avec l'échantillon. L'échantillon où la sonde est associée à un système de déplacement (système motorisé, piézo-électrique...) qui permet de placer la sonde dans le champ proche de l'échantillon à une distance  $h_0$  ( $h_0 \ll \lambda$ ). Plus la sonde est proche de l'échantillon plus l'intensité du signal est élevée; ainsi en balayant la surface parallèlement au plan de l'échantillon, il est possible de mesurer des variations de cette grandeur physique. En associant la sortie du détecteur à la position relative de la sonde, nous pouvons obtenir une image de la topographie de l'objet. Comme la résolution spatiale du microscope dépend de la taille de l'ouverture, la sonde comprend une ouverture à fentes dont la plus grande dimension est de l'ordre de la longueur d'onde  $\lambda$  et la plus petite dimension de la fente est d'environ  $\lambda/30$  Chusseau *et al.* (2017); Töpfer *et al.* (2015); Haddadi & Lasri (2012).

Pour surmonter les limitations des mesures électrodynamiques traditionnelles, une nouvelle famille de sondes non résonantes sera développée. Ils permettront des mesures quantitatives locales à large bande avec une capacité de puissance adéquate. Nous proposons de développer et réaliser une sonde sans contact non résonante (directement connectée au générateur haute puissance) basée sur les lignes surdimensionnées déjà conçues à cet effet. Les sondes développées seront étudiées et caractérisées avec le potentiel de conditionnement et intégration au système.

## 5.2 Système de détection proposé

La Figure 5.2 illustre les différents étages du système de détection visé dans ce projet de recherche. Une source RF composée d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO : Voltage Controlled Oscillator) associé à un amplificateur à faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier) et un multiplicateur de fréquence délivre le signal initial à puissance moyenne. Grâce à un diviseur de puissance, le signal sera envoyé dans deux réseaux d'amplificateurs afin d'augmenter la puissance du signal incident. Le signal haute puissance délivré sera transmis à l'échantillon via l'ensemble guide d'ondes/sonde

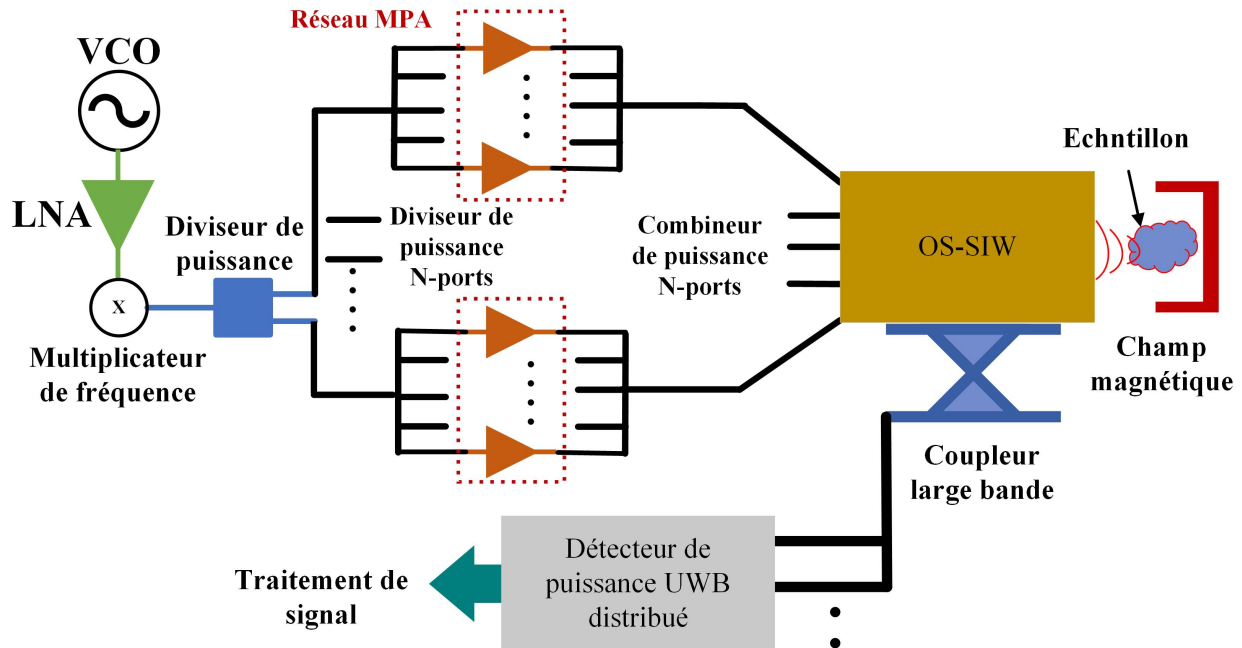


Figure 5.2 – Schéma bloc de système de détection proposé

OS-SIW conçues à cet effet. L'échantillon est associé à un champ magnétique permanent, le signal réfléchi sera rectifié par le détecteur UWB distribué. A noter que pour les essais préliminaires de prototype l'ensemble de la source RF sera remplacé par un générateur VNA 1-110 GHz disponible au niveau du laboratoire.

### 5.2.1 Réseau d'amplificateurs de puissance

Au cours des dernières années, la conception architecturale des systèmes de communication a bénéficié, du point de vue de flexibilité, de l'adoption des amplificateurs de puissance multiport (MPA : Multi Port Amplifier). En particulier, les systèmes de communication par satellite utilisent ce type d'amplificateur pour répartir de manière flexible plusieurs canaux de transmission vers plusieurs ports de sortie (ces satellites utilisent aussi des niveaux de puissance assez élevée). Un des paramètres essentiels d'un amplificateur multiport est l'isolation entre les différentes voies de sortie qui doit être suffisante pour garantir une isolation acceptable entre les différentes branches. Les amplificateurs de puissance multiport permettent de combiner des amplificateurs discrets reconfigurables qui se dégradent progressivement en cas de panne Angeletti & Lisi (2008).

Des amplificateurs commerciaux seront implémentés au niveau de générateur RF. Vu la multitude des modèles disponible sur le marché qui s'offre à nous, le choix de type d'amplificateur doit répondre aux exigences du système tel que:

- Largeur de bande d'opérations,
- Boîtier moins encombrement,
- Gain élevé,
- Rendement élevé,
- Haute performance,
- Rapport prix/performance,
- Robustesse,
- Longévité du produit.

Pour pouvoir monter en puissance une multi transition SIW-MSL sera conçue permettant d'implémenter un certain nombre d'amplificateurs selon les besoins en puissance du système.

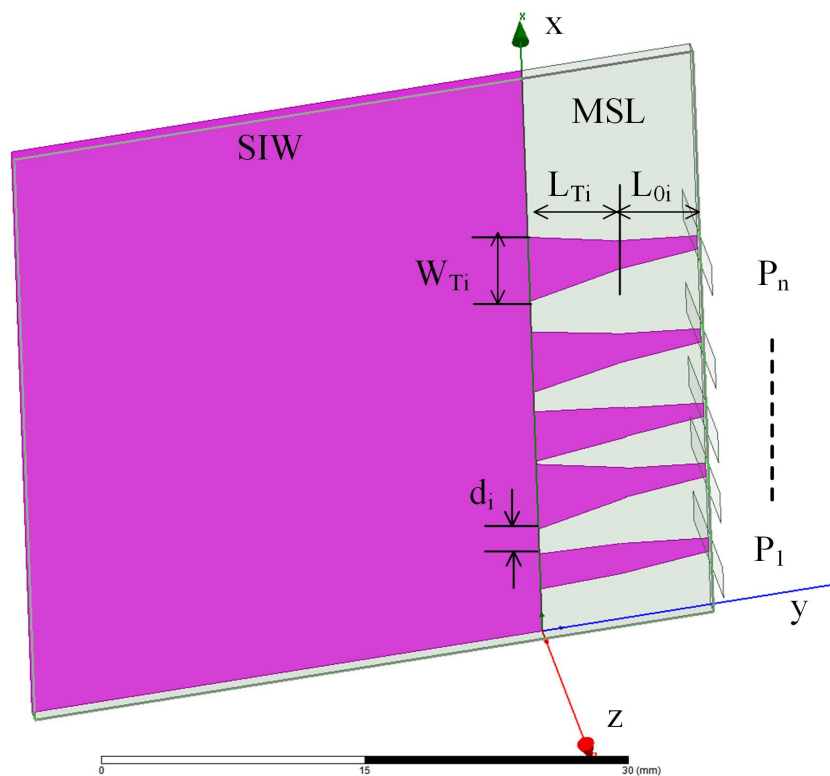


Figure 5.3 – Optimisation de la transition multiports

### 5.2.2 Conception d'une transition multiports pour le réseau d'amplificateurs

Au niveau de la transition multiport, une optimisation est nécessaire afin d'assurer une division égale de la puissance de la source RF selon le nombre de ports ( $P_n$ ) requis. L'emplacement et la distance entre les ports ( $d_i$ ), longueur du taper ( $L_{Ti}$ ) et la largeur ( $W_{Ti}$ ) de la transition seront les principaux paramètres à optimiser. La Figure 5.3 représente la structure de la transition multiport qu'on propose pour implémenter le réseau d'amplificateurs de puissance.

### 5.2.3 Sonde en onde millimétrique

La sonde millimétrique qu'on propose est en forme d'un taper pour assurer une transition d'un guide SIW à un OS-SIW (Moulay & Djerafi, 2020), l'autre extrémité du l'OS-SIW qui l'élément rayonnant constitue la sonde à circuit ouvert. La figure 5.4 nous montre la répartition du champ magnétique tout au long de la sonde. On peut voir que l'onde stationnaire est uniforme qui nous donne une bonne information que le signal émis est stable en amplitude et phase.

L'échantillon à mesurer sera placé dans la zone de champ proche pour pouvoir déceler les propriétés des matériaux sous test. Comme illustré à la Figure 5.5, on a une zone de rayonnement considérable pour couvrir l'emplacement de l'échantillon et pouvoir extraire les informations requises à travers les paramètres S ou le détecteur de puissance.

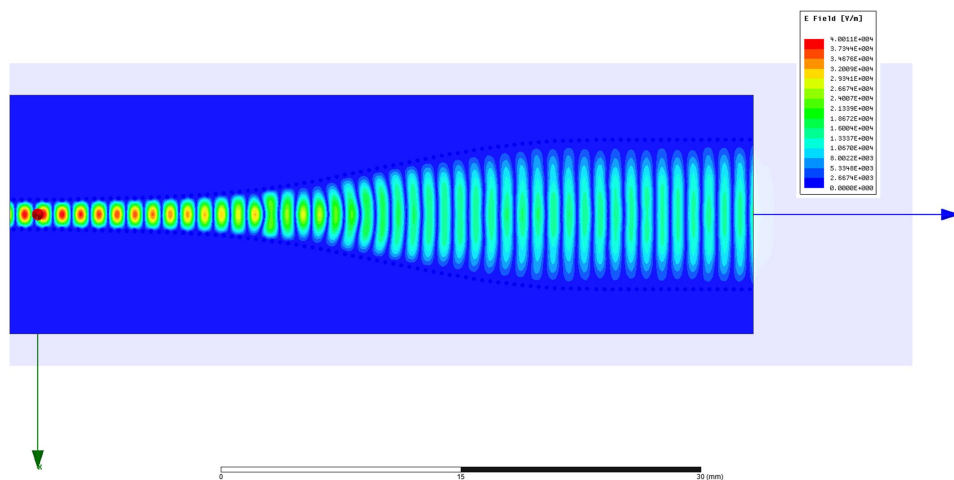


Figure 5.4 – Distribution du champ magnétique au long de la sonde.

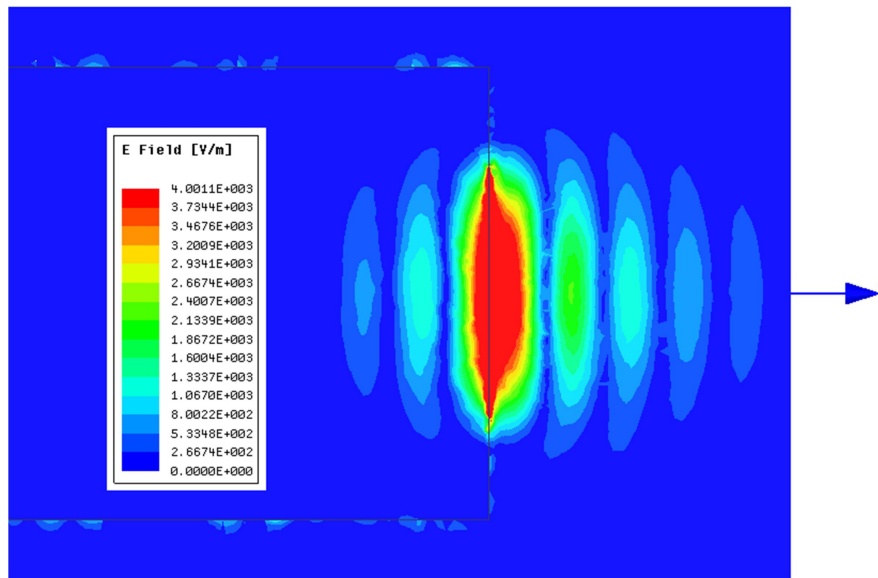


Figure 5.5 – Zoom sur la partie rayonnante de la sonde.

### 5.3 Conclusion

Dans ce chapitre l'intégration des composants de base développés dans les chapitres précédents afin de construire un système de détection en onde millimétrique que nous souhaitons réaliser est proposée. A commencer par une transition multiport pour contrôler les besoins en puissance du système ainsi que séparer l'étage amplificateur de puissance au générateur du signal. Cela nous permettra de réduire le coût et la taille du système d'une part et d'autre part contrôler la puissance sur une certaine largeur de bande d'opérations. Ensuite, un ensemble guide d'onde et sonde à la fois haute tenue en puissance et large bande sert à transmettre le signal vers l'échantillon. Finalement, l'association du détecteur de puissance UWB distribué et l'ensemble guide d'onde et sonde permettront de mesurer le signal provenant de l'échantillon sous test. Les contraintes dues à la fabrication ainsi qu'à la situation pandémique ne nous ont pas permis malheureusement d'aller jusqu'au bout de notre projet de recherche.



## Chapitre 6

# Conclusion et travaux futures

Dans ce travail, différents composants micro-onde et ondes millimétriques ont été présentés avec la particularité d'utiliser des lignes de transmission avec une impédance caractéristique fixe. Les diviseurs/combineurs de puissance à base d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW) à largeur fixe et d'un nombre optimal de résistances d'isolation ou des lignes microruban de même impédance caractéristique peuvent améliorer considérablement les performances d'isolation et la tenue en puissance, et aussi réduire les pertes d'insertion. Le détecteur de puissance multiétages à structure distribuée réalisé offre une meilleure sensibilité sur une large bande d'opérations.

La nouvelle catégorie de lignes de transmission a été proposée pour les systèmes à ondes millimétriques de haute puissance. Une étude théorique des pertes et de la tenue en puissance du SIW standard est réalisée en considérant l'effet de la rugosité de surface pour la première fois (de nos meilleures connaissances, ce phénomène n'a pas été pris en compte dans les travaux précédents pour le calcul de la tenue en puissance des SIWs). Cette considération a permis une meilleure estimation de l'atténuation et de la tenue en puissance des guides SIW standard. L'étude paramétrique a permis de réduire les pertes de transmission et d'augmenter la tenue en puissance, montrant l'effet positif de l'élargissement de la largeur et de l'épaisseur du SIW. Une transition optimale SIW vers OS-SIW a été proposée pour permettre la caractérisation de cette nouvelle catégorie de lignes de transmission et empêcher une propagation des modes supérieurs. Les résultats expérimentaux ont démontré que l'utilisation de l'OS-SIW améliore efficacement la tenue en puissance et réduit considérablement les pertes de transmission par rapport à une ligne SIW standard et MSL sur une large bande de fréquence. Cela fait de la nouvelle catégorie de lignes de transmission (OS-SIW) un très

bon choix pour les futurs systèmes de communication en ondes millimétriques, qui nécessitent une puissance de transmission élevée.

Différents types de diviseurs/combineurs de puissance ont été également présentés dans ce manuscrit de thèse en utilisant différentes technologies de lignes de transmission principalement microruban et guide d'onde intégré au substrat (SIW). Il a été prouvé qu'en utilisant des lignes de transmission avec une impédance caractéristique fixe ou à faible saut d'impédance dans toutes les sections de diviseur, permet d'obtenir de meilleures performances en termes d'isolation et coefficient de transmission ainsi que la capacité en puissance. Cette configuration est plus adaptée aux structures guide d'onde (y compris SIW) vu la relation largeur/impédance et fréquence de coupure. La bande passante d'isolation peut être étendue en ajoutant un réseau de résistances d'isolation, l'utilisation de la même impédance caractéristique MSL améliore considérablement les performances d'isolation et la capacité de puissance. En particulier, l'utilisation des lignes MSL avec la même impédance caractéristique et un pont d'isolation entre les ports opposés a permis de généraliser la topologie à N voies. Cela fournit également un facteur d'isolation élevé sur une large plage de fréquences. Par rapport aux travaux précédents, les modèles présentés offrent des performances très stables en termes d'isolation, d'adaptation et de perte d'insertion sur toute la bande. Les structures proposées dans ce travail sont simples, faciles à fabriquer, petites taille, et très utile pour la conception des systèmes de communication RF et micro-ondes.

La rectification et transmission de la puissance RF sous un spectre UWB a été abordée afin de montrer davantage l'utilisation de la bande UWB pour la récupération de l'énergie RF. Un rectificateur à cinq étages ultra-large bande amélioré pour le transfert de puissance sans fil d'un signal pulsé a été proposé à cet effet. Une technique de réseau d'adaptation d'impédance à large bande a été implémentée pour répondre aux exigences en termes d'adaptation sur une largeur de bande de 100 MHz à 11 GHz. Les résultats préliminaires confirment que cette technique permet de couvrir une largeur de bande de 100 Mhz a 20 voir 40 GHz (200%). Les mesures de détection de signal reflètent la haute performance de la conception où le rectificateur de puissance est mesuré à différentes fréquences de l'UWB. Le circuit rectificateur proposé permet de rectifier un signal carré avec une faible densité spectrale de puissance et un rapport cyclique différent. Le montage de mesure du champ lointain montre que le transfert de puissance utilisant un signal d'entrée carré peut être trois fois plus efficace que le signal sinusoïdal. Une meilleure combinaison de plusieurs signaux avec un contrôle des harmoniques et la conception d'une antenne UWB sont prévues afin d'optimiser le



système de récolte/transfert de puissance. Une adaptation de ce rectificateur permettra la détection large bande, mais aussi dans un mode pulsé du signal associé à la sonde.

La translation en fréquence des composants conçus à l'issue de ce projet afin de répondre aux exigences du système de détection micro-ondes et onde millimétrique est envisageable pour construire un prototype fonctionnel, une proposition d'un processus d'intégration de ces composants dans un système large bande à haute puissance a été aussi présentée. Le nouveau système proposé permettra la détection de plusieurs paramètres des matériaux d'une façon plus précise et plus rapide. La nouvelle gamme de ligne de transmission et de composants très large bande avec haute tenue en puissance développée à l'issue de ce projet sera très utile pour d'autres applications sans fil. Le projet offrira également des avancées pratiques dans le domaine de la médecine. Le système visé ne nécessite aucun équipement spécialisé. Il est donc peu coûteux et facile à utiliser. Le système aura donc le potentiel de remplacer les systèmes existants (RPE infrarouge, RPE quasi optique, etc.), qui sont généralement plus coûteux et moins sécuritaires.

## Perspectives

Au niveau des composants proposés dans cette thèse, dans le cas des guides d'ondes surdimensionnés et afin de montrer encore plus les performances de cette nouvelle catégorie des lignes de transmission, d'autres composants en onde millimétrique à haute tenue en puissance devront être développés tels que les filtres, coupleurs, antennes... etc.

La nouvelle méthode adoptée dans cette thèse, des composants passifs à impédance caractéristique fixe ou à faible saut d'impédance devront offrir de meilleures performances en termes d'isolation et transmission tout en conservant une taille miniature et une structure facile à intégrer dans un système. Cette nouvelle méthode sera élargi afin de concevoir d'autres types de diviseurs pour améliorer encore les performances des diviseurs de puissance en termes d'isolation, transmission et de bande. D'autres concepts devront être associés à la technique d'impédances fixe afin d'augmenter le nombre de ports d'entrée/sortie et aussi la bande d'isolation à 40 dB qui devient une option de choix pour les systèmes microonde.

Concernant la rectification de la puissance RF, d'autres structures devront être déployées afin d'améliorer l'efficacité du rectificateur et élargir la gamme dynamiques de détection sur une large

bande. Des antennes sont en cours de conception afin de pouvoir maintenir une détection à bande unique et multibande séparément. Cette méthode permettra de mieux contrôler les signaux reçus en termes d'amplitude et phase pour prévenir le chevauchement des spectres des différents standards UWB.

Le système devra être intégré sur une même plate-forme et testé. D'autres travaux futurs devront être consacrés à étendre l'utilisation de cette technique de détection dans d'autre domaine or que la médecine. Notamment dans l'environnement pour détecter le taux d'oxygène dans l'eau, l'air, etc., ainsi que dans le domaine industriel et agricole.

# Références

- Al Khanjar K & Djerafi T (2020). Single coupled cavity filter design with dielectric resonators posts for millimeter-wave applications. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 30(1):e21979. DOI:<https://doi.org/10.1002/mmce.21979>.
- Al Khanjar K, Djerafi T, Boutayeb H & Wessel D (2020). Dual-polarized high-gain high-isolation antenna array for millimeter-wave applications. *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, pages 85–86.
- Albreem MA (2015). 5G wireless communication systems: Vision and challenges. *I4CT 2015 - 2015 2nd International Conference on Computer, Communications, and Control Technology, Art Proceeding*, IEEE, numéro I4ct, pages 493–497, Kuching, Sarawak, Malaysia.
- Angeletti P & Lisi M (2008). A survey of multiport power amplifiers applications for flexible satellite antennas and payloads. *Proceedings of the 14th Ka and Broadband Communications Conference*, pages 24–26.
- Bahl IJ (2009). *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey.
- Boaventura AS & Carvalho NB (2011). Maximizing DC power in energy harvesting circuits using multisine excitation. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 1, pages 1–4, Baltimore, MD, USA.
- Bonnet S (2014). *Combinaison de puissance hyperfréquence à faibles pertes et compacte*. Theses, Université de Limoges.
- Booske JH (2008). Plasma physics and related challenges of millimeter-wave-to-terahertz and high power microwave generation. *Physics of Plasmas*, 15(5):055502. DOI:10.1063/1.2838240.
- Bozzi M, Georgiadis A & Wu K (2011). Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *IET Microwaves, Antennas Propagation*, 5(8):909–920.
- Bozzi M, Pasian M & Perregrini L (2014). Modeling of losses in substrate integrated waveguide components. *2014 International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications, NEMO 2014*, pages 5–8. DOI:10.1109/NEMO.2014.6995688.
- Butterweck HJ & de Ronde FC (1967). Oversized rectangular waveguide components for mm waves. *1967 G-MTT International Microwave Symposium Digest*, pages 35–38.

- Butterworth J, Cullen A & Robson D (1963). Over-moded rectangular waveguide for high-power transmission. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 110(8):1496. DOI:10.1049/piee.1963.0212.
- Ceccuzzi S, Ponti C, Ravera GL & Schettini G (2017). Physical mechanisms and design principles in mode filters for oversized rectangular waveguides. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(8):2726–2733. DOI:10.1109/TMTT.2017.2684119.
- Chen H, Wang XQ, Che W, Zhou YH & Liu T (2018). Novel Gysel power dividers based on Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW). *2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium, IWS 2018 - Proceedings*, pages 1–3, Chengdu, China.
- Chen Jin, Chen J, Hui Chu & Zhi-Hua Bao (2013). A novel x-band differential bandpass filter based on oversized substrate integrated waveguide cavity. *2013 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference*, pages 62–65.
- Cheng YJ, Wu K & Hong W (2008). Power handling capability of substrate integrated waveguide interconnects and related transmission line systems. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 31(4):900–909. DOI:10.1109/TADVP.2008.927814.
- Cheng YJ, Wu K & Hong W (2008). Power handling capability of substrate integrated waveguide interconnects and related transmission line systems. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 31(4):900–909.
- Chi CH & Chang CY (2006). A new class of wideband multisection 180/spl deg/ hybrid rings using vertically installed planar couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(6):2478–2486. DOI:10.1109/TMTT.2006.875799.
- Chusseau L, Payet P & Raoult J (2017). Optimization of near-field image capture with millimeter-wave bow-tie probes. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 66(1):61–68. DOI:10.1109/TIM.2016.2618960.
- Coakley K, Imtiaz A, Wallis T, Weber J, Berweger S & Kabos P (2015). Adaptive and robust statistical methods for processing near-field scanning microwave microscopy images. *Ultramicroscopy*, 150:1–9. DOI:https://doi.org/10.1016/j.ultramic.2014.11.014.
- Coonrod J (2014). The effect of radiation losses on high frequency PCB performance. *Ipc Apex Expo 2014*.
- Denisov GG, Bratman VL, Phelps ADR & Samsonov SV (1998). Gyro-twt with a helical operating waveguide: new possibilities to enhance efficiency and frequency bandwidth. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 26(3):508–518.
- Denlinger EJ (1980). Losses of Microstrip Lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 28(6):513–522. DOI:10.1109/TMTT.1980.1130112.
- Djerafi T, Ghassemi N, Kramer O, Youzkatli-EI-Khatib B, Guntupalli AB & Wu K (2012). Small footprint multilayered millimeter-wave antennas and feeding networks for multi-dimensional scanning and high-density integrated systems. *Radioengineering*, 21(4):935.
- Djerafi T, Hammou D, Wu K & Tatu SO (2014). Ring-shaped substrate integrated waveguide wilkinson power dividers/combiners. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 4(9):1461–1469.

- Djerafi T, Patrovsky A, Wu K & Tatu SO (2013). Recombinant waveguide power divider. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(11):3884–3891. DOI:10.1109/TMTT.2013.2283195.
- Dong SW, Chang Y & Che W (2012). Studies on average power handling capacity of SIW with heat transfer theory. *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT 2012 - Proceedings*, 2:609–612. DOI:10.1109/ICMMT.2012.6230057.
- Du Z & Zhang XY (2018). High-efficiency single- and dual-band rectifiers using a complex impedance compression network for wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6):5012–5022. DOI:10.1109/TIE.2017.2772203.
- Eghlidi MH, Mehrany K & Rashidian B (2006). Analytical approach for analysis of nonuniform lossy/lossless transmission lines and tapered microstrips. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(12):4122–4129. DOI:10.1109/TMTT.2006.885565.
- Fahmi MM, Ruiz-Cruz JA & Mansour RR (2019). Compact ridge waveguide gysel combiners for high-power applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(3):968–977. DOI:10.1109/TMTT.2018.2885521.
- Feng T, Ma K & Wang Y (2019). A Self-Packaged SISL Dual-Band Power Divider for WLAN Application with Low Loss and Compact Size. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 2019-June, pages 436–439, Boston, MA, USA.
- Fesharaki F, Djerafi T, Chaker M & Wu K (2017). S-parameter deembedding algorithm and its application to substrate integrated waveguide lumped circuit model extraction. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(4):1179–1190.
- Gregory A, Blackburn J, Hodgetts T, Clarke R, Lees K, Plint S & Dimitrakis G (2017). Traceable measurement and imaging of the complex permittivity of a multiphase mineral specimen at micron scales using a microwave microscope. *Ultramicroscopy*, 172:65–74. DOI:https://doi.org/10.1016/j.ultramic.2016.11.001.
- Gupta K & Bahland I (1979). Average power-handling capability of microstrip lines. *Microwaves, Optics and Acoustics*, 3(1):1–4.
- Gysel UH (1975). A New N-Way Power Divider/Combiner Suitable for High-Power Applications. *1975 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium*, pages 116–118, Palo Alto, CA, USA.
- Haddadi K & Lasri T (2012). 60-ghz near-field six-port microscope using a scanning slit probe for subsurface sensing. *IEEE Sensors Journal*, 12(8):2575–2576. DOI:10.1109/JSEN.2012.2197197.
- Henning FH (2012). *Transmission of Information by Orthogonal Functions*. volume 87. Springer, pages 1309–1334.
- Horst S, Bairavasubramanian R, Tentzeris MM & Papapolymerou J (2007). Modified wilkinson power dividers for millimeter-wave integrated circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(11):2439–2446.
- Jose Carlos P & Carvalho NB (2003). *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Artech House, 477 pages.

- Kartikeyan M.V. BE & Thumm M (2004). *Gyrotrons: High Power Microwave and Millimeter Wave Technology*. Springer, New York.
- Kawasaki S, Ryoko K, Yuki F, Toshihiro N, Satoshi Y, Kenjiro N & Harunobu S (2017). C-band energy harvester by Si RFICs with GaN diodes for microwave power transfer. *2017 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, RFIT 2017*, pages 147–149, Seoul, South Korea.
- Kenney CS & Overfelt PL (1992). Optimizing Waveguide Cross Sections with Respect to Power Handling Capability. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 34(3):214–221. DOI:10.1109/15.155832.
- Kim K, Byun J & Lee HY (2010). Substrate integrated waveguide wilkinson power divider with improved isolation performance. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 19:41–48.
- Klopfenstein R (1956). A Transmission Line Taper of Improved Design. *Proceedings of the IRE*, 38(1):31–35.
- Koker M, Watkins E & Deo N (2014). High power Solid-State Power Amplifiers for airborne and space applications in remote sensing and communications. *2014 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 579–581, Sendai, Japan.
- Lee S, Huang My, Youn Y & Wang H (2019). A 15 – 55 GHz Low-Loss Ultra-Compact Folded Inductor-Based Multi-Section Section Wilkinson Power Divider for Multi-Band 5G Applications. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 432–435, Boston, MA, USA.
- Li J, Huang H, Zhang Z, Song W, Shao H, Chen C & Huang W (2013). A novel x-band diplexer based on overmoded circular waveguides for high-power microwaves. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 41(10):2724–2728.
- Li R, Ruan C, Fahad AK, Zhang C & Li S (2019). Broadband and high-power terahertz radiation source based on extended interaction klystron. *Scientific Reports*, 9(1):3–10. DOI:10.1038/s41598-019-41087-3.
- Liu C, Tan F, Zhang H & He Q (2017). A novel single-diode microwave rectifier with a series band-stop structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(2):600–606. DOI:10.1109/TMTT.2016.2626286.
- Liu Z, Zhong Z & Guo YX (2015). Enhanced dual-band ambient RF energy harvesting with ultra-wide power range. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(9):630–632. DOI:10.1109/LMWC.2015.2451397.
- Luo M, Xu X, Tang XH & Zhang YH (2017). A Compact Balanced-to-Balanced Filtering Gysel Power Divider Using  $\lambda_g/2$  Resonators and Short-Stub-Loaded Resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27(7):645–647. DOI:10.1109/LMWC.2017.2711926.
- Luzzatto G (1967). An n-way hybrid combiner. *Proceedings of the IEEE*, 55(3):470–471. DOI:10.1109/PROC.1967.5556.
- Metivier R (2013). Method for Converting a PWM Output to an Analog Output When Using Hall-Effect Sensor ICs. *Allegro MicroSystems*, (296094-AN).

- Mgombelo HR & Gardiner JG (1990). Three-way power dividers and combiners constructed on the basis of a three-way luzzatto divider. *IEE Colloquium on RF Combining*, pages 4/1–4/10.
- Moulay A & Djerafi T (2018a). Four way power divider and combiner based on a luzzatto divider using vertically installed planar bridge isolator. *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 624–627.
- Moulay A & Djerafi T (2018b). Multi-Stage Schottky Diode Power Harvester for UWB application. *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pages 8–11, Montreal, Canada.
- Moulay A & Djerafi T (2018c). Wilkinson power divider with fixed width substrate-integrated waveguide line and a distributed isolation resistance. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(2):114–116. DOI:10.1109/LMWC.2018.2790706.
- Moulay A & Djerafi T (2020). Gysel power divider with fixed characteristic impedance. *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 896–899.
- Moulay A & Djerafi T (2020). Oversized substrate-integrated waveguide for high-power millimeter-wave systems. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 48(7):2384–2390. DOI:10.1109/TPS.2020.3001828.
- Moulay A & Djerafi T (2021). Enhanced Ultra-Wide Band Multistage Rectifier for Pulsed Signal Power Transmission. *Progress in Electromagnetics Research C*, 112:113–125. DOI:10.2528/PIERC21032904.
- Niotaki K, Georgiadis A & Collado A (2014). Dual-band rectifier based on resistance compression networks. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, IEEE, volume 1, pages 1–3, Tampa, FL, USA.
- Noferesti M & Djerafi T (2020). Dual image dielectric guide (didg) for polarization diversity applications at millimeter wave frequency. *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 161–164.
- Noferesti M & Djerafi T (2021). A tunable ferrite isolator for 30 ghz millimeter-wave applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 57(7):1–7. DOI:10.1109/TMAG.2021.3071684.
- Nozokido T, Bae J & Mizuno K (2001). Scanning near-field millimeter-wave microscopy using a metal slit as a scanning probe. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(3):491–499. DOI:10.1109/22.910553.
- Ohmiya Y, Ishino M & Nozokido T (2012). Millimeter-wave apertureless near-field microscopy using a knife blade as a scanning probe. *2012 37th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, pages 1–2.
- Park J, Jeong MG, Kang JG & Yo C (2021). Solar energy harvesting buck boost converter with battery charging and battery assisted modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(3): 2163–2172. DOI:10.1109/TIE.2020.2975491.
- Park WB, Lee JM, Lee S, Park YM & Hwang KC (2018). A 18-40 GHz substrate integrated waveguide H-plane horn antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(11):6322–6327. DOI:10.1109/TAP.2018.2862245.
- Pozar D (2011). *Microwave Engineering*. volume 111. WILY, pages 1009–1010.

- Ross GF & Lexington M (1973). *Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals for short base-band pulse communication system.*
- Shafah E, Moulay A & Djerafi T (2019). A 2.45 ghz signal detector based on zero biasing field effect transistor. *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 45–48.
- Shariati N, Scott JR, Schreurs D & Ghorbani K (2018). Multitone excitation analysis in rf energy harvesters-considerations and limitations. *IEEE Internet of Things Journal*, 5(4):2804–2816. DOI:10.1109/JIOT.2018.2828978.
- Sharma RK, Grede A, Chaudhary S, Srivastava V & Henke H (2014). Design of folded waveguide slow-wave structure for  $w$ -band twt. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 42(10):3430–3436.
- Shen S, Zhang Y, Chiu C & Murch R (2020). A triple-band high-gain multibeam ambient rf energy harvesting system utilizing hybrid combining. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(11):9215–9226.
- Shi G, Xia Y, Yang Y, Chen J, Peng Y, Xia H, Wang X & Qian L (2021). A sensorless self-tuning resonance system for piezoelectric broadband vibration energy harvesting. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(3):2225–2235. DOI:10.1109/TIE.2020.2975457.
- Shukla BK, Bora D, Goswami R, Babu R, Patel J, Chattopadhyay PK, Srinivasan R, Patel H & Dhorajia P (2012). 42-ghz 0.5-mw ecrh system for tokamaks sst-1 and aditya. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 40(4):1234–1238.
- Sidabras JW, Strangeway RA, Mett RR, Anderson JR, Mainali L & Hyde JS (2011). Hyperbolic-cosine waveguide tapers and oversize rectangular waveguide for reduced broadband insertion loss in W-band electron paramagnetic resonance spectroscopy. *Review of Scientific Instruments*, 82(7):1–13. DOI:10.1063/1.4942642.
- Sidabras JW, Strangeway RA, Mett RR, Anderson JR, Mainali L & Hyde JS (2016). Hyperbolic-cosine waveguide tapers and oversize rectangular waveguide for reduced broadband insertion loss in W-band electron paramagnetic resonance spectroscopy. II. Broadband characterization. *Review of Scientific Instruments*, 87(3). DOI:10.1063/1.4942642.
- Sinar D & Knopf G (2018). Printed Graphene Derivative Circuits as Passive Electrical Filters. *Nanomaterials*, 8(2):123. DOI:10.3390/nano8020123.
- Skrivervik A & Mosig JR (1989). Equivalent circuits of microstrip discontinuities including radiation effects. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 3, pages 1147–1150, Long Beach, CA, USA.
- Skyworks (2015). SM76XX Datasheet. Surface Mount Mixer and Detector Schottky Diodes. Skyworks. 1 pages.
- Smith NA & Abhari R (2009). Compact substrate integrated waveguide wilkinson power dividers. *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4.
- T. K. Sarkar, J. R. Mailloux AAOMSP & Sengupta DL (2006). *History of Wireless*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey.
- Taub JJ & Fitzgerald B (1964). A note on n-way hybrid power dividers (correspondence). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 12(2):260–261. DOI:10.1109/TMTT.1964.1125803.



- Thumm MK & Kasparek W (2002). Passive high-power microwave components. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 30(3 I):755–786. DOI:10.1109/TPS.2002.801653.
- Turan E & Demir S (2002). An All 50 Ohm Divider/Combiner Structure. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 1, pages 105–108, Seattle, WA, USA.
- Töpfer F, Dudorov S & Oberhammer J (2015). Millimeter-wave near-field probe designed for high-resolution skin cancer diagnosis. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(6):2050–2059. DOI:10.1109/TMTT.2015.2428243.
- Wang X, Ohira M & Ma Z (2016). Coupled microstrip line wilkinson power divider with open-stubs for compensation. *Electronics Letters*, 52(15):1314–1316.
- Wheeler HA (1939). Transmission Lines with Exponential Taper. *Proceedings of the IRE*, 27(1):65–71. DOI:10.1109/JRPROC.1939.228695.
- Wilkinson EJ (1960). An N-Way Hybrid Power Divider. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 8(1):116–118. DOI:10.1109/TMTT.1960.1124668.
- Wu Y, Zhuang Z, Kong M, Jiao L, Liu Y & Kishk AA (2018). Wideband Filtering Unbalanced-to-Balanced Independent Impedance-Transforming Power Divider with Arbitrary Power Ratio. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66(10):4482–4496. DOI:10.1109/TMTT.2018.2856259.
- Yang YL, Tsai CL, Yang CW & Yang CL (2012). Using pulse width and waveform modulation to enhance power conversion efficiency under constraint of low input power. *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC*, pages 400–402. DOI:10.1109/APMC.2012.6421611.
- Yi M, Li S, Yu H, Khan W, Ulusoy C, Vera-Lopez A, Papapolymerou J & Swaminathan M (2016). Surface Roughness Modeling of Substrate Integrated Waveguide in D-Band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(4):1209–1216. DOI:10.1109/TMTT.2016.2535290.
- Zahra W & Djerafi T (2018). Ambient rf energy harvesting for dual-band frequencies below 6 ghz. *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pages 1–2.
- Zahra W & Djerafi T (2021). Simplified Dual-Frequency Wilkinson Power Divider with Enhanced Out-Of-Band Performance for Millimeter-Wave Applications. *Progress in Electromagnetics Research C*, 16 pages.
- Zeng Y, Clerckx B & Zhang R (2017). Communications and Signals Design for Wireless Power Transmission. *IEEE Transactions on Communications*, 65(5):2264–2290. DOI:10.1109/TCOMM.2017.2676103.
- Zhang J, Wang QW, Li X & Liang Y (2019). A high-power and high-efficiency bend overmode coaxial waveguide. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 47(10):4518–4520.
- Zheng B, Zhao Z & Lv Y (2011). Design of k-band oversized floded half mode substrate integrated waveguide (ofhmsiw) filter with high selectivity. *2011 International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC)*, pages 2000–2002.
- Zheng S, Liu W & Pan Y (2019). Design of an ultra-wideband high-efficiency rectifier for wireless power transmission and harvesting applications. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 15(6):3334–3342. DOI:10.1109/TII.2018.2874460.