



HAL
open science

Étude théorique et expérimentale de composants micro-ondes et ondes millimétriques tridimensionnels pour la réalisation d'un radiomètre imageur

Ali Doghri

► **To cite this version:**

Ali Doghri. Étude théorique et expérimentale de composants micro-ondes et ondes millimétriques tridimensionnels pour la réalisation d'un radiomètre imageur. Electronique. École Polytechnique de Montréal, 2014. Français. NNT: . tel-01141857

HAL Id: tel-01141857

<https://hal.science/tel-01141857v1>

Submitted on 14 Apr 2015

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

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

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE THÉORIQUE ET EXPÉRIMENTALE DE COMPOSANTS MICRO-
ONDES ET ONDES MILLIMÉTRIQUES TRIDIMENSIONNELS POUR LA
RÉALISATION D'UN RADIOMÈTRE IMAGEUR

ALI DOGHRI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AVRIL 2014

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

ÉTUDE THÉORIQUE ET EXPÉRIMENTALE DE COMPOSANTS MICRO-ONDES ET
ONDES MILLIMÉTRIQUES TRIDIMENSIONNELS POUR LA RÉALISATION D'UN
RADIOMÈTRE IMAGEUR

présentée par : DOGHRI Ali

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. CARDINAL Christian, Ph.D, président

M. WU Ke, Ph.D, membre et directeur de recherche

M. CONSTANTIN Nicolas, Ph.D, membre

M. DENIDNI Tayeb A., Ph.D, membre

DÉDICACE

A mon père, à ma mère et à ma chère famille

A tous ceux que j'aime

A tous ceux qui me souhaitent le bonheur

A tous les professeurs qui ont contribué à ma formation

 Ali

REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, je tiens à remercier sincèrement :

Mon Directeur de thèse, Dr. Ke Wu, Directeur du centre de recherche Poly-GRAMES, pour les nombreuses discussions fructueuses que nous avons eu ensemble ainsi que pour les grandes ambitions qu'il m'a toujours transmises ;

Tous les membres du centre Poly-GRAMES qui ont contribué, de près ou de loin, à l'élaboration de ce travail ;

Les techniciens du laboratoire : Mr. Jules Gauthier, Mr Jean-Sébastien Décarie, Mr. Maxime Thibault, Mr. Steve Dubé et Mr. Traian Antonescu, pour leurs savoir-faire partagés dans les moindres détails ;

Dr. Djerafi Tarek et Dr. Ghiotto Anthony, pour leur appui permanent dans mes travaux de recherche ;

Ainsi que collègues du Poly-GRAMES, pour les longues discussions enrichissantes et les nombreuses blagues partagées.

RÉSUMÉ

Le radiomètre passif imageur à ondes millimétriques trouve des applications principalement dans les industries de la défense et de la sécurité grâce à sa capacité de donner une image à travers un environnement de visibilité réduite comme la fumée, la poussière et les matériaux comme le plastique et le textile dans certaines plages de fréquence. Certaines fenêtres de fréquence présentent de faibles pertes atmosphériques (centrées à 35, 94, 135 et 220 GHz). Nombre de concepteurs construisent généralement les capteurs passifs pour fonctionner dans ces fenêtres afin d'exploiter la faible atténuation atmosphérique et l'augmentation du contraste de l'image par rapport à des fréquences plus basses.

Il existe plusieurs méthodes permettant d'obtenir une image radiométrique passive à partir d'une scène. Un seul récepteur peut être utilisé pour le balayage de la scène et la formation de l'image. Dans ce type de systèmes, le rayonnement est focalisé sur le récepteur, avec des réflecteurs paraboliques ou avec des lentilles diélectriques. L'image est formée par le déplacement d'un détecteur dans son plan focal. Un autre moyen d'acquisition d'une image aux ondes millimétriques consiste à utiliser une « matrice plan focal (FPA) »; celle-ci utilise un réseau de détecteurs indépendants dans la surface focale d'une lentille d'imagerie ou d'un réflecteur. Enfin, une antenne réseau à commande de phase peut être utilisée pour l'imagerie MMW, cependant son succès reste limité à cause d'une conception difficile et très complexe. Les systèmes à balayage mécanique ont été révélés utiles pour un certain nombre d'applications d'imagerie MMW mais ils souffrent d'une mécanique très volumineuse et d'un débit de données faible, ce qui les rend incompatibles avec certaines exigences en temps réel.

Dans cette thèse, nous introduisons une solution qui offre une réduction de poids et de taille et qui assure l'acquisition d'image en utilisant deux polarisations. L'architecture lissant sur deux polarisations a un impact direct sur l'amélioration de la qualité de l'image; ceci par le fait que l'énergie émise par un corps humain initialement non polarisé se polarise après l'interaction avec les objets qui l'entoure. Pour les systèmes d'imagerie passive, l'antenne est utilisée conjointement avec un récepteur très sensible pour détecter et fournir des mesures de l'intensité du rayonnement électromagnétique reçu à l'intérieur d'un angle solide fixé selon les caractéristiques de l'antenne réceptrice. L'antenne à concevoir doit répondre aux trois

critères suivants : un gain élevé, un faible niveau de lobes secondaires et une faible polarisation croisée. Diverses discontinuités dans le réseau d'alimentation de l'antenne doivent être évitées ou utilisées avec prudence, car le bruit émis peut créer des interférences avec les composants au niveau du système rendant l'information obtenue erronée.

La technologie du guide d'onde intégré au substrat (Substrate Integrated Waveguide « SIW » en anglais) offre des avantages, comme le blindage et les faibles coûts et poids, pour une utilisation dans notre application d'imagerie passive. Un Twist et une jonction-T plan-E sont proposés pour des réseaux d'alimentation d'antennes et des systèmes tridimensionnels. La fabrication du guide d'onde intégré au substrat implique un procédé de fabrication sur circuit imprimé (PCB) permettant un assemblage tridimensionnel.

Les structures proposées, à savoir la jonction-T plan-E et le Twist, sont utilisées pour mettre en œuvre des réseaux d'alimentation compacts tridimensionnels. Un réseau d'alimentation d'antennes large bande et à double polarisation, opérant entre 30 et 40 GHz est conçu. Sur la plage de fréquences d'opération, le réseau a une perte par réflexion et une isolation mesurée meilleure que 26 dB et -10.6 dB, avec un gain de 14 dBi et 14.6 dBi pour les diagrammes de rayonnement vertical et horizontal.

Le récepteur développé pendant cette thèse est composé d'un circuit frontal, avec deux principales tâches : la sélection de la bande de fréquence et l'amplification du signal reçu à un niveau approprié pour le détecteur. Une nouvelle approche de prototypage à base de SIW a été utilisée pour construire le récepteur. Cette approche consiste à interconnecter des sous-circuits réalisant des fonctions simples pour en construire une fonction complexe sans l'utilisation de connecteurs ou de câbles. Mettre deux lignes SIW une en face de l'autre avec une pression suffisante et un alignement parfait permet la transmission de l'onde électromagnétique d'une à l'autre avec une perte inférieure à 0.17 dB.

Le signal provenant du détecteur est traité à l'aide d'un convertisseur analogique en numérique (A/D), contenu dans un microcontrôleur, et ensuite envoyé à l'ordinateur, par le biais d'un port USB, et traité par le logiciel d'acquisition de données développé sur la plateforme Matlab.

ABSTRACT

Passive Millimeter Wave (MMW) radiometer for imaging has found applications primarily in the security and defence industries. It is desired because of its ability to image through typical obscurants such as smoke, dust and materials like plastic and textile, in certain frequency ranges. Certain frequency windows present low atmospheric losses (centred at 35, 94, 135, and 220 GHz). Many designers typically build the passive sensors to operate within these windows in order to exploit low atmospheric attenuation and increased image contrast compared to lower frequencies.

There are a number of different ways to obtain a passive radiometric image from a scene. First, a single focused receiver can be used to scan the scene and form the image. In this type of system, the radiation is focused onto the receiver with either parabolic reflectors or dielectric lenses. The image is then formed by moving a detector in its focal plane. Another way of acquiring a millimeter wave image is to implement a FPA (Focal Plane Array); which uses an array of independent detector elements in the focal surface of an imaging lens or reflector. Finally, phased array systems can be employed for MMW imaging, but have been limited in their success due to the very complex and difficult design. Mechanical systems have been proven useful for a number of MMW imaging applications but suffer from low reliability, highly bulky mechanics, and a low data rate; which complicate real-time requirements.

In this Thesis, we introduce a reduced weight and size solution that ensures image acquisition using two polarisations. The full architecture has a direct impact on the image quality enhancement. For passive imaging systems, the antenna is used jointly with a very sensitive receiver to detect and provide measurements of the electromagnetic radiation intensity received within a solid angle subtended by the antenna beam. It is required to accommodate the antenna in the system design and implementation with high gain, low side lobe level and low cross-polarization. Various discontinuities within the antenna feed network should be avoided or used with caution since noise emitted or interference created by such components at the receiver could desensitize and misperceive the radiometric measurement. For this reasons, the SIW is an attractive solution. Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology provides advantages of field shielding, low cost and weight. An E-plane junction and a Twist are proposed for 3-dimentionnal (3-D) SIW feeding circuits and systems. Its

fabrication involves low-cost Printed Circuit Board (PCB) process and the assembly of planar building blocks. The proposed structures, the E-plane junction and the Twist, are used to implement compact 3-D feeding networks. An integrated wideband dual-polarized array feed network, operating from 30 to 40 GHz, is designed based on the proposed E-plane junction. Over its operational bandwidth, the fabricated array achieves a measured isolation and return loss of better than 26 dB and -10.6 dB respectively, with gains of 14 dBi and 14.6 dBi at 35 GHz for the vertical and horizontal radiation patterns.

The receiver developed during my PhD is composed of a front-end circuit, which has two prime tasks, namely the input frequency-band selection and the amplification of the received signal to a proper level for the detector. A novel SIW prototyping approach was used to build up the receiver. This approach consists of SIW sub-circuits that realize simple functions and interconnect as LEGO building blocks in order to build up a complex function. Putting the SIW transmission lines in front of each other with sufficient pressure passes the electromagnetic wave through them with negligible loss.

The signal from the detector is fed to the analog to digital (A/D) input of the microcontroller and then sent to the computer through a USB port and processed by the data acquisition software developed on the Matlab platform.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	III
REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ.....	V
TABLE DES MATIÈRES.....	IX
LISTE DES TABLEAUX.....	XII
LISTE DES FIGURES.....	XIII
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS.....	XX
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 CAPTEURS RADIOMÉTRIQUES	5
1.1 Bref historique.....	5
1.2 Différents types de radiomètres.....	6
1.2.1 Radiomètre à puissance totale.....	7
1.2.2 Radiomètre à commutation et ses variantes	9
- Radiomètre de type Dicke.....	9
- Radiomètres à injection de bruit	10
1.2.3 - Radiomètre à corrélation.....	11
1.2.4 Radiomètre hybride	12
1.3 Paramètres de performances.....	12
1.3.1 Précision	13
1.3.2 Sensibilité (ou résolution) radiométrique	13
1.3.3 Contraste.....	13
1.4 Les différents types de bruit.....	14
1.5 Les applications de la radiométrie.....	15
1.6 Choix de la technologie et de l'architecture.....	18
1.6.1 Choix de l'architecture	18
1.6.2 Choix de la technologie.....	20
CHAPITRE 2 COMPOSANTS PASSIFS TRIDIMENSIONNELS EN GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT.....	24

2.1	Cavité résonnante et filtre à cylindres inductifs 3-D	24
2.1.1	Cavité résonnante SIW tridimensionnelle	25
2.1.2	Filtre à cylindres inductifs tridimensionnel	29
2.1.3	Conclusion	37
2.2	Coupleurs tridimensionnels en technologie SIW	38
2.2.1	Coupleurs 3-D SIW pour couplage faible	39
2.2.2	Coupleur 3-D SIW pour couplage élevé	50
2.3	Jonction six-port large bande en SIW	60
2.3.1	Architecture de la jonction six-port	61
2.3.2	Simulations et mesures de la jonction six-port	63
CHAPITRE 3 TRANSITIONS ET ANTENNES À 35 GHZ		66
3.1	Twist 90° SIW	66
3.1.1	Ligne SIW en forme de L	67
3.1.2	Simulations et mesures du Twist	67
3.2	Jonction-T plan-E	69
3.2.1	Les considerations de conception	70
3.2.2	Simulations et mesures de la jonction-T	71
3.3	Antenne à double polarisation utilisant le Twist	73
3.4	Réseau d'antennes à double polarisation utilisant la jonction-T plan-E	75
3.5	Antenne PTSA "Parabolic Tapered Slot Antenna" pliée	79
3.5.1	Transition du SIW au SIW-plié	80
3.5.2	Antenne à fente à transition progressive TSA	81
3.6	Antenne PTSA pliée	83
3.7	Antenne LTCC	85
CHAPITRE 4 RADIOMÈTRE POLARIMÉTRIQUE IMAGEUR		87
4.1	Introduction	87
4.2	Radiomètre à puissance totale	88
4.2.1	Description du premier système	88
4.2.2	Récepteur SIW	92
4.3	Radiomètre polarimétrique utilisant un six-port	98
4.3.1	Amplificateur à faible bruit	102

4.3.2	Détecteur de puissance	103
4.3.3	Stabilité et linéarité d'une chaîne	105
4.3.4	Tests du radiomètre polarimétrique.....	107
CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS		111
BIBLIOGRAPHIE		116

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1 : Applications typiques de la radiométrie [10].	17
Tableau 1-2 : Comparaison des lignes de transmission et des guides d'ondes les plus utilisées.	22
Tableau 1-3 : Différentes configurations de la ligne SIW permettant des arrangements spatiaux.	23
Tableau 2-1 : Valeurs des paramètres du filtre passe-bande.	31
Tableau 2-2 : Comparaison entre le filtre planaire et le filtre tridimensionnel proposé.	34
Tableau 2-3: Facteur de qualité sans charge (Q_U) mesuré en fonction de la température environnante.	35
Tableau 2-4 : Fréquence de coupure pour le premier et le deuxième mode.	53
Tableau 2-5 : Constante de propagation correspondant au premier et au deuxième mode à la fréquence de 35 GHz.	55
Tableau 4-1 : Les principaux paramètres de la partie frontale du radiomètre.	100

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : Architecture de radiomètre : a) radiomètre à puissance totale, b) radiomètre de type Dicke, c) radiomètre à injection de bruit et d) radiomètre à corrélation.....	7
Figure 1-2 : Radiomètre à puissance totale de type superhétérodyne.	7
Figure 1-3 : Radiomètre à puissance totale.	8
Figure 1-4 : Radiomètre à puissance totale (architecture superhétérodyne): Tension au niveau de chaque composante et le spectre correspondant [7].	9
Figure 1-5 : Radiomètre de type Dicke.	10
Figure 1-6 : Radiomètre à injection de bruit.	10
Figure 1-7 : Radiomètre à corrélation.	11
Figure 1-8 : Image radiométrique obtenue sur une patiente ayant un point chaud caractéristique d'une tumeur maligne.	16
Figure 1-9 : Scanner corporel à ondes millimétriques.....	17
Figure 1-10 : Architectures simplifiées de récepteur suivant un niveau de complexité décroissante.	19
Figure 2-1 : Cavité résonnante tridimensionnelle, a) Vue 3-D et b) Géométrie: $WI = 1.43$ mm, $II = 0.38$ mm, $a = 4.77$ mm et $SI = 2.31$ mm.....	26
Figure 2-2 : Champs simulés à la fréquence de 34 GHz de la cavité résonnante a) le champ électrique E et b) champ magnétique H (mode TE_{201}).	27
Figure 2-3 : Photographie de la cavité résonnante, a) vue de dessus et b) vue de dessous.	28
Figure 2-4 : Résultats simulés et mesurés de la cavité à la température 20°C.	28
Figure 2-5 : Topologie des filtres avec des stubs, a) avec des stubs asymétriques, b) avec des stubs asymétriques d'épaisseurs différentes et c) avec des stubs symétriques.	29
Figure 2-6 : Champs électriques simulés à la fréquence 34.5 GHz.....	31
Figure 2-7 : Géométrie du filtre tridimensionnel a) PCB principal et b) stubs en position finale.....	31
Figure 2-8 : Filtre passe-bande fabriqué a) stubs terminés par des courts-circuits montés en surface, b) Vue de dessus du PCB principal avant assemblage, c) vue de dessus du filtre assemblé, d) Vue de dessous du filtre assemblé.....	32
Figure 2-9 : Résultats simulés et mesurés du filtre tridimensionnel.	33

Figure 2-10 : Comparaison de la géométrie entre a) filtre tridimensionnel proposé et b) filtre à cylindres inductifs planaire équivalent.....	33
Figure 2-11 : Coefficient de réflexion de la cavité mesuré selon la température environnante. ...	35
Figure 2-12 : Coefficient de réflexion simulé dans le cas d'un mauvais alignement dans la direction des x.	36
Figure 2-13 : Coefficient de réflexion simulé dans le cas d'un mauvais alignement dans la direction des y.	36
Figure 2-14 : Coefficient de réflexion simulé dans le cas d'un mauvais alignement dans la direction des z.....	37
Figure 2-15 : Principe de fonctionnement du coupleur Schwinger.....	40
Figure 2-16 : Distribution du champ simulé (a) champ magnétique et (b) champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.....	40
Figure 2-17 : Géométrie du coupleur Schwinger en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions: $a = 3.57$ mm, $l_l = 2.13$ mm, $w = 0.15$ mm, $g = 0.1$ mm et $g_s = 0.4$ mm.	41
Figure 2-18 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du coupleur Schwinger 20 dB fabriqué.....	42
Figure 2-19 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{41} du coupleur Schwinger.....	44
Figure 2-20 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{31} et S_{11} du coupleur Schwinger.....	44
Figure 2-21 : Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.....	44
Figure 2-22 : Principe de fonctionnement du coupleur à fentes: a) deux fentes et b) trois fentes.	46
Figure 2-23 : Géométrie du coupleur à fentes en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions: $l_s = 0.62$ mm, $h = 0.33$ mm, $k = 2.26$ mm, $i = 1.43$ mm et $a = 3.57$ mm.....	47
Figure 2-24: a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du coupleur à fentes 20 dB fabriqué.....	47
Figure 2-25 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{31} du coupleur à fentes.	48
Figure 2-26 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{41} et S_{11} du coupleur à fentes.....	48
Figure 2-27 : Simulations et mesures de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.	49
Figure 2-28 : Paramètre S_{31} simulé avec différents angles d'inclinaison des fentes.....	49

Figure 2-29 : Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW, a) vue 3-D et b) dimensions: $a = 4$ mm, $r_1 = 0.6$ mm, $r_3 = 0.27$ mm, $r_1 = 0.4$ mm, $k = 0.76$ mm, $g = 4.86$ mm, $l_1 = 2.54$ mm, $l_2 = 1.3$ mm et $l_3 = 2.18$ mm.	51
Figure 2-30 : a) et b) Géométrie, c) et d) distribution du champ-E à 35 GHz simulée avec HFSS et e) circuit équivalent de la ligne SIW pliée.....	52
Figure 2-31 : Résultats calculés et simulés de la constante de propagation.....	53
Figure 2-32 : Distribution du champ électrique du coupleur Riblet tridimensionnel avec : (a) excitation à l'entrée 1, (b) mode pair, et (c) mode impair.....	54
Figure 2-33 : Dispersion de phase entre le coupleur planaire et le coupleur tridimensionnel.	56
Figure 2-34 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.....	56
Figure 2-35 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{11} et S_{41} du coupleur 3 dB de type Riblet.	57
Figure 2-36 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{31} du coupleur 3 dB de type Riblet.	57
Figure 2-37 : Différence de phase mesurée et simulée entre les ports 2 et 3.	57
Figure 2-38 : Géométrie du coupleur 0 dB de type Riblet: (a) Vue 3-D et (b) géométrie: $a = 4$ mm, $r_1 = 0.4$ mm, $r_2 = 0.45$ mm, $r_3 = 0.24$ mm, $k = 0.72$ mm, $g = 10.9$ mm, $l_1 = 2.54$ mm, $l_2 = 0.86$ mm et $l_3 = 1.2$ mm.	58
Figure 2-39 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) photographie du coupleur 0 dB fabriqué.	59
Figure 2-40 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{41} du coupleur 0 dB de type Riblet.	59
Figure 2-41 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{31} et S_{11} du coupleur 0 dB de type Riblet.	60
Figure 2-42 : Topologie du six-port composée de deux coupleurs, deux diviseurs de puissance et de deux déphaseurs.....	61
Figure 2-43 : Géométrie de la jonction six-port. a) Dimension des coupleurs hybrides $W_1 = 4.87$ mm, $W_{SIW} = 3.576$ mm, $L_1 = 2.54$ mm, $L_2 = 5.135$ mm, $L_3 = 9.56$ mm, $d_1 = 0.576$ mm, $d_2 = 0.247$ mm et $d_3 = 0.3$ mm. b) dimensions de la Jonction en T : $d = 0.508$ mm, $h = 1.546$ mm et $d_x = d_y = 0.254$ mm. c) et d) dimensions des déphaseurs : $l = 6$ mm et $d_l = 0.154$ mm.....	62

Figure 2-44 : Photographie de la jonction six-port fabriquée.....	62
Figure 2-45 : Coefficients de réflexion et isolation. (a) simulés et (b) mesurés.	63
Figure 2-46 : Les paramètres de transmissions entre le port d'entrée 1 et les ports de sortie (port 3, 4, 5 et 6). (a) simulés et (b) mesurés.....	64
Figure 2-47 : Les phases mesurées entre les ports d'entrée et les ports de sortie. (a) port 1 et (b) port 2.....	65
Figure 3-1 : Géométrie du a) SIW et b) LS-SIW.	67
Figure 3-2 : Géométrie du Twist SIW 90° : $a_{SIW} = 4$ mm, $L_{slot} = 18.89$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm et $a_t = 3.27$ mm.....	68
Figure 3-3 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S du Twist proposé avec la distribution du champ électrique à la fréquence 35 GHz.	68
Figure 3-4 : Photographie du Twist SIW fabriqué, a) vue de face et b) vue de derrière.....	69
Figure 3-5 : Géométrie de (a) le mode à l'entrée (le mode TE ₀₁ du SIW), (b) la jonction en forme de T et (c) le mode à la sortie (le mode TE ₂₀ du SIW).	70
Figure 3-6 : Géométrie de la jonction-T plan-E avec: $a_{SIW} = 4$ mm, $W_{slot} = 0.762$ mm et $L_{slot} = 15.2$ mm.	71
Figure 3-7 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du diviseur 3 dB plan-E fabriqué.	71
Figure 3-8 : Résultats simulés et mesurés des paramètres de transmission.....	72
Figure 3-9 : Résultats simulés et mesurés du coefficient de réflexion.....	72
Figure 3-10 : Différence de phase mesurée et simulée entre les ports 2 et 3.	72
Figure 3-11 : Géométrie des trois pièces constituant l'antenne, a) substrat inférieur, b) substrat supérieur, c) le bloc inséré orthogonalement. avec : $a_{SIW} = 4$ mm, $L_{ant} = 24.5$ mm, $W_{ant} = 6.84$ mm, $w_t = 1.6$ mm, $a_t = 3.25$ mm, $L_{slot} = 16.67$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm, $w_c = 0.152$ mm et $l_c = 1.35$ mm.	73
Figure 3-12 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) photographie de l'antenne à double polarisation fabriquée.....	74
Figure 3-13 : Résultats simulés et mesurés du coefficient de réflexion et de l'isolation.	74
Figure 3-14 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne à polarisation verticale, alimentés par le Twist à la fréquence de 35 GHz.	75

Figure 3-15 : Géométrie du réseau d'antennes à double polarisation: $S = 8.1$ mm, $W_c = 0.152$ mm, $l_c = 1.35$ mm et $L_{ant} = 24.5$ mm.	76
Figure 3-16 : a) et b) les distributions des champs électrique à 35 GHz c) photographie de l'antenne à double polarisation fabriquée.....	77
Figure 3-17 : Résultats simulés et mesurés des coefficients de réflexion et d'isolation.	77
Figure 3-18 : Diagramme de rayonnement du plan-E du réseau de polarisation horizontale (correspondant au plan horizontal) à la fréquence de 35 GHz.	77
Figure 3-19 : Diagramme de rayonnement du plan-E du réseau de polarisation verticale (correspondant au plan vertical) à la fréquence de 35 GHz.	78
Figure 3-20 : Géométrie du a) SIW et b) LFSIW.....	80
Figure 3-21 : Géométrie des deux jonctions dos-à-dos assemblés: $L_h = 1.64$ mm, $a = 3.5$ mm, $L_{slot} = 20.8$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm, $a_{SIW} = 4$ mm.	80
Figure 3-22 : Deux jonctions SIW-LFSIW assemblées.	81
Figure 3-23 : Résultats mesurés des deux jonctions dos à dos assemblés et la distribution du champ électrique le long de la structure à la fréquence de 35 GHz.	81
Figure 3-24 : Photographie de l'antenne planaire PTSA fabriquée.	82
Figure 3-25 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne PTSA à corrugation, à la fréquence de 35 GHz.....	82
Figure 3-26 : Géométrie des deux blocs constituant le TSA pliée : $L_{ant} = 24.5$ mm, $t_1 = 0.76$ mm, $a_{SIW} = 4$ mm, $L_{slot} = 13.4$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm, $wt = 9.3$ mm, $ht = 1.6$ mm, $t_2 = 1.2$ mm, $l_c = 1.23$ mm, $w_c = 0.13$ mm, $h = 0.76$ mm. a) vue de dessus et b) vue de dessous du PCB principal, c) vue de dessus et d) vue de dessous du PCB inséré.	83
Figure 3-27 : Photographie de l'antenne pliée PTSA fabriqué.	84
Figure 3-28 : Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne APTSA corrugée planaire et de l'antenne APTSA corrugée pliée à la fréquence de 35 GHz.	84
Figure 3-29 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne PTSA pliée à la fréquence de 35 GHz.....	85
Figure 3-30 : a) Vue d'ensemble de la structure, qui comprend le réseau d'antennes, le réseau d'alimentation, les transformateurs d'impédance, et la transition de la ligne coplanaire à SIW, b) dispositif de mesure.	86
Figure 3-31 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à la fréquence de 35 GHz.	86

Figure 4-1 : Architecture du radiomètre à détection directe.....	88
Figure 4-2 : L'ensemble du système de balayage mécanique sur Solidworks.	90
Figure 4-3 : Système de balayage mécanique fabriqué au Poly-GRAMES.....	91
Figure 4-4 : Interface Matlab.....	91
Figure 4-5 : Photographie des deux lignes SIW interconnectées et des blocs métalliques.....	92
Figure 4-6 : Coefficient de transmission et de réflexion mesurés des deux blocs interconnectés.....	93
Figure 4-7 : Photographie de l'étage frontal du récepteur: a) sous-circuits interconnectés. b) couvercle en aluminium isolant chaque sous-circuit.	94
Figure 4-8 : Les paramètres S mesurés de l'étage frontal du récepteur.	94
Figure 4-9 : Illustration de l'amélioration du contraste pour un scénario impliquant une personne assise à environ 1.5 m: a) image non traitée. b) image traitée. c) histogramme de l'image non traitée. d) histogramme de l'image traitée.....	95
Figure 4-10 : Scénario impliquant une personne avec les bras tendus. a) photo du scénario. b) l'image obtenue du scénario.	96
Figure 4-11 : Scénario impliquant une personne tenant une plaque en aluminium. a) photo du scénario. b) l'image obtenue du scénario.	97
Figure 4-12 : Architecture de la partie frontale du radiomètre utilisant un Six-port.....	100
Figure 4-13 : Les paramètres S de la partie frontale du radiomètre polarimétrique. S_{EV} (coefficient de réflexion relative au port input port E_V). S_{EVTH} (coefficient de transmission du port E_V au port T_H). S_{TH} (coefficient de réflexion relative au port input port T_H).....	101
Figure 4-14 : Les paramètres S de la partie frontale du radiomètre polarimétrique. S_{EHTH} (coefficient de transmission entre le port E_H et le port T_H). S_{EVT45} (coefficient de transmission entre le port E_V et le port T_{45°). S_{EHT45} (coefficient de transmission entre le port E_H et le port T_{45°).....	101
Figure 4-15 : Photographie de la partie frontale du radiomètre polarimétrique.....	102
Figure 4-16 : a) Montage de l'amplificateur à faible bruit, b) prototype fabriqué.....	103
Figure 4-17 : Architecture du détecteur différentiel typique.....	104
Figure 4-18 : Montage du détecteur de puissance différentiel de l'intégrateur.....	104
Figure 4-19 : Prototype du détecteur de puissance.....	105
Figure 4-20 : Système permettant d'évaluer la stabilité et la linéarité d'une chaîne.....	106

Figure 4-21 : Composition de la cible chauffante.	106
Figure 4-22 : Test de linéarité (Cible avec une température variable).	107
Figure 4-23 : Architecture du radiomètre polarimétrique utilisant la technologie du guide intégré au substrat.	108
Figure 4-24 : Images relatives au paramètres de Stokes lorsque la température de la cible est proche de la température ambiante.	109
Figure 4-25 : Images relatives au paramètres de Stokes lorsque la température de la cible est de 60 degrés plus haute que la température ambiante.	109
Figure 4-26 : Architecture proposée du réseau d'antennes à double polarisation.	114
Figure 4-28 : Système d'imagerie passive portable pour une application de courte portée.	115

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADC	Analog-to-Digital Converter
ADS	Advanced Design System
AGC	Automatic gain control
BW	Bandwidth (Largeur de bande)
CPW	Coplanar Waveguide
GCPW	Grounded co-planar waveguide
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
DC	Direct Current
dB	Décibel
FPA	Focal Plane Array
FPGA	Field programmable gate array
GIS	Guide Intégré au Substrat
HFSS	High Frequency Structure Simulator (ANSYS)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate frequency
PCB	Print Circuit Board
PTSA	Parabolic Tapered Slot Antenna
PIC	Peripheral Interface Controller
RF	Radio Fréquence
LEGO	En latin LEGO signifie j'assemble
LNA	Low Noise Amplifier
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
mmW	Millimeter Wave
MHMIC	Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuit
MMIC	Monolithic Microwave/Millimeter-wave Integrated Circuit
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SoS	System on Substrate
TE	Transverse Electromagnetic

TM	Transverse Magnetic
TEM	Transverse Electromagnetic Mode
TRL	Thru-Reflect-Line
TSA	Tapered Slot Antenna
PTSA	Parabolic Tapered Slot Antenna
2-D	Two-Dimensional
3-D	Three-Dimensional
USB	Universal Serial bus
VNA	Vector Network Analyzer
k	Constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} [J/K]
ω	Fréquence angulaire

INTRODUCTION

Les technologies radiofréquences RF (300MHz – 300GHz) sont au cœur des recherches et des applications touchant de nombreux secteurs stratégiques comme les télécommunications, l'aéronautique, l'aérospatiale, la navigation, l'astronomie, le biomédical, la surveillance, l'électronique, le transport, etc.

L'imagerie à ondes millimétriques représente aujourd'hui l'un des axes de recherche le plus prometteur. Ces systèmes d'imagerie à ondes millimétriques peuvent être classés en des détecteurs passifs (appelés aussi radiomètres) mesurant la distribution spectrale de la radiation naturelle, émise ou réfléchiée par les objets, ou en détecteurs actifs mesurant le champ réfléchi suite à l'illumination de l'objet par une source.

Tous les objets ayant une température physique émettent un rayonnement à certaines fréquences. La puissance émise est proportionnelle à la température de l'objet. Les êtres humains ont tendance à avoir une plus grande température que plusieurs objets l'entourant et donc, le rayonnement émis par les êtres humains dans la région des micro-ondes est typiquement supérieur. Il présente une réponse fréquentielle quasi-plate. Les radiomètres peuvent être utilisés pour différencier entre les objets et en faire une image. Comme exemple, le radiomètre peut détecter la présence d'un être humain dans certains environnements ou le différencier des objets environnants. Une des architectures pouvant réaliser cette tâche est le radiomètre à puissance totale. Ce dernier détecte la puissance du rayonnement émis dans une région de l'espace fixée par le choix de l'antenne et produit une tension de sortie proportionnelle à la puissance détectée.

Le rayonnement émis par un être humain se distingue de nombreux objets extérieurs parce que l'être humain émet en continu, indépendamment des objets l'entourant. Plusieurs objets ne génèrent pas leur propre chaleur. En effet, leur rayonnement est une combinaison de la dispersion, la réflexion et l'émission thermique. En utilisant deux radiomètres à puissance totale, lisant dans deux polarisations différentes, et en faisant la corrélation entre les sorties, la qualité de l'image générée par un seul radiomètre à puissance totale peut être améliorée considérablement.

Cette thèse présentera le développement et l'analyse d'un tel radiomètre. Les travaux de recherche se sont concentrés sur le développement et l'intégration des composants passifs tridimensionnels à faible coût et ayant des poids réduits, pour la fabrication du radiomètre imageur.

L'utilité de cette technique réside dans la possibilité de pénétration des ondes millimétriques à travers différentes conditions de visibilité basses telles que la brume, le brouillard, les nuages, la fumée et les tempêtes de sable, ainsi que dans la capacité de se propager à travers les vêtements et un certain nombre de matériaux. Certaines de ces caractéristiques se présentent dans les systèmes d'imagerie optique et infrarouge. Les systèmes d'imagerie à ondes millimétriques présentent certains avantages grâce à la courte longueur d'onde qui permet d'atteindre des hautes résolutions. Pour la réalisation de ce type de radiomètre des bandes de fréquences sont allouées autour des fréquences 35, 77, 94, 140, et 220 GHz [1-3].

Les applications actuelles et futures pour ce type de systèmes sont possibles au niveau civil et militaire, comme : la surveillance, la localisation des objets, l'aide à l'atterrissage des avions ou le contrôle du trafic dans des conditions extrêmes telles que le brouillard.

On note une demande accrue de ce type de système pour les applications de sécurité dans les aéroports et les lieux publics demandant des radiomètres temps réel avec des taux d'erreurs très faibles minimisant les fausses alertes. Une des applications phares de ce type de système est la possibilité de détecter des armes ou des objets dangereux dissimulés par des vêtements ou des matériaux.

Autre applications possibles : les systèmes d'ondes millimétriques appliqués à l'imagerie biomédicale dans la détection des endroits chauds, les anomalies du corps humain, les applications liées au test géologique sur des matériaux rigides, détection de fuite de pétrole, ou dans la météorologie.

Le développement de ce type de systèmes d'imagerie hautement performants présente un vrai défi technologique que plusieurs systèmes actuels essaient de surmonter.

Le but de ce projet est de développer un radiomètre qui améliore les performances en termes de temps de réponse et de coût. Une des technologies qui permet de réduire significativement les coûts de production est le Guide Intégré au Substrat (GIS ou SIW en anglais) [4]. Ce guide, construit directement sur un substrat planaire, confine le champ électromagnétique à l'aide de deux rangées de cylindres métalliques. Le GIS permet de concevoir tous les composants passifs et d'assembler tous les composants actifs sur un même support.

La finalité du projet est la réalisation d'un radiomètre passif intégré qui fournira essentiellement l'information sur la forme de l'objet et son emplacement. Par ailleurs, quelques problèmes sont résolus rendant cette technique de plus en plus attrayante. En effet, les résolutions spatiales sont

grandement améliorées par les traitements opérés sur les images radiométriques. De plus, le développement de l'électronique numérique rapide permet aujourd'hui des mesures en temps réel. Ces avancées pourraient donc attirer un nombre croissant d'industriels pour le contrôle de processus par exemple. Enfin, les développements technologiques de la microélectronique micro-onde permettent aujourd'hui de concevoir des radiomètres sur plusieurs bandes de fréquences. Le coût de ce type de systèmes peut rapidement décroître si la demande est importante. Ceci nous ramène à mettre plus d'attention pour scruter des nouvelles applications.

Ainsi, des perspectives extrêmement intéressantes se dessinent, basées sur l'utilisation de ces systèmes thermiques mesurant des signaux de bruit. On peut dire que les mesures effectuées sont « écologiques » puisque les puissances mises en jeu sont très faibles.

Une des priorités de l'industrie est la réduction des coûts des systèmes qui passe par la réduction des coûts des composants qui les constituent. Ainsi, cette diminution permet d'avoir plus de consommateurs, donc une production à plus grande échelle. Nous pouvons mettre l'accent par exemple sur le nombre d'appareils électroniques qui nous entourent dans la vie courante et la demande accrue de nouvelles fonctionnalités. La recherche portant sur la réduction des coûts de fabrication reste relative à la demande et à l'application ciblée. Plusieurs technologies existent sur le marché et des nouvelles sont en cours de développement.

Nos travaux se sont concentrés sur le développement de composants exploitant les avantages de la technologie de guides d'ondes intégrés au substrat. Bien que la recherche soit bien avancée, cette technologie n'a pas réussi à passer à l'étape de fabrication à grande échelle. Mais dans les prochaines années, elle suscitera plus d'intérêt chez les industriels vu la volonté de migration vers des bandes de fréquences plus élevées. Comme exemple, le WiGig (Wireless Gigabit) permet un transfert pouvant atteindre les 7 Gbps sur la bande 60 GHz. Plusieurs grandes compagnies disposent déjà de prototypes tels que Broadcom, Cisco, Dell, Intel, Microsoft, NEC, Nvidia, Nokia et Samsung.

Dans le premier chapitre, nous présentons les différentes architectures, leurs principaux paramètres pour l'évaluation de leurs performances ainsi que certaines applications suscitant beaucoup d'intérêt pour les systèmes imageurs à ondes millimétriques.

Dans le deuxième chapitre, nous aborderons la conception d'une cavité résonnante, du filtre, des coupleurs avec une large gamme de couplage et une jonction six-port. Ces circuits serviront par la suite à l'élaboration de la partie frontale du radiomètre. Dans la première section,

nous discuterons de la réalisation d'une cavité résonante et d'un filtre passe bande tridimensionnel. Dans la deuxième section, nous présenterons la réalisation des coupleurs tridimensionnels couvrant une large gamme de couplage. Enfin, nous exposerons une jonction six-port qui jouera le rôle de discriminateur de phase dans le radiomètre polarimétrique imageur développé.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons les transitions permettant d'interconnecter la ligne SIW planaire à celle tridimensionnelle. Ces transitions permettent d'éviter l'utilisation des connecteurs et des câbles dans les circuits d'alimentation pour certains types d'antennes. Nous commencerons dans ce chapitre par deux transitions, la première permettant le changement de plan et la deuxième permettant, en plus du changement de plan, la distribution du signal. Par la suite, nous exposerons trois architectures d'antennes exploitant ces transitions et nous conclurons par une architecture profitant des technologies de fabrication SIW et LTCC.

Dans le quatrième chapitre, nous traiterons l'intégration d'un système complet exploitant les avantages de la technologie SIW, et assemblé selon une nouvelle technique d'assemblage adapté aux tests du laboratoire.

Finalement, ce travail est conclu en mettant en avant tout les résultats pertinents obtenus et quelques perspectives d'avenir.

CHAPITRE 1 CAPTEURS RADIOMÉTRIQUES

1.1 Bref historique

Toute matière émet de l'énergie électromagnétique. Le rayonnement est une conséquence de l'interaction entre les atomes et les molécules dans le matériau. Un matériau peut également absorber et / ou réfléchir l'énergie incidente sur lui. Lorsqu'il est en équilibre thermodynamique avec son environnement, un matériau absorbe et radie de l'énergie avec le même niveau. Un corps noir est défini comme un matériau idéal qui absorbe tout le rayonnement incident et donc ne réfléchit rien. L'énergie absorbée par un matériau fait augmenter sa température si aucune énergie n'est émise. Un absorbant parfait est un émetteur parfait. Le spectre de rayonnement du corps noir est donné par la loi de rayonnement de Max Planck en 1901 sur les bases de la théorie quantique de la matière. Ce spectre est utilisé en tant que référence par rapport à laquelle le spectre de rayonnement de corps réels à la même température est comparé. Le spectre, la polarisation et la direction ou l'énergie absorbée, émise ou réfléchi par un milieu sont dépendants de la géométrie et les caractéristiques du matériau. La radiométrie est la mesure du rayonnement électromagnétique.

Un radiomètre micro-ondes est un récepteur très sensible permettant de mesurer de faibles niveaux de rayonnement micro-ondes. Historiquement, les techniques de mesure radiométriques ont été d'abord développées aux alentours des années 1930 et 1940 pour mesurer l'énergie électromagnétique d'origine extraterrestre. La détection radiométrique terrestre a fait ses débuts aux alentours de 1950 après deux décennies d'observations avec une antenne pointant vers l'espace, comme celle pointant dans la direction des galaxies. L'acquisition des données micro-ondes radiométriques en altitude remonte à décembre 1962 avec le capteur à bord de la sonde du vaisseau spatial Mariner 2. Parmi les capteurs à bord du Mariner 2, il y avait un radiomètre micro-ondes à deux canaux fonctionnant à des longueurs d'ondes de 1.35 et 1.9 cm. L'observation passive de la planète Terre a été initiée par le satellite russe Cosmos 243, équipé de quatre radiomètres.

Au cours des dernières années, la science de la radiométrie micro-ondes s'est imposée comme une partie intégrante du domaine de télédétection et a pris le nom de télédétection micro-

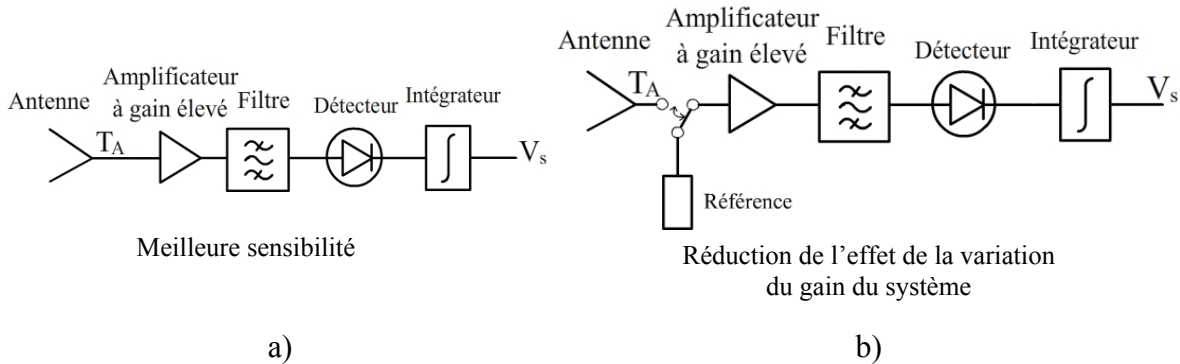
ondes passive. Par opposition au radar qui est désigné par télédétection micro-ondes active. Plusieurs systèmes ont été développés à date couvrant plusieurs applications, telles que les applications militaires et météorologiques.

1.2 Différents types de radiomètres

Un radiomètre est un appareil qui mesure le rayonnement électromagnétique émis par un objet [5]. En effet, toute matière rayonne de l'énergie électromagnétique. Cette énergie est une conséquence de l'interaction entre les atomes et les molécules dans les matériaux. Le rayonnement émis est considéré comme un bruit étant donné qu'il est très faible, ce qui ramène à la conception d'un récepteur hautement sensible, capable de mesurer de faibles niveaux de rayonnement micro-onde. Néanmoins, le problème majeur consiste à distinguer le signal provenant du corps émetteur de celui ajouté par le radiomètre, qui peut être souvent beaucoup plus important.

Les radiomètres peuvent être configurés de différentes façons selon les performances exigées, le type de mesures ou d'observation, la vitesse (le temps de réponse), la complexité d'opération et le budget.

Dans la figure qui suit, nous donnons les architectures les plus connues avec les principaux avantages (Figure 1-1).



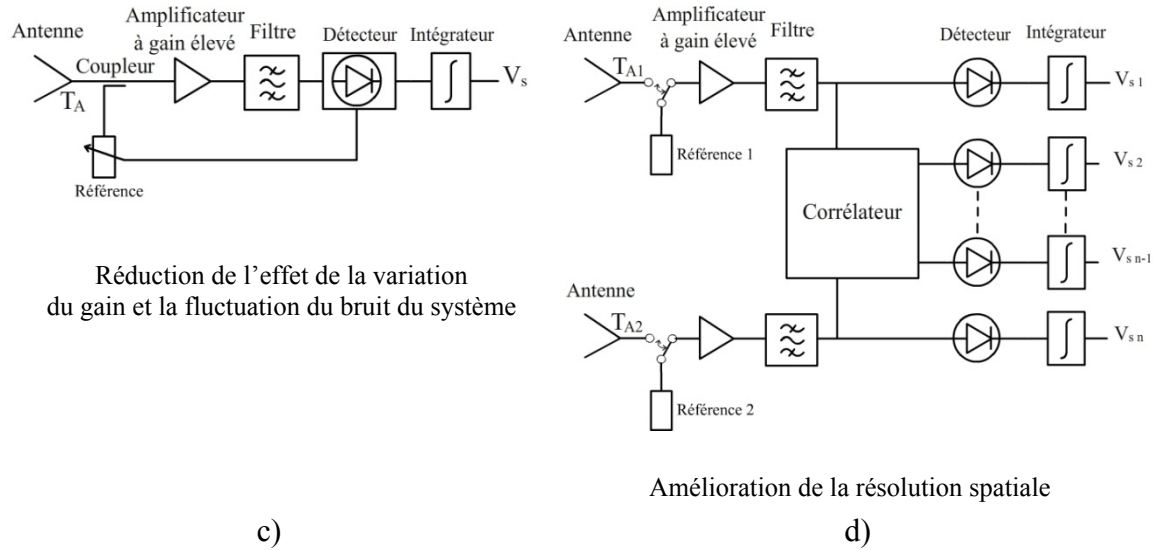


Figure 1-1 : Architecture de radiomètre : a) radiomètre à puissance totale, b) radiomètre de type Dicke, c) radiomètre à injection de bruit et d) radiomètre à corrélation.

1.2.1 Radiomètre à puissance totale

Le radiomètre à puissance totale est l'une des premières architectures conçues pour des expériences de la télédétection de la surface terrestre. Depuis, de nombreux satellites utilisent des radiomètres fonctionnant dans plusieurs bandes de fréquences micro-ondes.

Plusieurs figures, présentes dans la littérature, négligent une partie essentielle : celle réalisant l'étalonnage de l'instrument. Pour l'instant, nous nous contentons de donner quelques généralités. Sans l'étalonnage, on ne connaît pas la relation exacte liant le niveau de sortie à la température apparente à l'entrée du récepteur : cette relation dépend de la température de bruit du récepteur, du gain de la chaîne et de la largeur de bande. Il faut étalonner le récepteur en relevant sa réponse lorsqu'il observe deux sources de rayonnements qui ont des températures de bruit parfaitement connues.

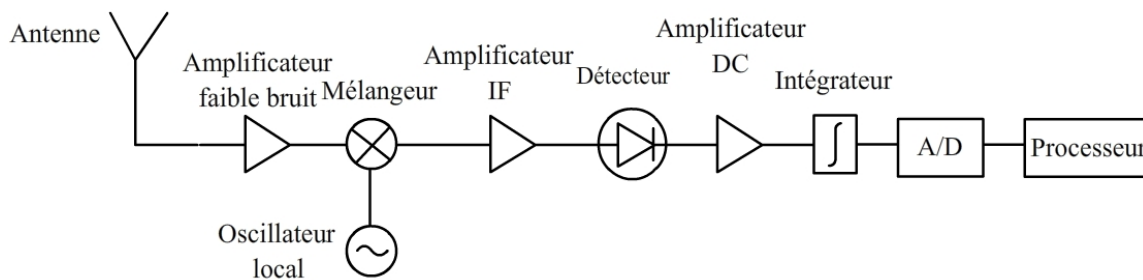


Figure 1-2 : Radiomètre à puissance totale de type superhétérodyne.

L'étalonnage doit se faire souvent, car les caractéristiques du récepteur, en particulier les gains des amplificateurs IF, ont tendance à varier rapidement à cause de différents paramètres (par exemple : à cause de la température environnante). Comme nous le verrons après, la sensibilité d'un radiomètre à puissance totale, perturbé entre deux étalonnages par des variations de gain ΔG , est :

$$\Delta T = T_{Sys} \sqrt{\frac{1}{B\tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2}, \quad (1-1)$$

où B est la largeur de la bande équivalente avant détection ; elle est supérieure à la largeur à 3 dB de la bande du filtre précédant le détecteur et définissant le canal de fréquence. τ est le temps d'intégration d'un intégrateur idéal.

Prenons un exemple plus détaillé avec un radiomètre à puissance totale [6] fonctionnant à la fréquence de 35 GHz et mesurant une température de bruit allant de 0 K à 313 K. Le schéma bloc dans la figure 1-3 donne les niveaux de signaux pour 0 K et 313 K; pour le calcul des niveaux des signaux, nous considérons un amplificateur à faible bruit avec une figure de bruit de 1.5 dB; ajoutons à celui-là 0.3 dB pour le circulateur et 0.2 dB pour les guides d'ondes; on trouve ainsi que la figure de bruit du radiomètre est égale à 2 dB, ce qui est équivalent à une température de bruit de 168 K. Donc pour une température de bruit à l'entrée de (168+313) K, on a un signal à l'entrée du détecteur de -25 dBm. Le gain après le détecteur est calculé suivant le convertisseur choisi. Tous les gains et les niveaux de signaux sont indiqués dans la figure qui suit.

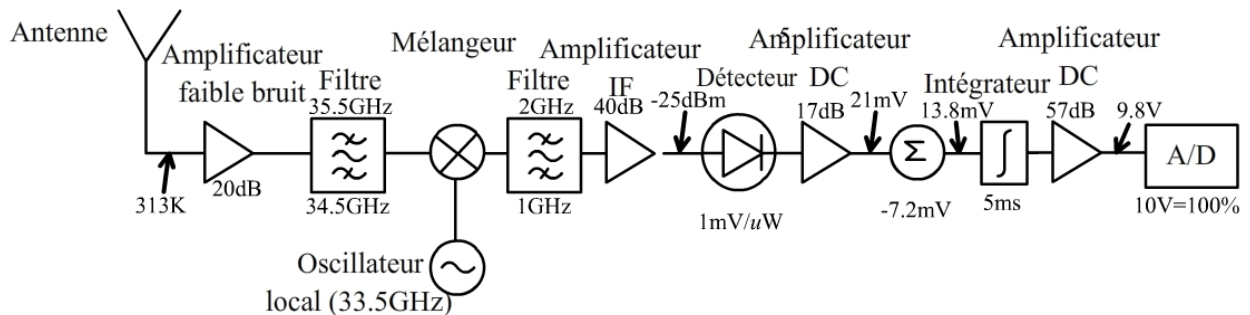


Figure 1-3 : Radiomètre à puissance totale.

Si on considère une température de bruit d'entrée de 313 K et une température de bruit du système de 168 K avec une largeur de bande de 1 GHz et un taux d'intégration de 5 ms (On considère que le système est très stable donc $\Delta G = 0$), on obtient comme sensibilité du radiomètre :

$$\Delta T = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B\tau}} = \frac{313 + 168}{\sqrt{1 \cdot 10^9 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}} = 0.21 \text{ K.} \quad (1-2)$$

Le choix du préamplificateur RF est très important pour ce type de configuration. Le calcul de la sensibilité avec cette formule est une très bonne approximation.

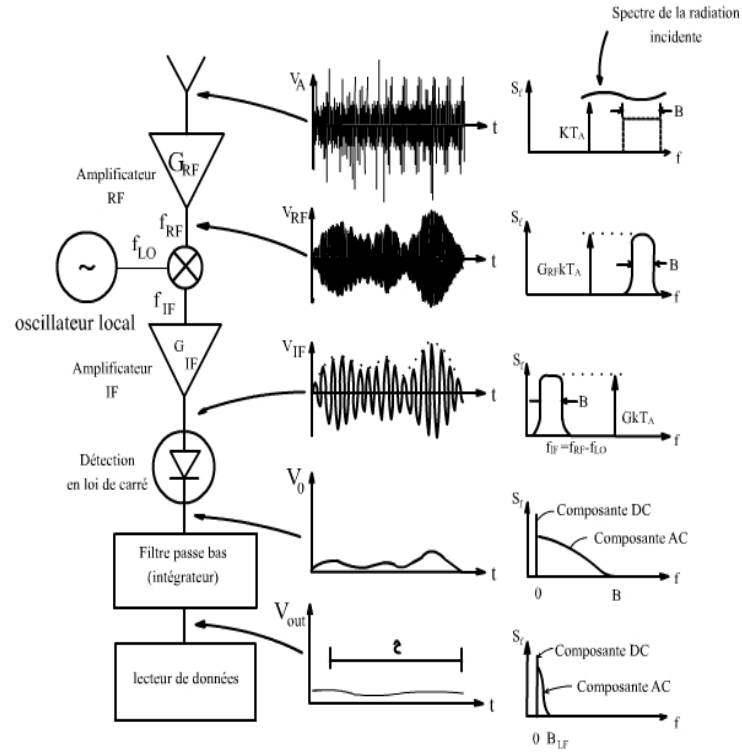


Figure 1-4 : Radiomètre à puissance totale (architecture superhétérodyne): Tension au niveau de chaque composante et le spectre correspondant [7].

1.2.2 Radiomètre à commutation et ses variantes

Ces systèmes sont décrits en détail par [7]. Ils sont tous destinés à réduire ou à supprimer l'effet des variations du gain. Dans ce qui suit, nous présentons les plus connus: le radiomètre de type Dicke et le radiomètre à injection de bruit.

- Radiomètre de type Dicke

Le schéma bloc d'un radiomètre Dicke est présenté à la figure 1-5; le radiomètre est un récepteur superhétérodyne. Le signal n'est pas directement amplifié et détecté, mais converti à une fréquence intermédiaire où l'amplification sera effectuée avant la détection.

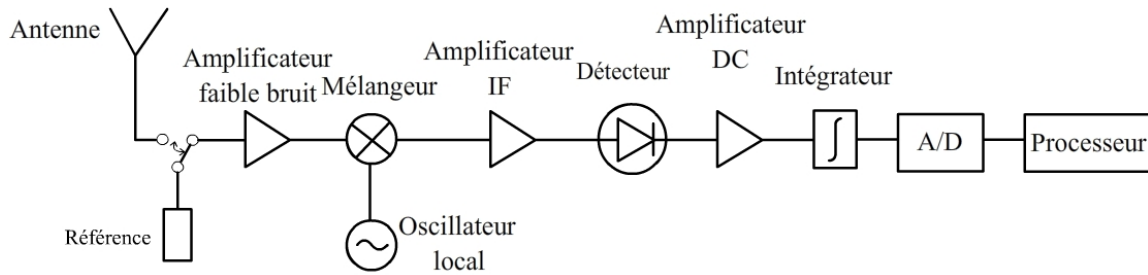


Figure 1-5 : Radiomètre de type Dicke.

À des fréquences très élevées, les meilleures performances sont obtenues par l'utilisation des guides d'ondes pour la connexion des différentes composantes. Cependant, il existe aujourd'hui d'autres alternatives comme l'utilisation de la technologie MMIC ou la technologie guide d'ondes intégré au substrat (SIW).

- Radiomètres à injection de bruit

La figure 1-6 montre le schéma bloc d'un radiomètre à injection de bruit où la sortie est indépendante des fluctuations du gain et de la température du bruit du système.

L'avantage du Radiomètre à injection de bruit par rapport à celui de type Dicke est que les deux états à la sortie de la diode sont à un même niveau maintenu par une boucle de rétroaction.

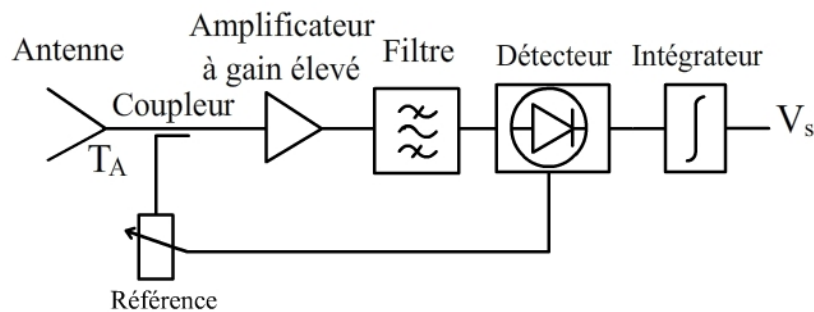


Figure 1-6 : Radiomètre à injection de bruit.

La sensibilité du radiomètre à injection de bruit est similaire à celle du radiomètre de type Dicke mais inférieure au radiomètre à puissance totale. Plus ΔT est plus petit, mieux c'est.

$$\Delta T = 2 \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B\tau}}. \quad (1-3)$$

1.2.3 - Radiomètre à corrélation

Le radiomètre à corrélation permet d'améliorer la résolution spatiale. Le procédé est basé sur une détection cohérente du bruit. Deux ou plusieurs antennes sont placées de façon qu'elles aient en commun un certain volume dans lequel elles recevront le rayonnement. Les signaux sont ensuite corrélés. Ces radiomètres sont plus lourds et complexes qu'un simple radiomètre à puissance totale. En outre, les systèmes de commutation rapides placés à l'entrée sont coûteux en termes de températures de bruit. Si l'on arrive à garantir, pour les amplificateurs, des stabilités de gain qui permettent d'espacer suffisamment les étalonnages, et si l'on souhaite obtenir la meilleure sensibilité radiométrique possible, le choix du radiomètre à puissance totale est le plus naturel.

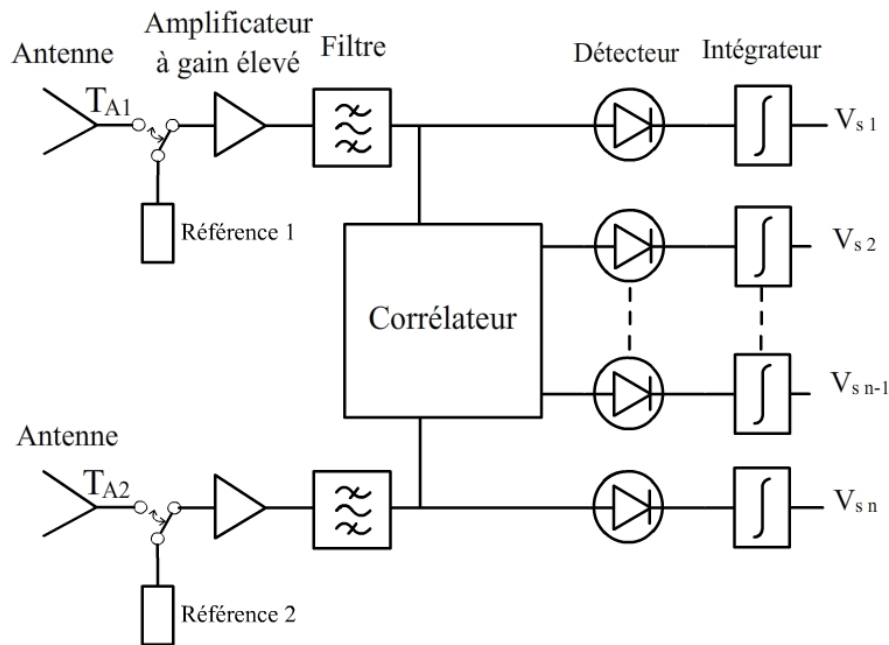


Figure 1-7 : Radiomètre à corrélation.

Pour les deux sorties (V_{s1} et V_{sn}), on trouve la même sensibilité du radiomètre à puissance totale si on n'utilise pas les sources de référence. Dans le cas de l'utilisation des sources de référence, on aura la sensibilité du radiomètre à commutation. Soit ΔT cette sensibilité. On assume que les deux chaînes donnent les mêmes performances. Si avec les deux antennes on observe une source dans une direction, et on suppose que les deux collectent des bruits égaux et indépendants, la sensibilité sera $\Delta T_t = \Delta T / \sqrt{2}$. On considère que les signaux saisis sont faiblement corrélés et peuvent être modélisés comme la somme des signaux "de fond" et un petit signal corrélé. La

stabilité est égale à celle du radiomètre à puissance totale, d'où la nécessité d'une calibration. À noter que les sorties corrélées sont relativement plus stables que les autres sorties.

1.2.4 Radiomètre hybride

Les architectures décrites précédemment sont les plus connues, et leurs implémentations sont réalisées d'une manière classique en utilisant des intégrateurs analogiques après la détection, et une soustraction analogique du signal de l'antenne et du signal de référence (dans le radiomètre Dicke par exemple). Plusieurs radiomètres actuels restent implémentés classiquement. Avec l'apparition des convertisseurs analogique numérique et du traitement de signal numérique, un autre type d'implémentation est devenu possible, dans lequel le signal est converti d'un signal analogique à un signal numérique (figure 1-2). Le signal du convertisseur est acheminé à une unité de traitement numérique, typiquement un ordinateur ou un FPGA. L'intégration et la soustraction du signal provenant de l'antenne et la source de calibrage peuvent être faites d'une manière numérique.

Dans le cas par exemple où l'ordinateur contrôle le commutateur, on pourra faire fonctionner le montage de la figure 1-5 comme radiomètre à puissance totale ou comme un radiomètre de type Dicke. Si le commutateur est commuté d'une manière rapide et régulière, on peut considérer le montage comme radiomètre de type Dicke. Dans le cas où on veut faire des mesures du signal à la sortie de l'antenne à des intervalles de temps de longue durée, et où il sera possible de faire du calibrage sans perdre de l'information, on aura un radiomètre à puissance totale.

1.3 Paramètres de performances

Les paramètres de performances et les mesures de la température de brillance sont liés à la qualité de blocs constituant le radiomètre. Dans la littérature, on entend souvent parler de précision absolue, relative, ou de résolution, sensibilité, stabilité, etc. Dans la partie qui suit, nous présentons ceux qui sont les plus considérés lors de l'étude d'un radiomètre.

1.3.1 Précision

La précision d'un radiomètre détermine l'imprécision sur la mesure de la température de brillance de l'objet et dépend de la qualité des éléments qui composent la chaîne de réception. Cette résolution en partie est caractérisée par les propriétés de l'antenne.

1.3.2 Sensibilité (ou résolution) radiométrique

La sensibilité radiométrique est la plus petite variation de température que l'instrument peut distinguer dans la scène observée. Cette sensibilité reflète l'aptitude de l'instrument à déceler une variation de la température de brillance observée, par exemple lors du balayage d'une ligne de pixel voisin, et dans tous les cas pendant la courte période séparant deux étalonnages successifs. Un radiomètre ne peut pas mesurer un écart de température inférieur à un certain seuil δT , appelé écart de température minimal décelable. Obtenir une faible valeur de la quantité δT est un compromis entre rapidité de mesure et bande passante. À partir de la connaissance de la température de bruit du système radiométrique T_s , de sa bande passante Δf , du temps d'intégration Δt de la détection synchrone et de la température T à mesurer, on obtient l'expression suivante [8] :

$$\delta T = K \frac{(T+T_s)}{\sqrt{\Delta t \Delta f}}, \quad (1-4)$$

où K est un facteur généralement compris entre 2 et 4 et dépend de la conception du radiomètre. Pour $K = 1$, nous avons la sensibilité idéale d'un radiomètre à puissance totale. $K = 2$ représente la sensibilité d'un radiomètre de Dicke.

La sensibilité dépend du design, de la qualité des composants, et est habituellement exprimée en unités de température.

1.3.3 Contraste

Le contraste est défini comme la capacité du système visuel à détecter des différences de luminances. Il détermine l'existence de bords entre surfaces homogènes. Ce paramètre nous donne l'information sur la qualité de l'image fournie par le radiomètre, donc le niveau de visibilité.

1.4 Les différents types de bruit

Vu que le signal à mesurer est un bruit de niveau très faible, l'analyse complète de notre système nous amène à s'intéresser à tout type de bruit.

Le bruit électronique est traité comme processus stationnaire aléatoire produit par une variation de la tension ou d'un courant. Celui affectant les systèmes de communication peut être généré par les composants électroniques ou reçu avec le signal dépendamment de la fréquence et de l'application du système.

Il existe plusieurs types de bruits dépendants des phénomènes physiques les mettant en œuvre :

- Le bruit thermique

Le bruit thermique est le bruit généré par l'agitation thermique des porteurs de charges. En effet, toutes substances, ayant une température supérieure au zéro absolu, génèrent du rayonnement électromagnétique. De telles substances doivent également se caractériser par une bonne absorption du rayonnement. Quand une antenne est pointée sur un corps émetteur, ou quand des câbles sont connectés à ce corps, la puissance de bruit disponible peut être mesurée. Remarquablement, la puissance délivrée par un tel corps émetteur, dans la région des RF et des micro-ondes, est fonction uniquement de la température de l'objet et de la bande de fréquence sur laquelle la puissance est mesurée.

- Le bruit de grenaille

Un bruit de grenaille est un bruit électronique causé par le fait que le courant électrique n'est pas continu, mais constitué de porteurs de charge élémentaires (en général des électrons). En électronique, les principales sources de bruit de grenaille sont les jonctions PN et Schottky que l'on trouve dans les diodes, les transistors bipolaires et au niveau des grilles des transistors JFET.

- Le bruit flicker

Ce bruit électronique est également appelé bruit en $1/f$. Il est toujours présent dans les composants actifs et dans certains composants passifs. Ses origines sont variées : il peut être dû à des impuretés dans le matériau pour un transistor, par exemple, qui libèrent aléatoirement des porteurs de charge, ou bien à des recombinaisons électron-trou parasites, etc.

- **Le bruit en créneaux**

Il s'agit essentiellement de créneaux de tension (ou de courant) dont l'amplitude s'étend de moins d'un microvolt à plusieurs centaines de microvolts. L'intervalle entre les créneaux est de l'ordre de la milliseconde. Le bruit en créneaux, dans un amplificateur audio, produit des « pops », ce qui lui a valu le nom de bruit popcorn. L'apparition de ces « pops » est aléatoire : ils peuvent se manifester plusieurs fois par seconde puis disparaître pendant plusieurs minutes.

Les origines de ce bruit ne sont pas actuellement connues, mais il semble qu'elles soient liées à des imperfections dans les semi-conducteurs et à l'implant d'ions lourds. Les conditions les plus favorables à l'apparition de ce bruit semblent être causées par les basses températures et la présence de résistances de forte valeur.

1.5 Les applications de la radiométrie

La plupart des modifications ou améliorations introduites sur l'architecture basique d'un radiomètre sont destinées pour : le fonctionnement sur plusieurs bandes de fréquences, un réseau à plusieurs éléments, un angle de balayage large, des mesures polarimétriques.

Actuellement, la radiométrie micro-ondes est de plus en plus utilisée dans divers domaines. L'utilité de cette technique réside dans la possibilité de la pénétration des ondes millimétriques à travers différentes mauvaises conditions de visibilité comme la brume, le brouillard, les nuages, la fumée et les tempêtes de sable. Aussi la capacité de se propager à travers les vêtements et un certain nombre de matériaux. Certaines de ses caractéristiques se présentent dans les systèmes d'imageries optiques et infrarouges. Les systèmes d'imageries à ondes millimétriques présentent certains avantages dus à la petite longueur d'onde qui permet d'atteindre des hautes résolutions. Pour la réalisation de ce type de radiomètre des bandes de fréquences sont allouées dans la bande millimétrique comme celles aux fréquences 35, 77, 94, 140, et 220 GHz [1-3].

Les applications actuelles et futures pour ce type de systèmes sont au niveau commercial et militaire comme par exemple :

- **Radioastronomie** : Dicke et Beringer ont mesuré les radiations thermiques émises par la lune, et d'autres mesures effectuées plus tard ont permis de déterminer la température des planètes, et avoir plusieurs renseignements sur le soleil, les sources radio galactiques et

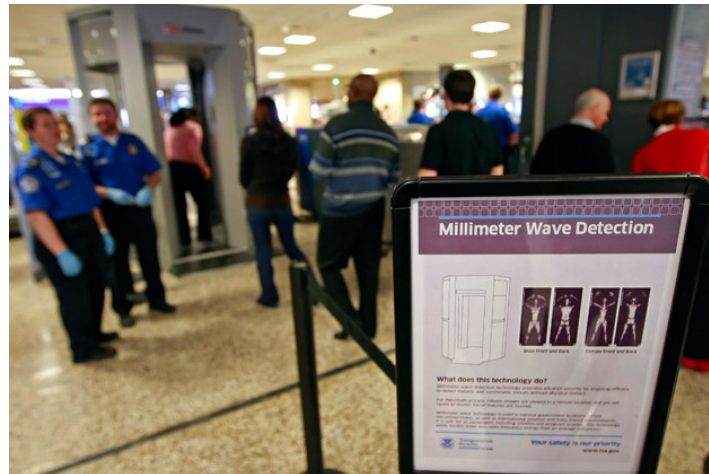
extragalactiques. Les radiations ne sont pas toutes d'origine thermique, certaines peuvent être dues, par exemple, aux oscillations d'un gaz ionisé.

- **Étude du terrain** : étude du sol : structure, teneur en eau, et type du sol. Ces applications sont devenues possibles car l'émission dépend de la température, la permittivité, et la géométrie (rugosité de la surface, structure interne, dispersion du milieu). Une autre application très importante est l'étude des glaces : épaisseur, stade de formation, limite entre la glace et l'eau. Des cartes des glaces sont produites par satellites ; elles ont pu être réalisées grâce à la différence d'émissivité entre la glace et l'eau. On peut aussi détecter une nappe d'huile polluante sur une surface d'eau, car l'huile en modifie l'émissivité.
- **Applications médicales** : contrôle et traitement d'hyperthermie utilisés pour le traitement de certaines tumeurs. Détection des tumeurs exploitant le fait que la température d'une tumeur est plus élevée par rapport à celle des tissus sains; exemple : la détection et la caractérisation précoce des tumeurs du sein [9].



Figure 1-8 : Image radiométrique obtenue sur une patiente ayant un point chaud caractéristique d'une tumeur maligne.

- **Applications industrielles** : telles que les radiomètres anticollisions pour une vision en condition atmosphérique difficile comme le brouillard. Ce système est dédié par exemple à la sécurité des personnes dans les transports automobiles. Ce système doit être à faible coût. Il y a aussi l'aide à l'atterrissage des avions ou le contrôle du trafic dans les conditions extrêmes et la détection d'armes cachées.



Salt Lake International Airport in Salt Lake City, Utah, (George Frey/Reuters)
Figure 1-9 : Scanner corporel à ondes millimétriques.

La complexité du radiomètre varie énormément selon l'application et les exigences opérationnelles, de celui à un seul canal à celui plus compliqué exploitant plusieurs canaux avec un système de balayage (tel que pour les caméras).

Le tableau 1, qui suit, présente quelques applications typiques de la radiométrie réalisées dans certaines bandes de fréquences.

Tableau 1-1 : Applications typiques de la radiométrie [10].

Fréquence	Description	Application
18-35 GHz (trois canaux)	Trois radiomètres de faible bruit dans 3 bandes de fréquences.	Radiomètres embarqués à bord d'un satellite pour des études météorologiques, conçus pour être très stables.
91-95 GHz	Radiomètre de bande large couvrant 4 GHz (bande IF 0.5 à 4.5 GHz) avec une figure de bruit de 5 dB	Imagerie à onde millimétrique et télédétection
22-30 GHz et 51-59 GHz	Radiomètre à double bande avec 2 canaux indépendants (pour le canal 22-30 GHz une figure de bruit de 3.5 dB et pour le canal 51-59 GHz une figure de bruit de 5 dB). C'est un radiomètre à injection de bruit utilisant une source de bruit de bande large	Mesure de la vapeur d'eau 23.8 GHz et 31.4 GHz et mesure de température dans la bande 51-59 GHz
35, 60, 94 GHz (radiomètre à trois canaux)	Trois radiomètres indépendants sur une seule plateforme pouvant fonctionner séparément ou ensemble	Caractérisation des matériaux et de l'environnement

1.6 Choix de la technologie et de l'architecture

1.6.1 Choix de l'architecture

La télédétection peut être subdivisée en deux types, active ou passive, selon que le capteur a une source d'énergie ou non pour illuminer une partie de la scène observée. Cette zone de l'espace est généralement fixée par le champ de vision de l'antenne. La détection active se fait à travers l'émission d'un signal en direction de la cible et la détection du signal réfléchi. Ce détecteur possède la capacité de prendre des mesures à tout moment, cependant une grande quantité d'énergie est nécessaire. Cette énergie est le principal inconvénient de ce type d'architecture. En revanche, la détection passive n'utilise pas de source pour illuminer la cible et mesure seulement l'énergie naturelle émise. Cette énergie doit être détectable par le récepteur. Dans notre cas, nous ciblons une application portable qui utilise une batterie comme source d'alimentation. Le choix naturel s'est alors porté sur les détecteurs passifs ayant moins de consommation que ceux actifs dont les tâches principales du circuit frontal sont :

- La sélection de la bande de fréquence ;
- L'amplification du signal entrant à un niveau approprié pour le détecteur et aux circuits basses fréquences.

Dans la figure qui suit, nous présentons des architectures simplifiées des récepteurs suivant un niveau décroissant de complexité. Les deux premières sont des récepteurs superhétérodynes pour lesquels la majorité du gain se situe au niveau IF. Les deux suivantes sont à détection directe et où toute l'amplification et la sélectivité se font à la fréquence d'entrée.

Les radiomètres passifs imageur, utilisant les fenêtres de fréquences 35, 94, 140 et 220 GHz, ont eu à date la préférence pour les architectures superhétérodynes. Mais avec les avancées technologiques et la réduction des prix des composants fonctionnant à hautes fréquences, les architectures à détection directe commencent à être de plus en plus utilisées. Les radiomètres avec des architectures superhétérodynes, utilisant un mélangeur, ont une température de bruit système élevée et ont besoin d'une source RF en plus de la dimension totale plus grande par le fait qu'elle a plus de composants dont certains fonctionnant à des basses fréquences.

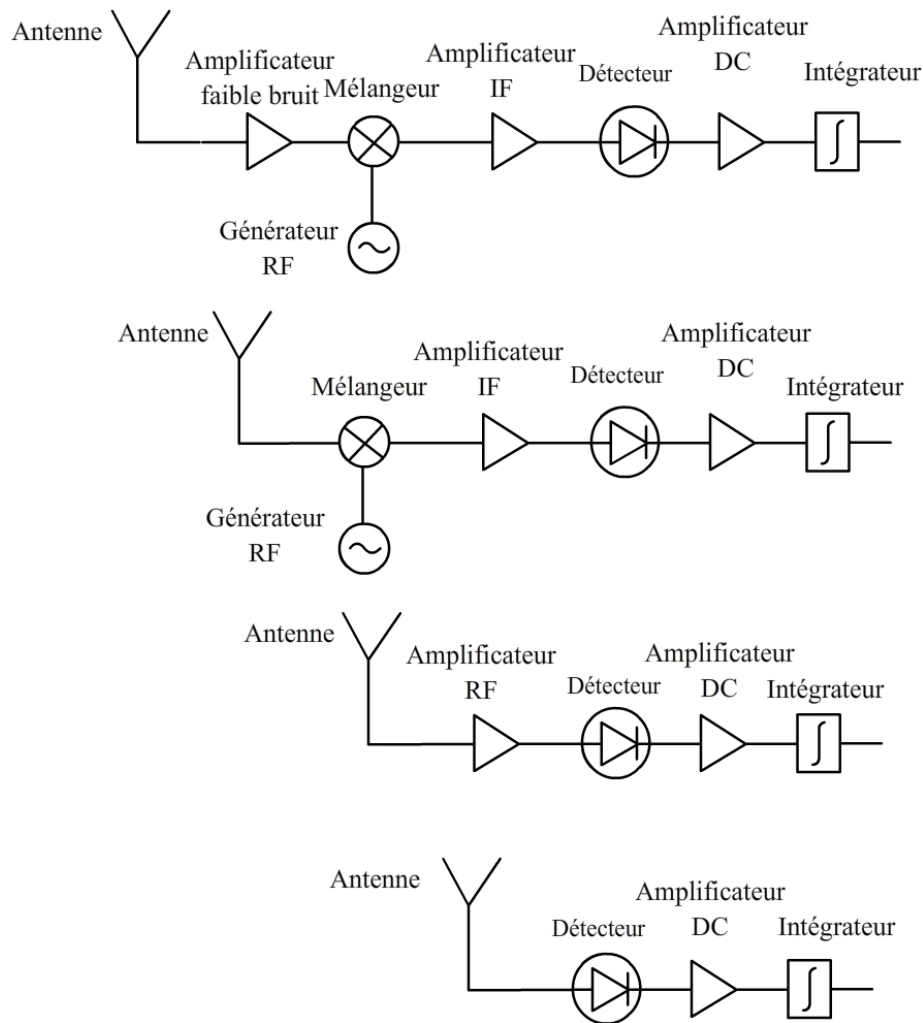


Figure 1-10 : Architectures simplifiées de récepteur suivant un niveau de complexité décroissant.

Pour notre application, nous avons opté pour deux architectures à détection directe fonctionnant dans une bande de fréquence centrée à 35 GHz. La dernière configuration de la figure 1-10 est dans notre cas irréalisable parce ce qu'il n'existe pas de détecteur de puissance pouvant interpréter le signal sous la forme de bruit que nous souhaitons mesurer. La première architecture choisie (radiomètre à puissance totale) pour des tests en laboratoire dans un environnement contrôlé comprendra une antenne, un filtre, un amplificateur à fort gain, un détecteur de puissance et un intégrateur. Dans le chapitre 4, nous présenterons les premières images d'un corps humain issues de l'architecture conçue et fabriquée dans l'environnement du laboratoire. Ce type d'architecture présente la meilleure sensibilité en plus de sa simplicité. Des architectures plus complexes (radiomètre polarimétrique) à base de détection directe peuvent offrir d'autres

avantages comme décrits dans la section 1.2. Dans une deuxième phase, nous avons travaillé sur une deuxième architecture plus complexe permettant d'obtenir une meilleure résolution d'image. Cette architecture utilise deux canaux corrélés formés par deux radiomètres à puissance totale.

Le radiomètre à corrélation a été développé il y a plusieurs décennies pour des applications en astronomie. Il a été largement utilisé dans les interféromètres et dans la mesure de la température de brillance des rayonnements cosmiques, mais il a trouvé peu d'application pour la télédétection. Ceci est dû principalement à la disponibilité des composants. Avec les avancées technologiques récentes et le développement de composants compacts fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées, plusieurs applications sont rendues possibles. Selon le type d'application et la disponibilité des composants, l'architecture du radiomètre à corrélation peut varier.

Dans l'imagerie passive, la mesure exacte de la valeur de la température de brillance a peu d'intérêt. Ce qui nous intéresse, c'est la différence des températures entre les objets. Le radiomètre à concevoir devra fonctionner dans plusieurs environnements où le rayonnement de certains objets dépend des objets l'entourant en considérant les réflexions. Ainsi, pour avoir une meilleure sensibilité dans un environnement complexe, le radiomètre à corrélation formé par deux radiomètres à puissance totale nous paraît le choix approprié selon les objectifs fixés. Après avoir choisi l'architecture vient le choix de la technologie de développement des composants. Dans ce qui suit, nous allons présenter quelques critères de sélection de la technologie de fabrication et les degrés de liberté offerts dans la conception des composants.

1.6.2 Choix de la technologie

1.6.2.1 Lignes et guides de transmission

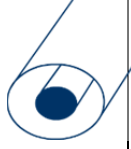
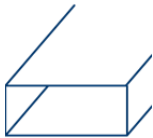
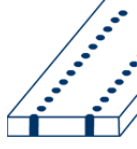



Au début de l'apparition de l'imagerie passive, les guides d'ondes métalliques étaient les seuls utilisés pour l'interconnexion des composants [7]. Le guide métallique, non-construit par deux conducteurs métalliques, ne peut pas supporter le mode TEM. Par contre, des modes d'ordre supérieur peuvent se propager. Ces modes sont classés en 2 catégories : le mode transverse magnétique (TM) et le mode transverse électrique (TE). Les modes TE et TM ont des largeurs de bande limitées et ne peuvent fonctionner en dessous d'une certaine fréquence connue comme la fréquence de coupure. Un autre inconvénient : les modes TE et TM sont dispersives et ainsi la vitesse de phase est dépendante de la fréquence. Le principal avantage des guides d'onde

métallique est la capacité de supporter des puissances élevées avec des pertes très faibles. En conclusion, le guide d'onde métallique est mieux adapté pour des applications à puissance élevée, comme dans le cas de certains émetteurs RF. Dans notre cas, vu les puissances faibles relatives aux bruits, le seul avantage de ce type de guide est la faible perte. Les guides coaxiaux ne sont pas adaptés à notre application puisqu'il faut toujours des connecteurs pour relier la ligne de transmission aux composants. En outre, plus le diamètre de la ligne est petit, plus les pertes augmentent, donc moins adapté pour la réduction de la taille des systèmes. Les guides coaxiaux peuvent par contre supporter le mode TEM comme les lignes de transmission. Pour ces lignes, le volume entre les conducteurs est rempli généralement avec un diélectrique de faibles pertes. Le plus populaire des lignes de transmission est la ligne microruban. Un exemple de radiomètre utilisant cette technologie est proposé dans [11]. Cette ligne est facile à fabriquer et à connecter aux autres composants. Elle présente une taille réduite puisqu'elle est imprimée sur un substrat de faible épaisseur. Il existe plusieurs types de lignes de transmission comme « Stripline » qui est moins dispersive que la ligne microruban. Par contre, la fabrication de la connexion est plus difficile que les lignes coplanaires et les lignes à fentes « Slot lines ». La plupart des lignes de transmission sont moins adaptées pour notre cas puisqu'elles ne sont pas bien protégées contre les signaux parasites pouvant interférer avec le signal se propageant dans la ligne. Dans les guides coaxiaux et les guides d'ondes rectangulaires, on n'a pas ce type de problème puisque l'onde est bien confinée à l'intérieur.

Ce n'est que récemment que les guides intégrés au substrat ont été introduits [12]. Connu sous le nom « SIW », ce guide est synthétisé dans le même substrat diélectrique utilisé pour faire les lignes de transmission. Sa fabrication est très simple puisqu'il suffit d'insérer deux rangées de cylindres métalliques pour confiner l'onde électromagnétique. Ce guide présente des avantages similaires aux guides d'onde métalliques et aux guides coaxiaux comme le blindage et d'autres avantages similaires aux lignes de transmission comme la taille réduite.

Dans le tableau qui suit, nous présentons une comparaison des supports de transmission les plus utilisés.

Tableau 1-2 : Comparaison des lignes de transmission et des guides d'ondes les plus utilisées.

Caractéristique	 Ligne coaxiale	 Guide d'onde rectangulaire	 Guide d'onde intégré au substrat (SIW)	 Ligne bande ou ligne triplaque (Stripline)	 Ligne microbande ou microruban (Microstrip)	 Ligne coplanaire (coplanar waveguide)
Mode de propagation le plus utilisé	TEM	TE ₁₀	TE ₁₀	TEM	Quasi-TEM	CPW/ Qasi-TEM
Dispersion de mode	Très faible	Moyenne	Basse	Très faible	Basse	Moyenne
Largeur de bande	Haute	Basse	Haute	Haute	Haute	Moyenne
Tenue en puissance	Moyenne	Haute	Moyenne	Basse	Basse	Faible
Taille physique	Haute	Très haute	Moyenne	Moyenne	Basse	Moyenne
Facilité de fabrication	Moyenne	Moyenne	Très basse	Basse	Très basse	Très basse
Intégration avec les composants	Faible	Faible	Haute	Moyenne	Haute	Haute

Chaque support de transmission a ses avantages et ses inconvénients. Pour chaque type d'application nous sommes ramenés à effectuer le choix le plus adéquat.

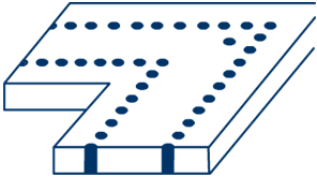
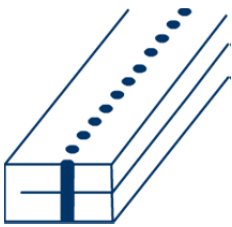
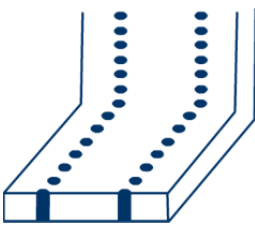
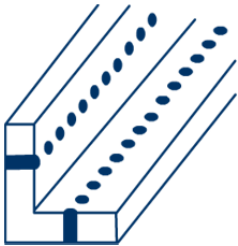
1.6.2.2 Intégration tridimensionnelle

Le premier objectif de nos travaux est de proposer une solution utilisant la technologie SIW, qui permet un meilleur arrangement de l'espace utilisé par le système. Cet arrangement spatial devra permettre la réduction de la taille totale, tout en garantissant les performances requises. La réduction du système passe par la réduction des composants constituant le système.

Ces composants doivent répondre à des critères stricts de taille, poids, blindage contre les signaux parasites, coût, etc. Comme présenté à la section précédente, le guide d'onde intégré au substrat devient attrayant pour notre travail puisqu'il offre des performances proches du guide d'onde métallique en termes de blindage par exemple, et dispose d'une taille et d'un poids proches des guides planaires. Un très grand nombre de composants utilisant cette technologie ont été développés. La majorité sont conçus dans le plan H sur une seule couche ou multicouche, tels que les coupleurs [13, 14], les diviseurs de puissance en forme de T ou Y [15] ou le Té magique [16]. Cependant, une large gamme d'applications nécessite des topologies non planaires, dont l'implémentation utilisant la technologie SIW est non réalisable ou bien non rentable. Ce n'est que récemment que des composants utilisant une transition du plan-H au plan-E (Table 2 c)) ont été présentés [17]. Ces composants n'utilisent pas des câbles ou des connecteurs lors du passage du plan-H au plan-E. Dans le chapitre qui suit nous allons utiliser ce concept dans la conception de la cavité résonante et du filtre. Le filtre servira par la suite dans le développement de l'architecture du radiomètre polarimétrique. Pour la conception des coupleurs et des réseaux de distribution d'antennes, nous avons conclu que la transition du plan-H au plan-E dans [18] ne permet pas d'avoir la meilleure performance. Par conséquent, nous avons introduit la ligne SIW pliée (table 2 d)). Dans les deux chapitres suivants, nous présenterons des composants à base de la ligne SIW pliée comme un Twist et les coupleurs.

Nous présentons dans le tableau ci-après quelques configurations de la ligne SIW dont celle que nous avons introduite (Table 2 d)).

Tableau 1-3 : Différentes configurations de la ligne SIW permettant des arrangements spatiaux.

			
a) Coude Plan-H	b) Ligne SIW pliée multicouche	c) Coude Plan-E	d) Ligne SIW pliée

CHAPITRE 2 COMPOSANTS PASSIFS TRIDIMENSIONNELS EN GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT

Dans ce chapitre, nous présenterons l'étude, la conception et les résultats obtenus pour une vaste gamme de circuits passifs tridimensionnels, mis au point tout au long de nos travaux. Ces circuits serviront par la suite à l'élaboration de radiomètres très compacts. D'abord, nous discuterons la réalisation d'une cavité résonante. Le concept de la cavité introduit servira à la conception d'un filtre passe bande. Ensuite, nous présenterons la réalisation de coupleurs tridimensionnels couvrant une large gamme de couplage. Enfin, nous exposerons une jonction six-port qui jouera le rôle de discriminateur de phase dans le radiomètre polarimétrique imageur développé.

2.1 Cavité résonnante et filtre à cylindres inductifs 3-D

Les filtres jouent un rôle indispensable dans la plupart des systèmes micro-ondes sans fils. En effet, ils permettent de transmettre l'énergie à des fréquences bien définies tout en atténuant l'énergie des autres fréquences. Nous avons conçu un filtre constitué de résonateurs (ou de cavités résonnantes) placés à la verticale, et délimités par des cylindres métalliques placés dans le PCB horizontal. Le tout est assemblé de la même manière qu'un jeu LEGO.

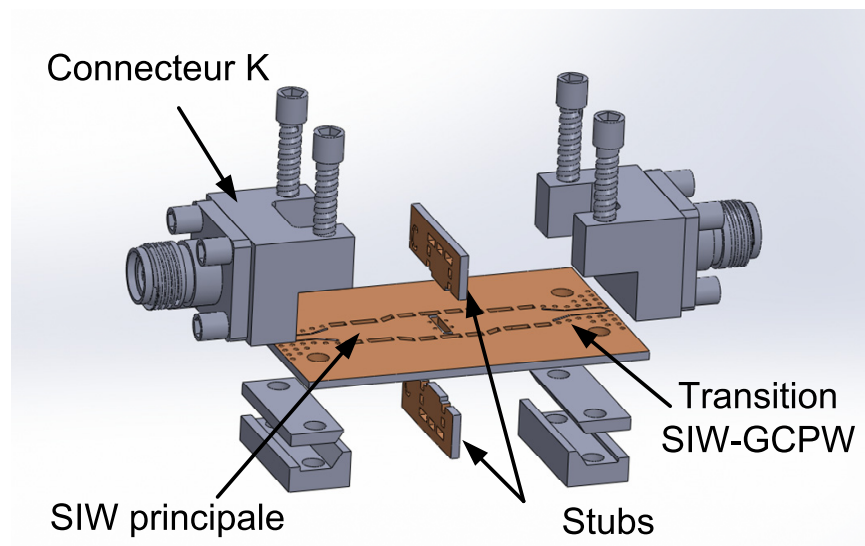
Il existe de très nombreuses publications relatives aux cavités et filtres dont ceux avec des guides d'ondes métalliques. Différents types de filtres existent dans la littérature scientifique : filtres à modes évanescents [19], filtres à cavités multimodes [20, 21], filtres à résonateurs diélectriques [22] et filtres plan-E [23].

Notre intérêt s'est porté sur les filtres à cavités utilisant des stubs terminés par des courts-circuits. Ce type de filtre a l'avantage d'avoir plusieurs zéros de transmission (TZ) dans la bande des fréquences où l'énergie sera atténuée par l'ajout de stubs dans le plan-E ou le plan-H. Ceci est important, car l'utilisation des stubs terminés par des courts-circuits offre la possibilité d'introduire les TZ dans les fréquences pré-spécifiées. Par conséquent, nous pouvons améliorer la sélectivité du filtre. Cependant, un facteur qui pourrait limiter l'utilisation de ce dernier est lié à

la taille et à la complexité géométrique de sa fabrication lorsqu'il s'agit d'une structure 3D. Ce travail présente sa mise en œuvre en utilisant la technologie planaire SIW à faible coût, devenu très populaire ces dernières années. L'objectif principal étant de réduire la taille du filtre. La taille des filtres actuels, comparables à ceux de notre projet, reste relativement importante. Nos travaux présentent l'utilisation des stubs comme blocs de construction dans la conception de la cavité et du filtre. Ceci permet une réduction importante de la taille du filtre 3D dans une direction. Les stubs, terminés par des courts-circuits, sont fabriqués séparément utilisant la technologie SIW. Pour conclure notre étude, nous avons effectué plusieurs tests. En effet, nous donnons dans ce document les détails de l'effet de la température et du mauvais alignement.

2.1.1 Cavité résonnante SIW tridimensionnelle

Dans les conceptions classiques, la cavité résonnante SIW est sous la forme d'un rectangle disposé dans le chemin direct entre le port d'entrée et le port de sortie [24]. Cela rend généralement la structure plus large dans une ou plusieurs directions. Ainsi, une cavité disposée transversalement à la direction de propagation assurerait une grande intégrabilité, une flexibilité lors de l'intégration avec d'autres composants et une réduction de la taille dans certaines directions. De cette façon, la troisième dimension, non utilisée dans la conception de la cavité résonnante SIW, pourrait être exploitée efficacement.



a)

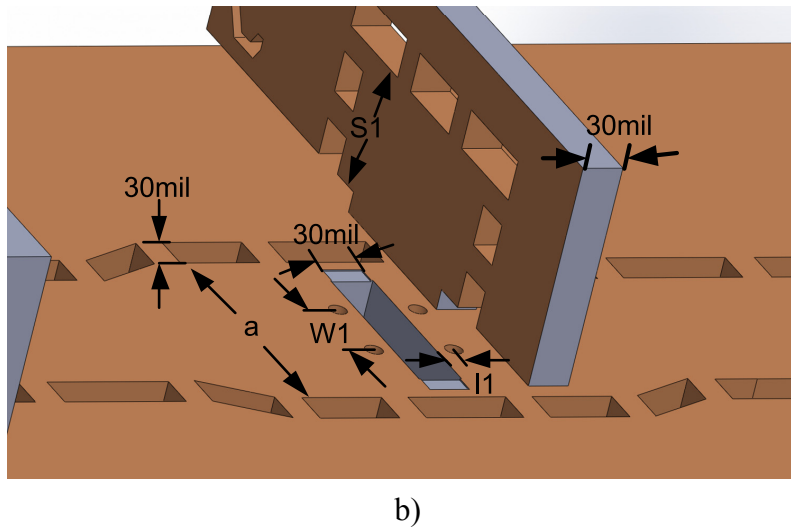


Figure 2-1 : Cavité résonante tridimensionnelle, a) Vue 3-D et b) Géométrie: $W1 = 1.43$ mm, $l1 = 0.38$ mm, $a = 4.77$ mm et $S1 = 2.31$ mm.

La conception de la cavité résonante SIW transversale se fait par l'utilisation des équations conventionnelles en effectuant l'analogie avec son homologue en guide d'onde rectangulaire. La fréquence de résonance du mode TE_{m0q} peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$f_{r(TE_{m0q})} = \frac{c_0}{2 \cdot \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{(m/W)^2 + (q/L)^2}, \quad (2-1)$$

W et L représentent respectivement la largeur et la longueur de la cavité, m et q sont les indices du mode, μ_r et ϵ_r correspondent à la perméabilité et la permittivité du substrat, et c_0 est la vitesse de la lumière dans l'air.

Deux configurations sont possibles pour la cavité : asymétrique avec un seul stub inséré d'un seul côté, ou symétrique avec deux stubs. Pour des fins de démonstration, une configuration symétrique est considérée dans ce travail. La cavité est réalisée en utilisant deux stubs terminés par des courts-circuits et disposés d'une manière symétrique par rapport au PCB. Cette procédure est inspirée du montage d'un LEGO (en latin, LEGO signifie j'assemble). Cette cavité fonctionne dans son mode TE_{201} . Une vue 3D est représentée sur la figure 2-1. Pour contrôler le facteur de couplage et le niveau d'adaptation, quatre cylindres conducteurs sont insérés dans le PCB principal, deux de chaque côté de la cavité transversale.

Les distributions des champs électriques et magnétiques, simulées avec HFSS du mode TE_{201} , sont respectivement représentées sur la figure 2-2. a)

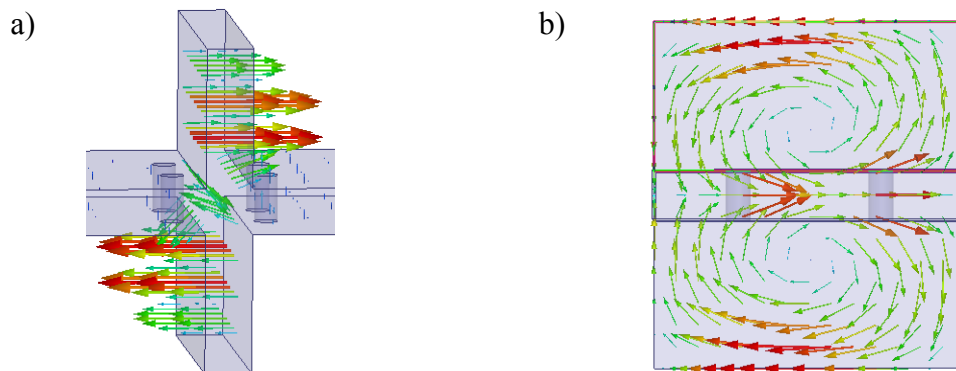


Figure 2-2 : Champs simulés à la fréquence de 34 GHz de la cavité résonnante a) le champ électrique E et b) champ magnétique H (mode TE_{201}).

2.1.1.1 Simulations et mesures du résonateur SIW

En utilisant la procédure de conception décrite précédemment, un résonateur avec une fréquence de résonance de 34 GHz fut conçu et fabriqué sur un substrat Duroid RT-6002 de la compagnie Rogers (constante diélectrique de 2.94 et d'épaisseur 0.762 mm). La fréquence de résonance est choisie au début de la bande passante du filtre qui sera présenté dans la section qui suit. Pour des considérations pratiques et en raison de l'alignement et du soudage manuel, une partie de chaque stub fabriqué, ayant pour hauteur la moitié du substrat, est insérée à l'intérieur du substrat principal. Ceci est représenté sur la figure 2-1 a), les dimensions par contre sont indiquées sur la figure 2-1 b).

Le prototype du résonateur fabriqué est représenté sur la figure 2-3. Les paramètres S ont été mesurés avec un analyseur de réseaux vectoriel (VNA) et les effets des transitions ainsi que les connecteurs ont été supprimés grâce à la calibration TRL. Ces derniers sont illustrés sur la figure 2-1 a). La différence entre les mesures et les simulations peut être due aux erreurs de fabrication et au montage manuel. Le montage se fait en deux étapes : d'abord, on insère le premier stub dans le PCB principal et on le soude ; ensuite, on inverse le circuit et on insère le deuxième puis on le soude. Cette cavité résonnante a une fréquence de résonance centrale $f_0 = 33.95$ GHz, une largeur de bande $\Delta f_{3dB} = 220$ MHz et une perte d'insertion inférieure à $IL = 1.45$ dB.

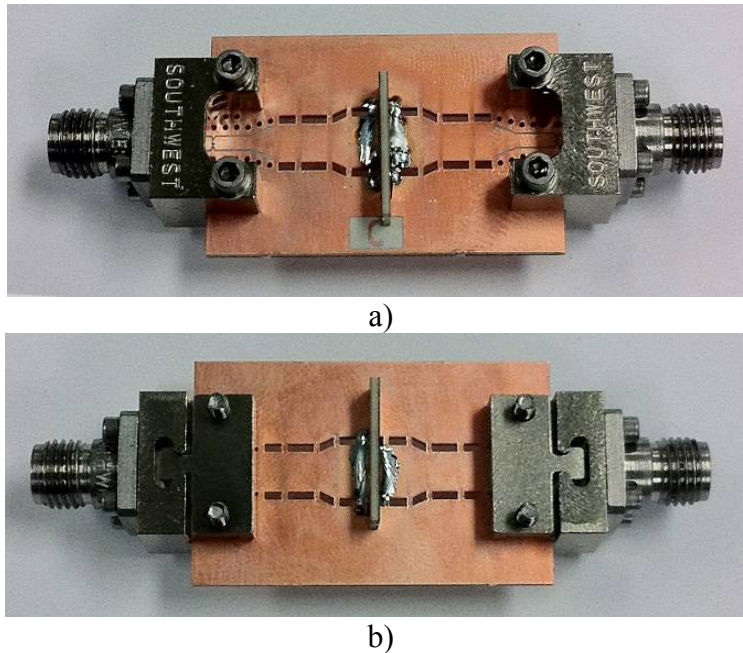


Figure 2-3 : Photographie de la cavité résonnante, a) vue de dessus et b) vue de dessous.

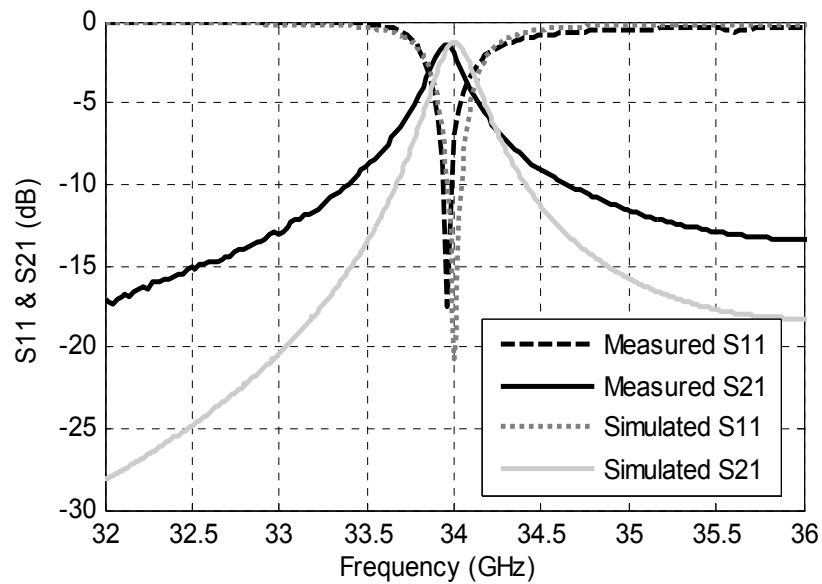


Figure 2-4 : Résultats simulés et mesurés de la cavité à la température 20°C.

Utilisant les mesures, le facteur de qualité (à vide) peut être calculé à partir de l'équation suivante :

$$Q_u = \frac{2f_0}{\Delta f_{3dB} (1 - 10^{\frac{IL}{20}})} = 201. \quad (2-2)$$

2.1.2 Filtre à cylindres inductifs tridimensionnel

Une des applications de la cavité, décrite dans la section précédente, est le développement d'un filtre à stubs similaire à celui fabriqué avec des guides métalliques [25]. Les différentes architectures des filtres existants sont présentées dans la figure 2-5. Ces filtres utilisent des stubs au bout desquels il y a des courts-circuits d'une longueur équivalente à la moitié d'une longueur d'onde à la fréquence centrale. Ils sont placés en ligne et ils sont équidistants d'un quart de longueur d'onde. Le choix de la configuration dépend de la largeur de bande exigée et de la quantité d'énergie qui va transiter. Le filtre le plus utilisé est celui ayant des stubs placés d'un seul côté, formant une cavité fonctionnant dans le mode fondamental TE_{101} correspondant à celui de la figure 2-5 a). Celui de la figure b), par contre avec des stubs d'épaisseurs variables, permet d'avoir une bande passante plus étroite. La troisième configuration représentée sur la figure 2-5 c), possède une configuration symétrique fonctionnant dans le mode TE_{201} et qui permet de transiter plus d'énergie par rapport aux deux autres.

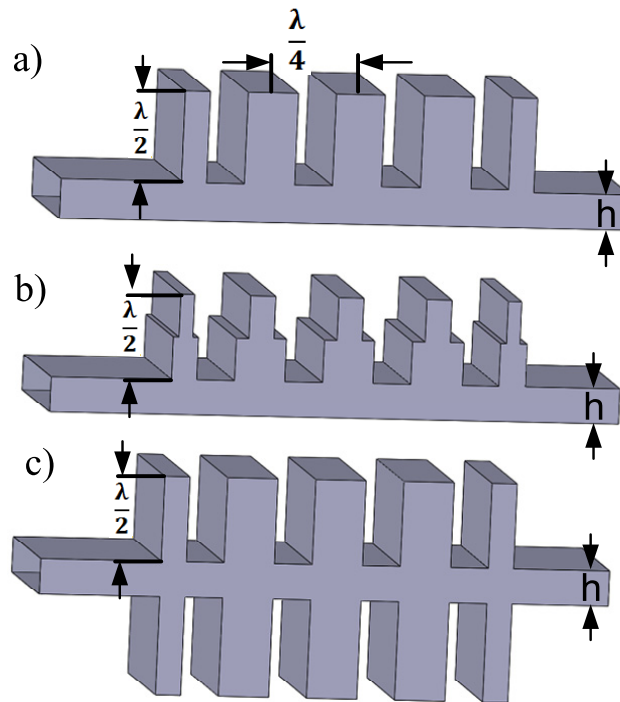


Figure 2-5 : Topologie des filtres avec des stubs, a) avec des stubs asymétriques, b) avec des stubs asymétriques d'épaisseurs différentes et c) avec des stubs symétriques.

Les deux topologies asymétrique et symétrique peuvent être réalisées avec la technologie SIW. La deuxième configuration, celle de la figure 2-5 b), augmenterait le coût de sa fabrication nécessitant un usinage délicat du substrat. Dans notre étude de ce type de filtre, nous avons choisi de procéder à la conception et la réalisation d'un filtre symétrique d'ordre 7. Pour des raisons pratiques, tous les stubs sont fabriqués avec le même substrat et ils ont la même épaisseur.

La conception du filtre est basée sur la cavité SIW tridimensionnelle. Les dimensions initiales des cavités transversales sont déterminées par l'équation (2-1). Un niveau de couplage entre cavités est ensuite fixé afin de garantir le minimum de perte possible à la largeur de bande désirée.

Notre objectif était de réaliser un filtre passe-bande SIW de 1 GHz, de type Tchebychev et d'ordre élevé, possédant des ondulations d'amplitudes inférieures à 0.5 dB dans la bande passante. En utilisant les spécifications définies, les facteurs de qualités externes pour les résonateurs couplés sont calculés à partir de :

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \text{ et } Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}, \quad (2-3)$$

où Q_{e1} et Q_{en} sont les facteurs de qualités externes des résonateurs en entrée et en sortie respectivement, g_i ($i = 0, 1, \dots, n, n+1$) sont les valeurs des éléments du prototype passe-bas et FBW est la largeur de bande désirée du filtre.

Avec les valeurs des facteurs de qualités externes, les dimensions de la cavité à l'aide de (2-1) et (2-2) peuvent être extraites et vérifiées à partir de la simulation de chaque cavité.

Une autre méthodologie de conception peut être utilisée. Elle se base sur le modèle des cylindres inductifs, le modèle de la cavité et le modèle du guide d'onde. Les filtres sont conçus sur la base d'une technique de synthèse qui considère des cylindres inductifs incorporés dans le guide d'onde rectangulaire.

À l'aide du logiciel HFSS, nous avons optimisé la distance entre les cylindres inductifs et nous avons obtenu les paramètres finaux. Pour optimiser le temps de simulation, la symétrie est prise en compte, d'où seulement la moitié de la géométrie est simulée. La distribution du champ électrique le long de la structure est donnée à la figure 2-6.

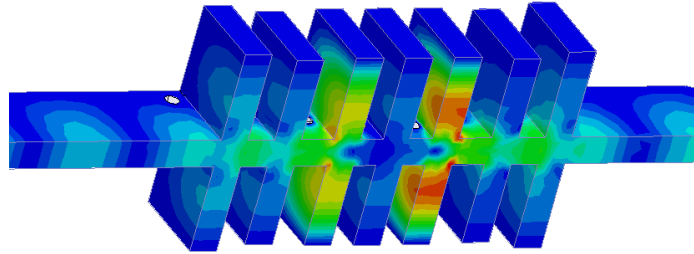


Figure 2-6 : Champs électriques simulés à la fréquence 34.5 GHz.

La géométrie du filtre final est représentée dans la figure 2-7. Ses paramètres sont indiqués dans le tableau 2-1. La procédure du montage des stubs est similaire à celle de la cavité résonnante.

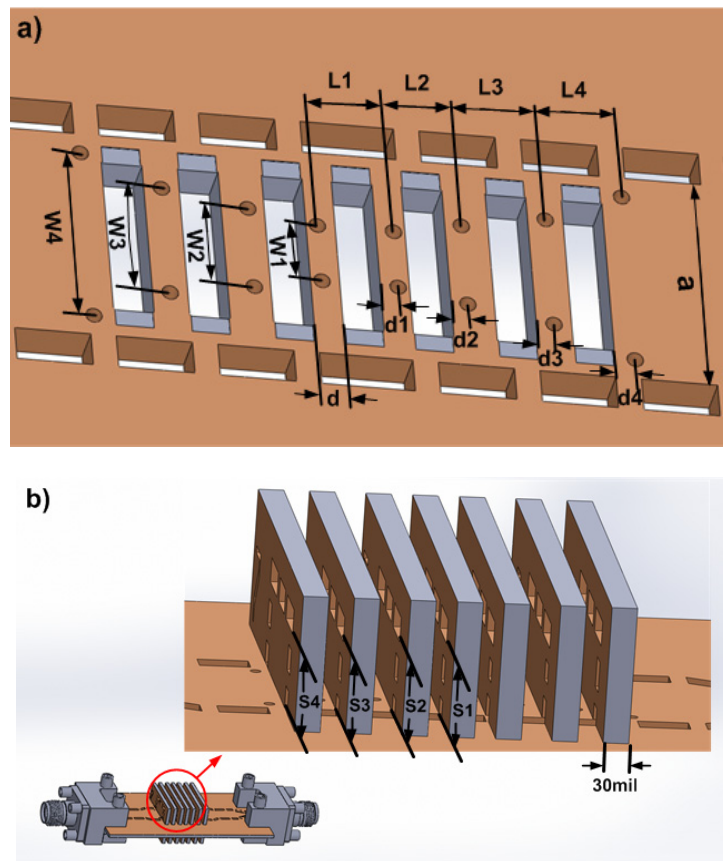


Figure 2-7 : Géométrie du filtre tridimensionnel a) PCB principal et b) stubs en position finale.

Tableau 2-1 : Valeurs des paramètres du filtre passe-bande.

i	W_i (mm)	l_i (mm)	d_i (mm)	S_i (mm)
1	1.33	1.52	0.3814	2.26
2	1.87	1.37	0.35	2.26
3	2.5	1.7	0.3816	2.20
4	3.9	1.57	0.43	2.38

2.1.2.1 Simulations et mesures du filtre

Le filtre se compose de plusieurs pièces qui sont fabriquées séparément : un PCB principal et plusieurs stubs, comme le montre la figure 2-8 a) et b). Chaque paire de stubs, insérée des deux côtés du PCB principal, forment une cavité. Le procédé de fabrication des circuits imprimés du centre de recherche Poly-GRAMES offre une haute précision grâce au micro-usinage laser. Les perforations dans le substrat pour faire les lignes SIW sont métallisées au cuivre au moyen d'un processus de métallisation sous vide. L'épaisseur de cette couche est ensuite augmentée à l'aide d'un procédé de placage rapide. Les formes rectangulaires percées au milieu du PCB principal ne sont pas métallisées et le cuivre relatif à la partie du substrat des stubs insérés dans le PCB principal est retiré. Les vues de dessus et de dessous du filtre assemblé final sont indiquées sur la figure c) et d).

Une transition entre la ligne SIW et la ligne 50Ω GCPW est utilisée. L'effet de cette transition est enlevé dans les mesures grâce à la calibration TRL. Les résultats des mesures et de simulation sont représentés sur la figure 2-9. La différence entre les simulations et les mesures est principalement due aux erreurs lors du montage manuel des stubs sur le PCB principal. Ce filtre a une fréquence centrale $f_0 = 34.5$ GHz, une bande passante de 1 GHz et des pertes d'insertion entre 1.3 dB et 2.9 dB sur la bande d'intérêt.

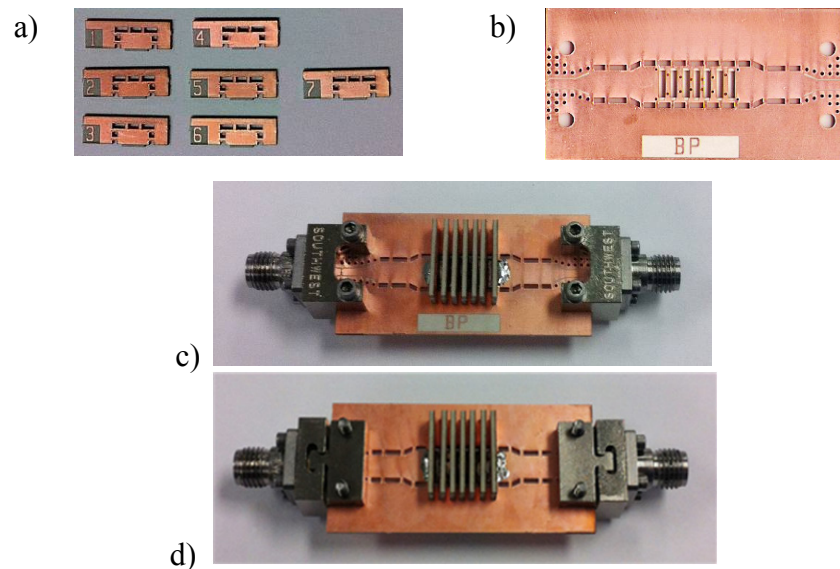


Figure 2-8 : Filtre passe-bande fabriqué a) stubs terminés par des courts-circuits montés en surface, b) Vue de dessus du PCB principal avant assemblage, c) vue de dessus du filtre assemblé, d) Vue de dessous du filtre assemblé.

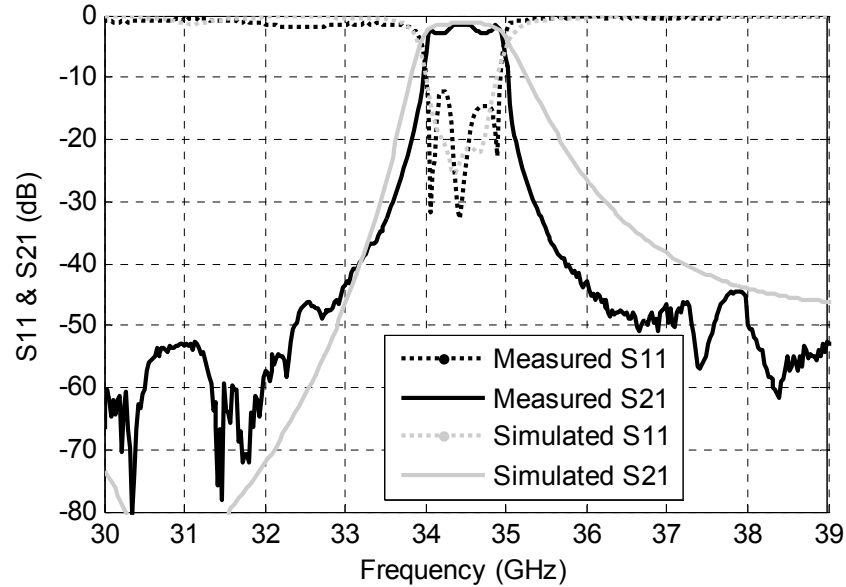


Figure 2-9 : Résultats simulés et mesurés du filtre tridimensionnel.

2.1.2.2 Comparaison avec le filtre à cylindres inductifs planaire

Pour comparer les dimensions et les performances, le filtre à cylindres inductifs est conçu en utilisant le même substrat en changeant seulement la disposition planaire des cavités. Les géométries des deux filtres sont comparées à la figure 2-10. Le tableau 2-2 donne une comparaison des performances. Le filtre proposé présente une perte plus élevée que celle du filtre planaire. Par contre, il permet de réduire l’empreinte d’un facteur de 1.7. Le filtre proposé exploite efficacement la troisième dimension non utilisée dans la conception des filtres actuels à cylindres inductifs.

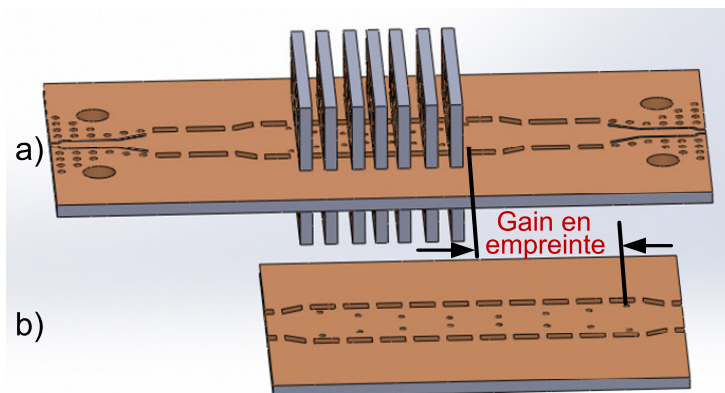


Figure 2-10 : Comparaison de la géométrie entre a) filtre tridimensionnel proposé et b) filtre à cylindres inductifs planaire équivalent.

Tableau 2-2 : Comparaison entre le filtre planaire et le filtre tridimensionnel proposé.

Caractéristiques	Filtre SIW proposé	Filtre SIW planaire
Ordre	7 th	7 th
Empreinte	11.2 x 6.3 mm ²	19.11 x 6.3 mm ²
Fréquence centrale	34.5 GHz	34.5 GHz
Largeur de bande	1 GHz	1 GHz
Coefficient de transmission	2.9 dB	1.8 dB
Coefficient de réflexion	12 dB	16 dB

2.1.2.3 Effets des variations de la température et du mauvais alignement

Dans la perspective de la mise en œuvre pratique du filtre développé dans des systèmes, nous avons effectué plusieurs tests. Dans la suite, nous allons détailler les effets des variations de la température et du défaut d'alignement des blocs sur les performances de la cavité et du filtre.

- Effets des variations de la température

Pour évaluer les performances de ces structures montées de la manière d'un LEGO, les paramètres S de la cavité fabriquée ont été mesurés suivant la configuration de mesure décrite dans [24]. Les mesures sont effectuées dans une enceinte à température contrôlée (Test Equity 105) pour une plage de température allant de -30°C jusqu'à +60°C. La température dans la chambre est mesurée à l'aide de deux capteurs thermiques placés à proximité des stubs. Le dispositif est laissé au moins 30 minutes à chaque valeur de température fixée avant d'effectuer les mesures. Les coefficients de réflexion mesurés à différentes températures sont montrés dans la figure 2-11. Comme prévu, la fréquence diminue à 33.96 GHz pour la température de -30°C et à 33.91 GHz pour la température de +60°C, correspondant à un décalage en fréquence de 0.15% sur la plage de température de 90°. Théoriquement [24], on trouve un coefficient de température égal à 22 ppm/°C comparativement à une mesure de 17 ppm/°C pour la cavité fabriquée. Une amélioration d'un facteur de près de 2 dans la stabilité en température est réalisée en utilisant le mode TE₂₀₁ à la place du mode TE₁₀₁.

Le tableau 2-3 montre la variation du facteur de qualité obtenue par les mesures en fonction de la variation de la température. Le facteur de qualité est supérieur à 150 sur toute la plage des

températures. Comparativement à [24], le facteur de qualité Q_u atteint par la cavité proposée est plus stable dans la même plage de température.

Tableau 2-3: Facteur de qualité sans charge (Q_U) mesuré en fonction de la variation de la température environnante.

Température (°C)	-30	0	30	60
Unloaded Q factor	226	213	188	167

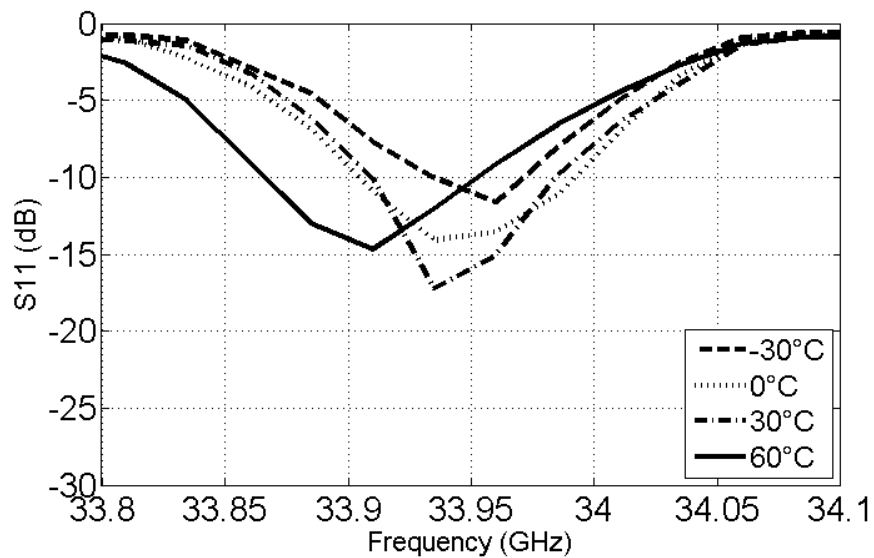


Figure 2-11 : Coefficient de réflexion de la cavité mesuré selon la température environnante.

Pour le filtre SIW à stubs, la variation de la fréquence centrale se situe entre 34.46 GHz et 34.51 GHz, ce qui représente une variation en fréquence de 0.13%. Cette valeur est équivalente à la variation en fréquence d'une seule cavité.

- Effet d'un défaut d'alignement des blocs

Un espace d'air peut apparaître entre les stubs et le PCB principal à la fin de l'assemblage. Ceci est dû principalement au mauvais alignement pendant l'assemblage manuel ou aux erreurs de coupe lors du procédé de fabrication. Pour évaluer les tolérances d'alignements, des simulations HFSS ont été réalisées. Les figures 2-12, 2-13 et 2-14 représentent les effets du décalage d'un des stubs sur l'adaptation. On remarque qu'un décalage dans la direction des x a peu d'effet sur les propriétés du filtre. Toutefois, un défaut d'alignement dans la direction des y ou z a un effet beaucoup plus important. Cette détérioration des performances a été bien visible lors de

l'assemblage des premiers prototypes. Pour résoudre le problème du défaut d'alignement selon la direction des z , une certaine pression est appliquée verticalement sur les stubs lors de la soudure. Pour éviter le défaut d'alignement selon la direction des y , les stubs sont partiellement insérés dans le substrat principal comme expliqué dans la section 2.1.2.

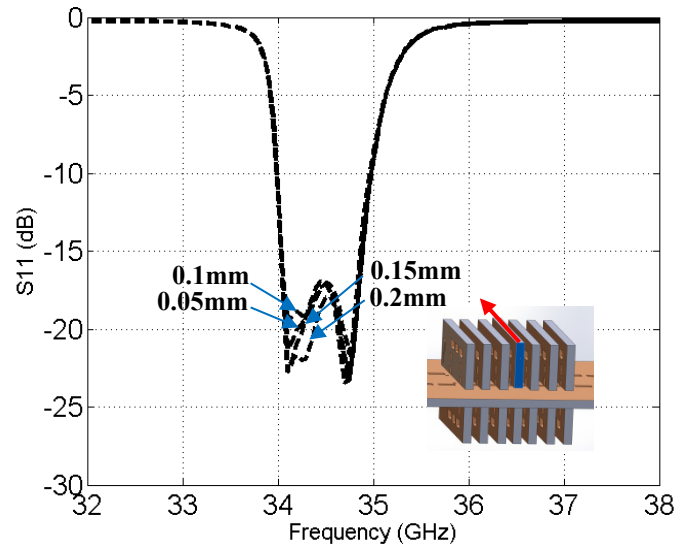


Figure 2-12 : Coefficient de réflexion simulé dans le cas d'un mauvais alignement dans la direction des x .

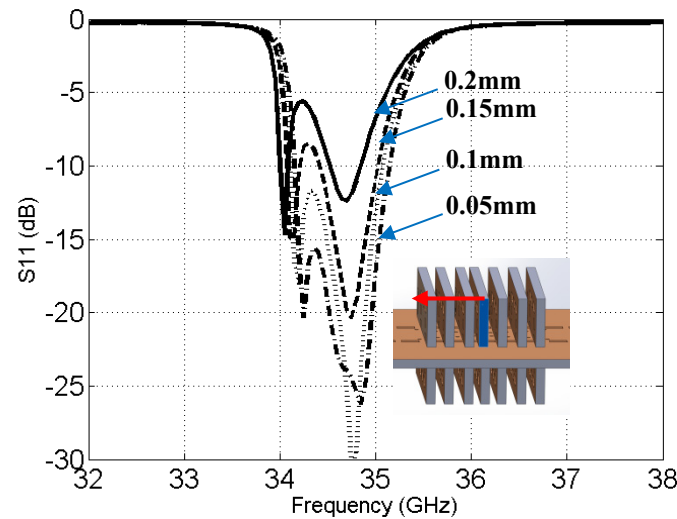


Figure 2-13 : Coefficient de réflexion simulé dans le cas d'un mauvais alignement dans la direction des y .

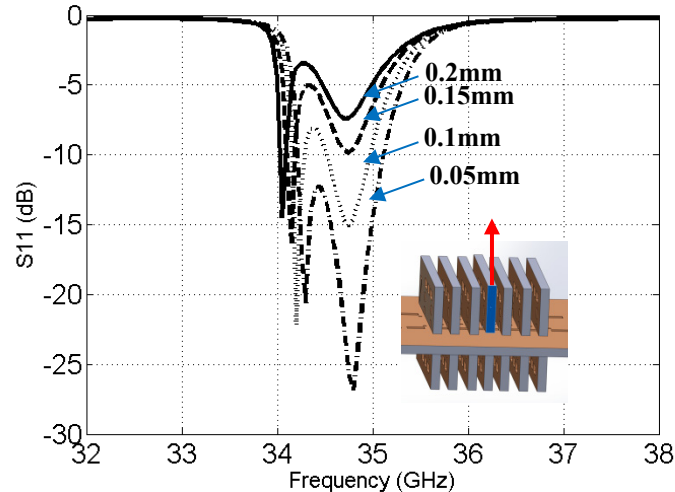


Figure 2-14 : Coefficient de réflexion simulé dans le cas d'un mauvais alignement dans la direction des z.

Le filtre proposé, dont l'assemblage se fait de la manière LEGO et fonctionnant dans la bande Ka, présente des exigences lors de la fabrication et de l'assemblage. À des fréquences supérieures, l'assemblage manuel devient impossible à cause de l'espacement entre les stubs. Plus précisément, la soudure permettant d'enlever les pertes par radiation dans les coins devient non réalisable. À des fréquences inférieures, la variation aura moins d'effets grâce à une longueur d'onde plus faible.

2.1.3 Conclusion

En conclusion, la cavité et le filtre proposés offrent l'avantage d'avoir des tailles réduites dans certaines directions. Les simulations et mesures effectuées montrent des performances très prometteuses. La superficie totale du filtre d'ordre 7 proposé est seulement de $11.2 \times 6.3 \text{ mm}^2$. Ce filtre est conçu à la fréquence centrale de 34.5 GHz avec une largeur de bande de 1 GHz. L'arrangement spatial est un domaine plein d'avenir dans le développement des futurs systèmes sans fil de taille réduite. Pour les radiomètres, les préférences sont toujours portées sur les guides d'ondes métalliques, d'où l'introduction de la technologie SIW. Cette dernière permettrait de réduire le poids de la structure tout en rajoutant plus de flexibilité.

2.2 Coupleurs tridimensionnels en technologie SIW

Les coupleurs directionnels sont largement utilisés comme composants passifs permettant de diviser un signal ou de combiner deux signaux dans plusieurs systèmes micro-ondes. Depuis son apparition, le développement du coupleur a trouvé un intérêt constant et soutenu, notamment en raison de l'introduction de nouvelles technologies permettant le développement de nouvelles applications avec certaines exigences.

La technologie de guide d'ondes métallique a été parmi les premières étudiées par les chercheurs travaillant sur ce type de composants. Sur la base de cette technologie, la majorité des coupleurs utilisés, incluant les coupleurs de type Bethe-hole, Multihole, Schwinger et divers autres types utilisant des sondes coaxiales, ont été inventés et caractérisés par le laboratoire « Radiation Laboratory » de l'université MIT dans les années 1940 [26]. Puis, au début des années 1950, les technologies des lignes en bandes et micro-ruban ont été introduites. Ces technologies présentent plusieurs avantages par rapport aux guides d'ondes métalliques: taille plus réduite, coût de fabrication plus faible et meilleure intégrabilité avec les composants actifs. L'introduction de ces nouvelles technologies a conduit à la réinvention de la plupart des coupleurs directionnels et le développement de nouveaux types de structures, y compris les coupleurs branch-line [27] et les coupleurs directifs à lignes couplées [28].

Dans les années 2000, un nouveau type de ligne de transmission appelé guide d'ondes intégré au substrat (SIW) a été proposé [12]. La ligne SIW présente un bon compromis entre les deux technologies des lignes de transmissions introduites précédemment. Elle synthétise un guide d'onde en une forme plane et profite du coût de fabrication faible des PCB. SIW commence à s'imposer comme la meilleure technologie pour la conception des circuits passifs [29]. Elle est d'un intérêt notable pour les ondes millimétriques puisqu'elle présente des faibles pertes et peut transiter des puissances élevées. L'introduction de la ligne SIW a déclenché la réinvention d'une multitude de dispositifs [30], y compris ceux planaires [14] ou multicouches [31]. Des coupleurs ont été développés en technologie SIW pour les systèmes millimétriques. Ce n'est que récemment que les composants passifs SIW sous forme tridimensionnelle sont apparus, ouvrant une nouvelle voie vers le développement de systèmes plus compacts. Dans cette section, nous allons présenter les travaux de recherche ayant conduit au développement des premiers coupleurs 3-D en technologie SIW. Les coupleurs introduits sont composés de deux PCB assemblés de telle

manière que la surface commune des deux blocs représente une partie du haut du PCB horizontal et le côté étroit non métallisé du deuxième PCB (figure 2-17). Cette disposition a pour but de fournir un couplage entre deux blocs perpendiculaires. Dans les sections qui suivent, plusieurs structures fonctionnant dans la bande Ka sont proposées. L'implémentation SIW 3-D du coupleur Schwinger et du coupleur à fentes est étudiée dans la première partie. Ces coupleurs présentent des valeurs de couplage faibles et un couplage dans le sens direct ou inverse. Dans la deuxième partie, une version 3-D du coupleur de type Riblet en technologie SIW est proposée. Ce dernier permet d'obtenir des valeurs de couplage élevées. Pour chaque coupleur directionnel, les considérations de conception sont présentées. Un simulateur électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis (HFSS d'ANSYS) est utilisé pour optimiser les structures proposées. À des fins de démonstration, des prototypes sont conçus à la bande Ka et fabriqués en utilisant le substrat RT/Duroid 6002 de la compagnie Rogers ayant une permittivité de 2.94 et une épaisseur de 0.762 mm.

2.2.1 Coupleurs 3-D SIW pour couplage faible

Cette section se concentre sur la conception de coupleurs directionnels pour le couplage faible. Ces coupleurs sont utilisés pour fournir par exemple des points de test. Ces éléments sont utiles pour le contrôle de puissance au niveau des étages du système, de la mesure d'impédance ou de l'adaptation.

2.2.1.1 Coupleur Schwinger

Le coupleur Schwinger a été inventé en 1946 et il est basé sur la technologie de guide d'ondes conventionnel [32]. Son principe est illustré à la figure 2-15, le long des côtés latéraux étroits des lignes SIW, pour le mode dominant TE_{10} . Les champs électriques sont nuls alors que les champs magnétiques sont confinés. Par conséquent, la disposition verticale de la ligne implique un couplage magnétique entre les deux sections (le couplage électrique n'est pas possible). La ligne SIW principale (celle horizontale sur la figure 2-15) présente deux fentes pour le couplage et elles sont placées sur les côtés opposés du milieu de la ligne SIW. Comme il peut être observé sur la figure 2-16, ces deux fentes couplent le dipôle magnétique avec une différence de phase de 180° et l'annulation est obtenue au niveau du port isolé. Ainsi, l'isolation ne dépend

pas de la fréquence, car les longueurs des chemins des deux fentes sont les mêmes au port isolé. Au port couplé, le signal est déphasé de 180° . Ceci est obtenu en espaçant les deux fentes d'une distance d proportionnelle à un quart de la longueur d'onde guidée ($\frac{\lambda_g}{4}$) suivant la relation qui suit :

$$d = (2n + 1) \frac{\lambda_g}{4}, \quad (2-4)$$

où n est un nombre entier positif. Comme le port couplé est en fonction de la distance, donc le couplage est dépendant de la fréquence.

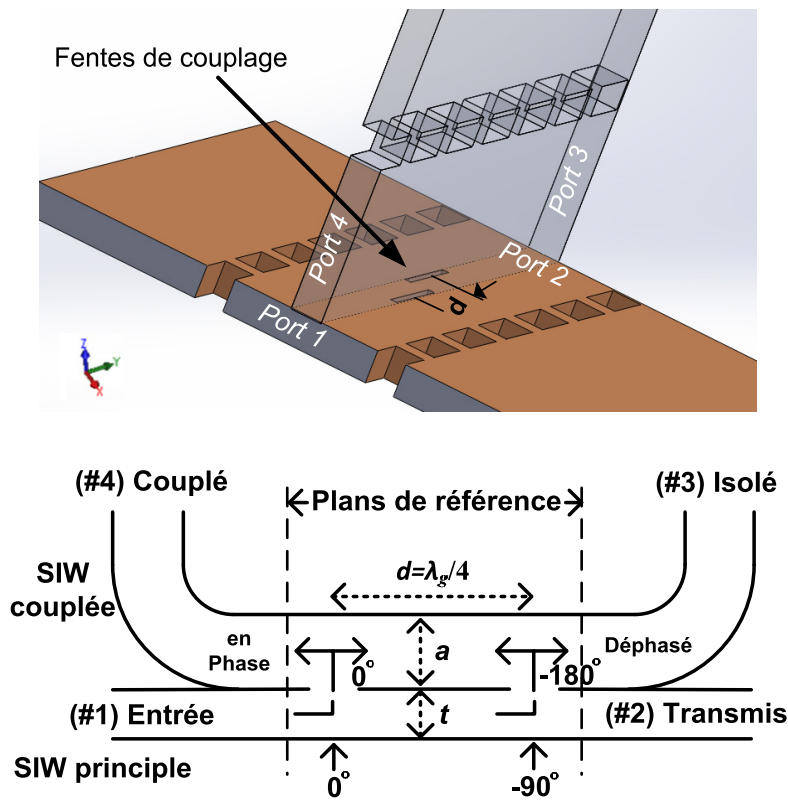


Figure 2-15 : Principe de fonctionnement du coupleur Schwinger.

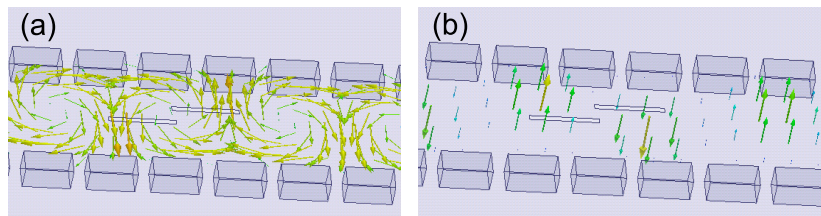


Figure 2-16 : Distribution du champ simulé (a) champ magnétique et (b) champ électrique suivant la direction de propagation à la fréquence de 35 GHz.

L'implémentation 3-D en technologie SIW proposée du coupleur Schwinger est illustrée sur la figure 2-17. Les transitions de la ligne coplanaire à la ligne SIW sont utilisées afin de connecter les connecteurs K de la compagnie « South- West Microwave » et pouvoir effectuer les mesures. Afin de laisser l'espace nécessaire pour les connecteurs, des coudes de 90° sont utilisés. Les deux blocs sont fabriqués avec le même substrat, tout en gardant la même épaisseur et la même largeur a des lignes SIW dans le but d'avoir le même comportement fréquentiel des lignes (fréquence de coupure,...).

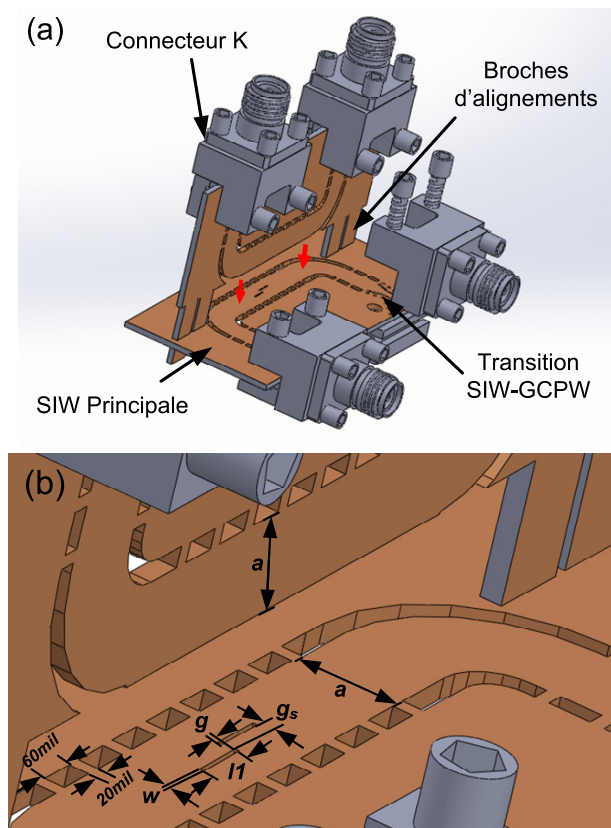


Figure 2-17 : Géométrie du coupleur Schwinger en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions: $a = 3.57$ mm, $l_1 = 2.13$ mm, $w = 0.15$ mm, $g = 0.1$ mm et $g_s = 0.4$ mm.

Ce coupleur découple k^2 de la puissance incidente et $1-k^2$ se propage à travers la ligne principale. Le facteur de couplage k peut être augmenté de trois manières. La première, un k élevé est obtenu en éloignant les deux fentes du milieu de la ligne SIW principale. La deuxième, en augmentant la largeur des fentes. Cependant ces deux possibilités se limitent par l'épaisseur de la ligne SIW verticale. La troisième, des paires de fentes peuvent être ajoutées le long de la structure pour augmenter le couplage.

Lors de la conception, des contraintes doivent être prises en considération. La première limitation est due au procédé de fabrication du PCB qui délimite la petite largeur de la fente w (dans le centre de recherche Poly-GRAMES, w doit être supérieur à $150 \mu\text{m}$). La seconde est une limite géométrique due à l'épaisseur t du substrat qui limite les largeurs des fentes de couplage. Donc la relation suivante doit être satisfaite.

$$2w + g_s < t. \quad (2-5)$$

- Simulations et mesures du coupleur Schwinger

Pour des fins de démonstration, un coupleur large bande est conçu pour obtenir un couplage de 20 dB dans la bande Ka. Comme nous l'avons expliqué dans la section précédente, la valeur du couplage du coupleur Schwinger est sensible à la fréquence en raison de l'écartement $\frac{\lambda_g}{4}$ des fentes. Néanmoins, une plus grande largeur de bande de couplage peut être obtenue par réglage de la longueur l_f de la fente, la distance d et l'écart entre les fentes g . Les paramètres optimisés permettent d'avoir un couplage de faible variation sur une plus grande largeur de bande. Ces paramètres peuvent être optimisés par simulations en utilisant par exemple le simulateur HFSS.

Le prototype fabriqué est montré dans la figure 2-18 b). Ses dimensions optimisées sont données dans la figure 2-17. La distribution du champ électrique E simulée obtenue avec HFSS à la fréquence de 35 GHz est représentée dans la figure 2-18 a) où les performances au niveau du couplage, de l'isolation et de la phase du coupleur peuvent être observées. Au niveau de la ligne couplée, le signal qui a une plus forte amplitude se propage dans la direction opposée comparativement à la ligne principale.

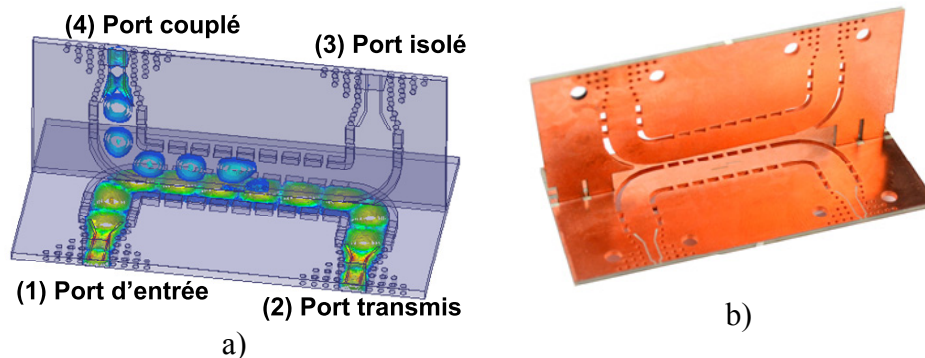


Figure 2-18 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du coupleur Schwinger 20 dB fabriqué.

Ce prototype a été fabriqué dans le centre de recherche Poly-GRAMES. Le processus de fabrication comporte plusieurs étapes. Au début, les fentes et les parties du substrat qu'on doit enlever pour former les lignes SIW sont coupées avec une machine de découpe laser de haute précision. Ensuite, les cylindres et les formes pour faire les coudes et les lignes SIW sont métallisés au moyen d'un processus de métallisation sous vide. Une couche très mince de cuivre est placée. L'épaisseur de cette couche est ensuite augmentée à l'aide d'un procédé de placage assez rapide. Après la métallisation, les couches de cuivre supérieures et inférieures sont gravées chimiquement pour réaliser les traces désirées. Enfin, une coupe laser finale est effectuée pour obtenir la forme finale. Entre chaque étape, un alignement précis est requis. La machine de découpe au laser permet d'obtenir une grande précision de 25 μm . Un diamètre du laser de 50 μm est pris en compte dans la simulation et dans la préparation des fichiers de fabrication.

Le prototype représenté sur la figure 2-17 se compose de deux PCB. La surface de contact entre les deux n'est pas métallisée et elle a été coupée lors de la dernière étape du procédé de fabrication. Les blocs sont assemblés comme un LEGO, le PCB vertical est manuellement inséré dans la partie horizontale et l'alignement se fait grâce à quatre pattes faisant partie du substrat vertical. Ensuite, les deux blocs sont soudés ensemble tout en appliquant une force suffisante pour éviter de laisser de l'air. Le prototype fabriqué a été mesuré avec un analyseur de réseaux vectoriel (VNA) et les effets des transitions, des connecteurs et des coudes ont été enlevés grâce à la calibration TRL (Thru Reflect Line). Les mesures sont effectuées d'une manière séquentielle, où à chaque fois on mesure 2 ports et on connecte les deux autres ports avec des charges adaptées de 50 Ω . Les figures 2-19 et 2-20 montrent les paramètres S simulés et mesurés. Il y a une très bonne concordance entre les résultats théoriques et les simulations HFSS dans la bande d'intérêt (28-38 GHz). Le coefficient de réflexion S11 et le coefficient d'isolation S31 sont inférieurs à -30 dB dans la bande de largeur 10 GHz. Le paramètre de transmission est inférieur à 0.74 dB dans la bande de fréquence considérée. La différence de phase entre le port transmis et le port couplé est représentée sur la figure 2-21. Elle oscille entre 175.7° et 182.3°. En conclusion le prototype du coupleur 20 dB réalise d'excellentes performances sur environ 30% de largeur de bande.

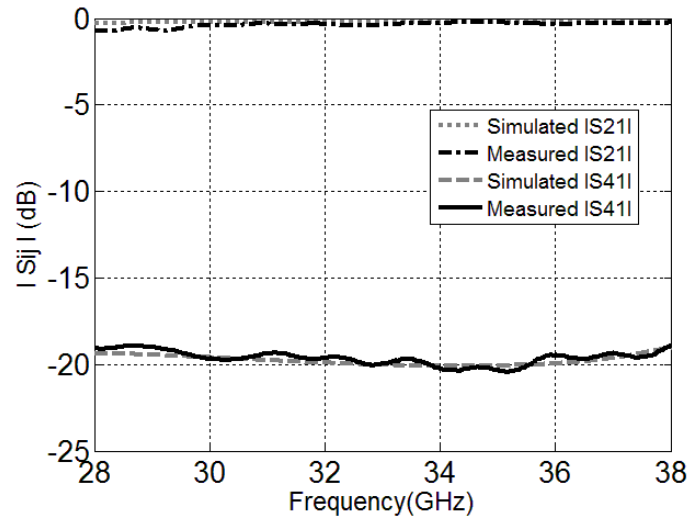


Figure 2-19 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{41} du coupleur Schwinger.

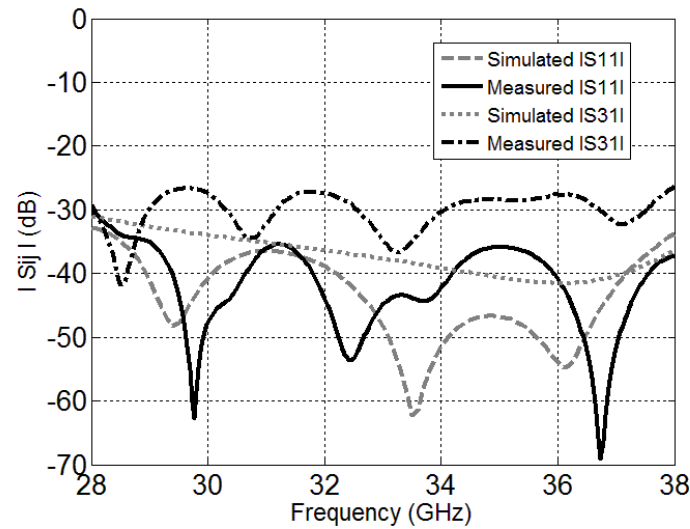


Figure 2-20 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{31} et S_{11} du coupleur Schwinger.

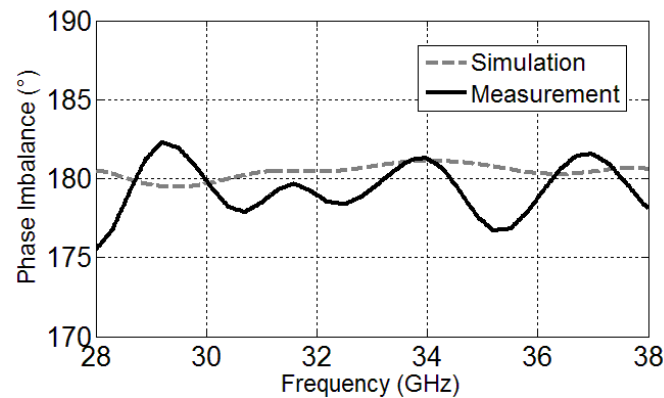


Figure 2-21 : Résultats simulés et mesurés de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

Une autre démonstration d'un coupleur à faible couplage est présentée dans la section qui suit. La

principale différence par rapport au coupleur Schwinger est la position des ports de couplage et d'isolation qui sont inversés.

2.2.1.2 Coupleur à fentes

Le coupleur à fentes proposé en technologie SIW est illustré dans la figure 2-23. Les coupleurs à fentes sont généralement constitués de guides d'onde parallèles partageant une surface commune. La structure proposée diffère de celle trouvée dans la littérature par ce que les deux guides d'ondes sont disposés perpendiculairement. Toutefois, son principe est semblable. Sa structure est comparable au coupleur Schwinger de la figure 2-17 à l'exception de la fente de couplage. Le bloc principal (celui horizontal dans la figure 2-23) comporte trois fentes, de largeur w , situées le long de son axe de propagation, espacées d'une distance d et tournées d'un certain angle α , et qui contrôlent le niveau du couplage k . En augmentant l'angle α des slots, on couple plus d'énergie (le facteur k augmente).

Le coupleur à fentes de base se compose de deux fentes séparées par $d = \lambda_g/4$ [26]. Chaque fente rayonne des ondes de directions opposées dans le guide d'onde supérieur. Dans la direction directe, les deux ondes issues des fentes sont en phases et vont s'additionner indépendamment de la fréquence et de l'espacement des fentes puisqu'ils parcourent la même longueur électrique. Dans la direction inverse, les deux ondes s'annulent, puisque le déphasage est de 180° résultant de l'espacement $\lambda_g/4$ entre les fentes. Pour cette structure, comparativement au coupleur Schwinger, l'isolation dépend de la fréquence alors que le couplage n'en dépend pas. Un comportement directionnel similaire peut être obtenu en utilisant trois fentes séparées par $d = \lambda_g/6$ à la place de deux fentes. Dans le sens direct, les ondes issues des trois fentes s'additionnent en phase puisqu'elles auront parcouru $\lambda_g/3$. L'annulation est obtenue lorsque les ondes ont les mêmes amplitudes (compte tenu de la valeur faible de k) et des différences de phase de 0° , 120° et 240° . La structure proposée est basée sur la configuration à 3 slots.

Pour cette structure, certaines contraintes géométriques doivent être considérées. En plus de la limitation au niveau de la largeur w réalisable en fabrication, la longueur de la fente doit obéir à la relation suivante :

$$l_s < t. \quad (2-6).$$

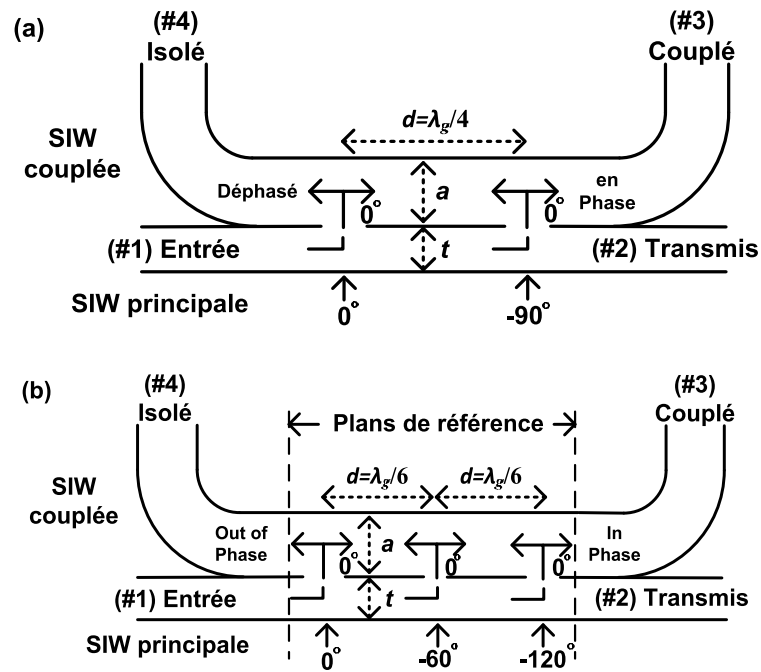
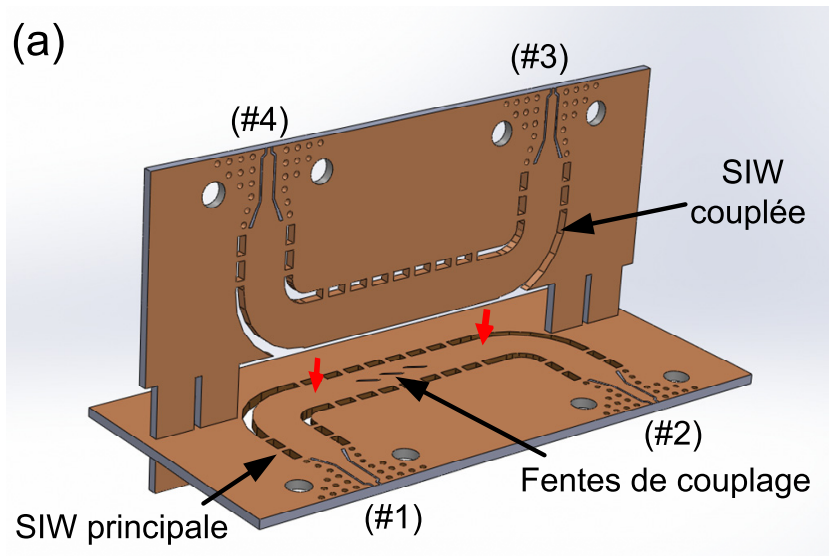


Figure 2-22 : Principe de fonctionnement du coupleur à fentes: a) deux fentes et b) trois fentes.



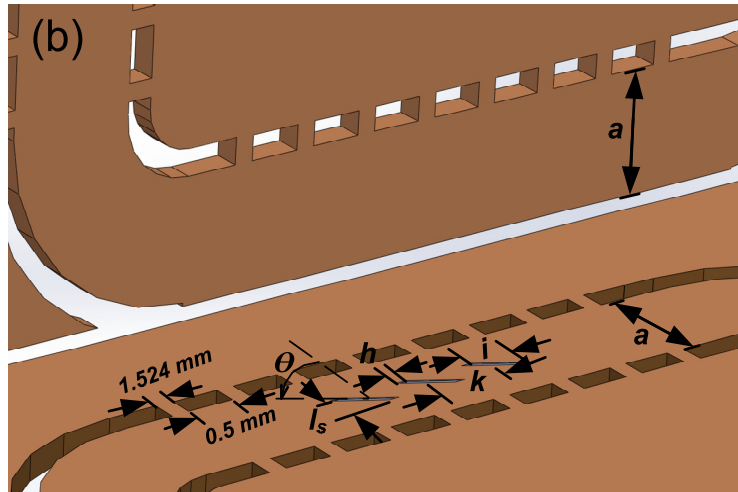


Figure 2-23 : Géométrie du coupleur à fentes en technologie SIW, a) vue 3-D, b) dimensions: $l_s = 0.62$ mm, $h = 0.33$ mm, $k = 2.26$ mm, $i = 1.43$ mm et $a = 3.57$ mm.

- Simulations et mesures du coupleur à fentes

Pour des fins de démonstration, un coupleur à fentes de 20 dB a été conçu pour un fonctionnement large bande dans la bande K. Comme expliqué dans la section précédente, l'isolation de cette structure dépend de la fréquence et par conséquent, on s'attendait que le fonctionnement soit sur une bande étroite. Cependant, une plus grande largeur de bande peut être obtenue par des choix appropriés de la largeur w , la distance d et l'angle α . Ainsi, un niveau relativement élevé d'isolation peut être réalisé sur une large bande passante. Les paramètres optimisés ont été obtenus en utilisant des simulations électromagnétiques. Ils sont présentés sur la figure 2-23. La simulation du champ électrique à la fréquence de 35 GHz se trouve à la figure 2-24 a) où les caractéristiques d'isolement et de phase peuvent être observées. Contrairement au coupleur Schwinger, le port couplé et le port isolé sont intervertis.

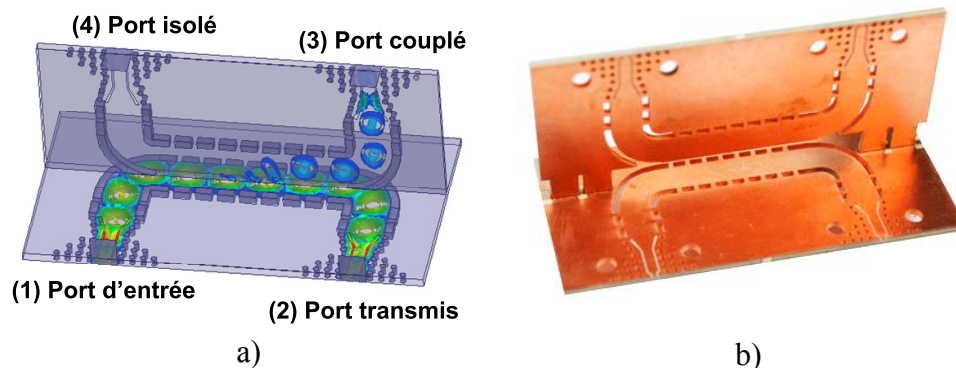


Figure 2-24: a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du coupleur à fentes 20 dB fabriqué.

Le prototype fabriqué est représenté sur la figure 2-24 b). Il a été fabriqué avec le même procédé décrit pour la fabrication du coupleur Schwinger. Il se compose également de deux PCB montés en utilisant le même schéma.

Ce prototype a été mesuré comme décrit dans la section précédente. Les figures 2-25 et 2-26 montrent des paramètres S simulés et mesurés en bon accord. Le couplage à 20 ± 1 dB est réalisé à partir de 31.8 à 38 GHz. La perte d'insertion (S_{21}) est meilleure que 0.57 dB dans la même bande de fréquence. L'adaptation et l'isolation sont meilleurs que -18.4 dB et -26.2 dB à partir de 28 GHz à 38 GHz. Par rapport au coupleur Schwinger, la transmission (S_{31}) est plus plate et moins dépendante de la fréquence.

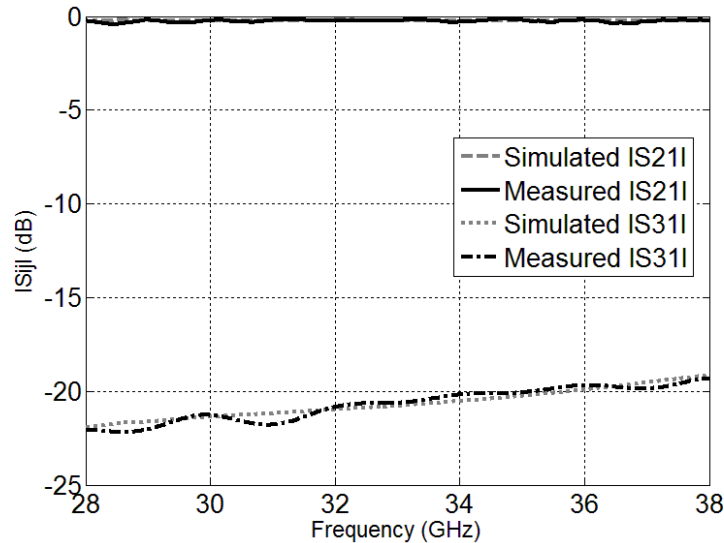


Figure 2-25 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{31} du coupleur à fentes.

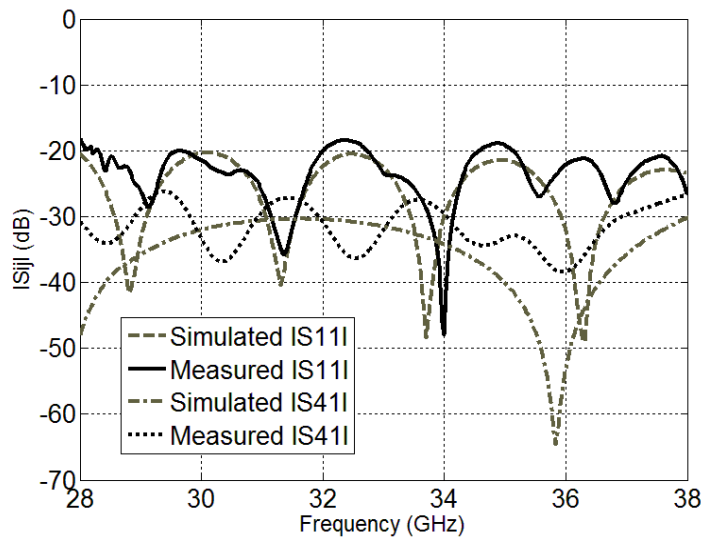


Figure 2-26 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{41} et S_{11} du coupleur à fentes.

La différence de phase obtenue dans la bande 28 GHz à 38 GHz entre le port transmis et le port couplé est de $0^\circ \pm 4.1$. Cette variation de différence de phase est représentée sur la figure 2-27. Le coupleur à fentes réalise d'excellentes performances sur la bande de fréquence 28 GHz à 38 GHz (30% de largeur de bande relative).

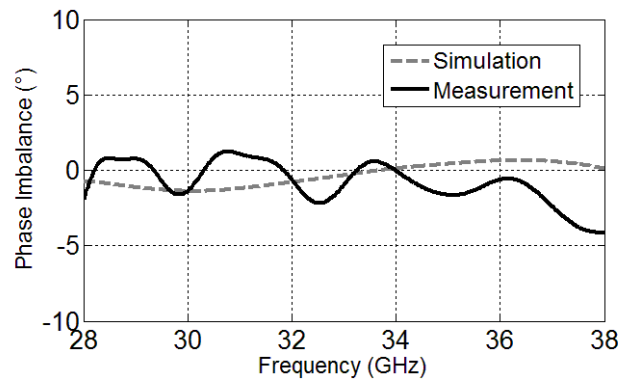


Figure 2-27 : Simulations et mesures de la différence de phase entre le port transmis et le port couplé.

Un avantage intéressant de cette structure est que le couplage peut être contrôlé en variant un seul paramètre qui est α . La figure 2-28 illustre les résultats de simulations obtenus avec le logiciel HFSS. Comme attendu à partir des considérations de conception, en diminuant α le couplage entre le guide d'ondes principal et celui couplé diminue. On peut bien observer sur la figure 2-28 que, pour des couplages très faibles, les courbes sont plus plates sur toute la bande de 28 à 38 GHz. Cette caractéristique de couplage plat est une propriété importante de la structure proposée.

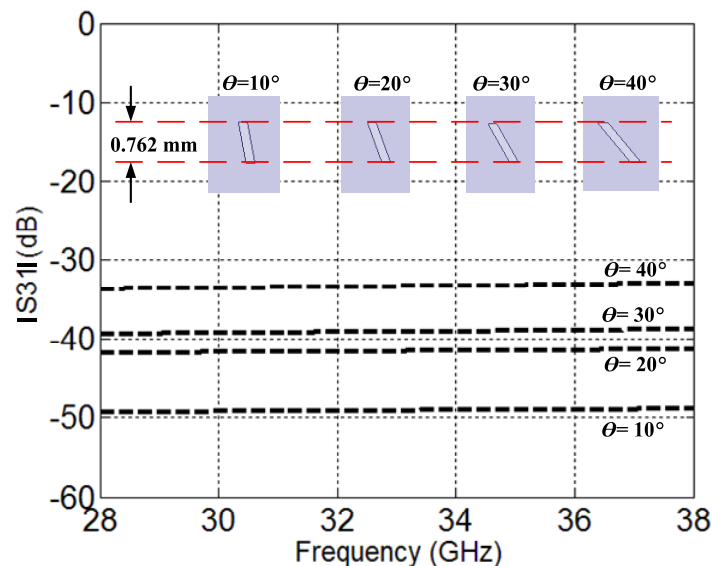


Figure 2-28 : Paramètre S31 simulé avec différents angles d'inclinaison des fentes.

2.2.1.3 Conclusion

Les deux structures large bande conçues et fabriquées pour des couplages faibles atteignent des performances comparables en couplages. Cependant, on peut bien observer que le coupleur Schwinger ($|S_{31}|$ de la figure 2-20) atteint un niveau d'isolation plus élevé que celui à fentes ($|S_{41}|$ de la figure 2-26).

2.2.2 Coupleur 3-D SIW pour couplage élevé

L'utilisation du couplage magnétique avec des fentes situées au milieu de la ligne SIW principale ne permet pas d'avoir du couplage élevé. C'est parce que le maximum du champ magnétique du mode TE_{10} est minimal au milieu et maximal dans les côtés de la ligne. Pour atteindre des valeurs plus élevées de couplage, il est nécessaire de concevoir un autre type de structure. Pour cela, nous avons cherché comment rendre le coupleur de type Riblet planaire tridimensionnelle. Dans ce qui suit, nous allons présenter deux coupleurs tridimensionnels 0 dB et 3 dB.

2.2.2.1 Coupleur 3 dB SIW de type Riblet tridimensionnel

Le coupleur SIW de type Riblet peut être réalisé par la juxtaposition de deux lignes SIW dont le couplage est assuré par une fente courte située dans la partie commune de deux de leurs petites faces accolées. Le couplage est ajusté en contrôlant les dimensions de la région de la fente pour générer le motif d'interférence pour la propagation des modes TE_{10} et TE_{20} . La structure qu'on propose diffère de celle classique par le fait que les deux guides d'ondes sont disposés perpendiculairement. Pour avoir cette configuration, il fallait trouver le moyen de faire. Ainsi nous avons proposé et introduit la ligne SIW pliée qui a permis de rendre la région commune tridimensionnelle. Le coupleur est constitué par l'assemblage de deux PCB où chacun contient une ligne SIW. Une partie du PCB vertical est insérée dans le PCB horizontal permettant l'alignement. Une vue 3D est présentée à la figure 2-29. Dans la suite, nous introduisons d'abord la ligne SIW pliée et ensuite nous passons à son application pour faire un coupleur 3 dB et 0 dB.

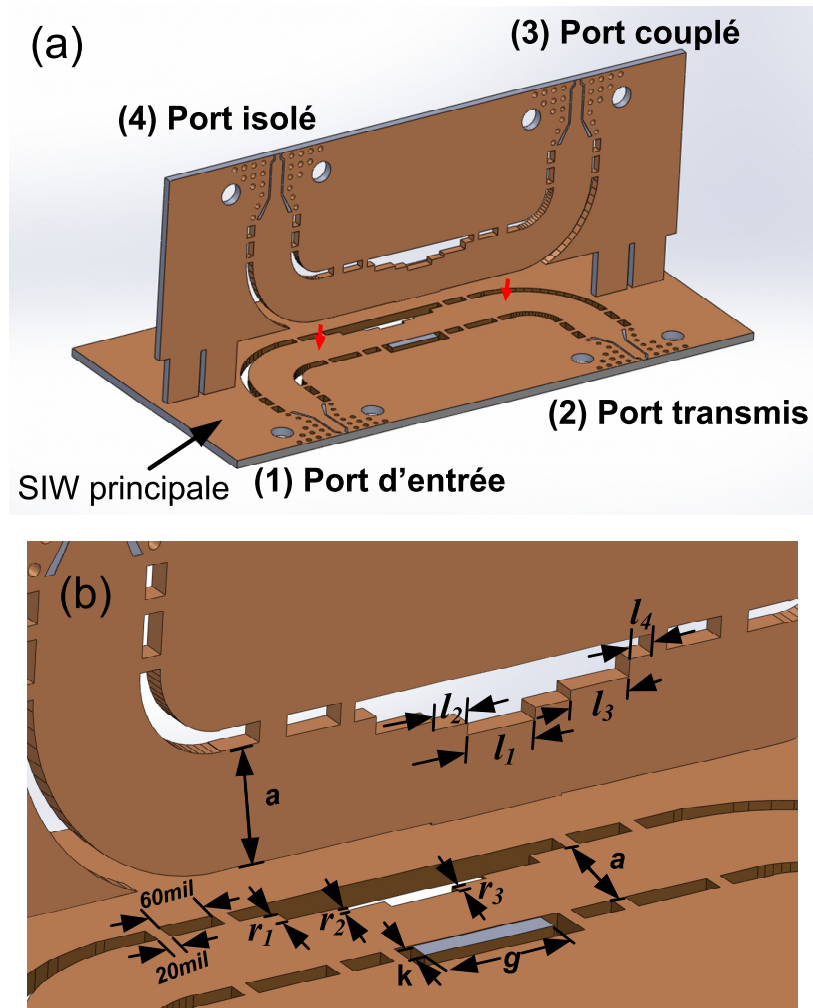


Figure 2-29 : Géométrie du coupleur 3 dB Riblet en technologie SIW, a) vue 3-D et b) dimensions: $a = 4$ mm, $r_1 = 0.6$ mm, $r_3 = 0.27$ mm, $r_2 = 0.4$ mm, $k = 0.76$ mm, $g = 4.86$ mm, $l_1 = 2.54$ mm, $l_2 = 1.3$ mm et $l_3 = 2.18$ mm.

- Lignes SIW planaire et pliée

Afin de rendre le coupleur de type Riblet planaire tridimensionnel, l'idée imaginée consiste à plier celui planaire suivant la fente courte située dans la partie commune. Ceci est équivalent à plier la partie commune constituée par les deux lignes juxtaposées. Pour ce faire, nous avons commencé par plier la ligne SIW et l'étudier. La figure 2-30 illustre une vue en coupe transversale de la ligne SIW planaire et celle pliée avec les lignes de champs magnétiques et électriques du mode fondamental.

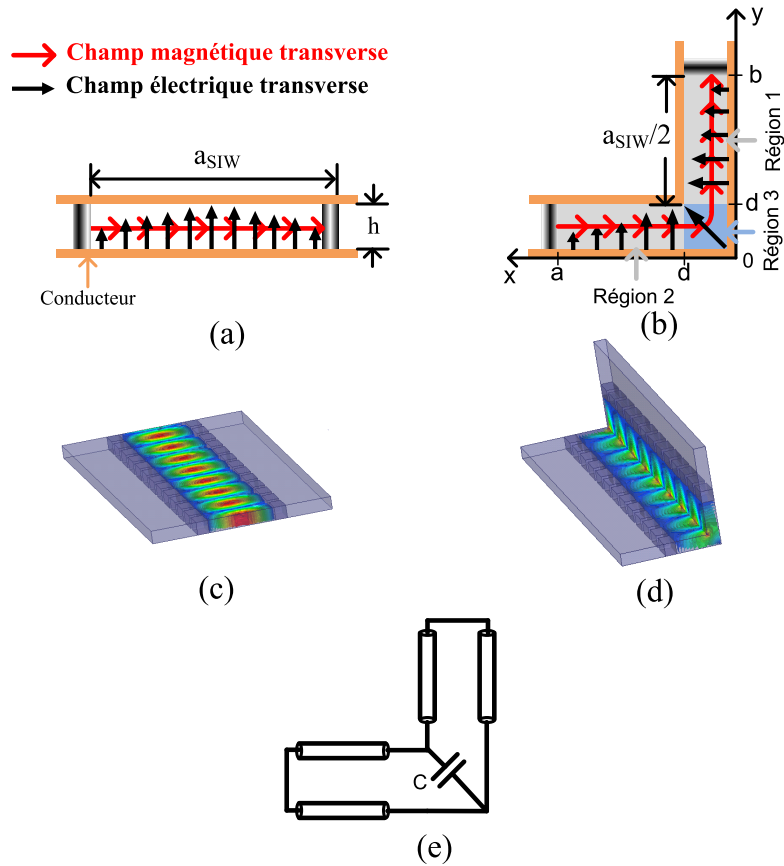


Figure 2-30 : a) et b) Géométrie, c) et d) distribution du champ-E à 35 GHz simulée avec HFSS et e) circuit équivalent de la ligne SIW pliée.

Pour le premier mode, la capacité est exprimée par :

$$C = \frac{4\varepsilon}{\pi} \ln \left(\frac{h(1-\frac{2g}{a'})}{g} \right), \quad (2-7)$$

où a' est la largeur équivalente de la ligne pliée. Elle correspond à la somme de la largeur de la ligne SIW planaire et de la partie considérée de l'angle, donnée par:

$$a' = a_{siw} + 0.5 * h. \quad (2-8)$$

En considérant le mur magnétique définissant la symétrie dans le circuit équivalent de la figure 2-30, on obtient :

$$-jY_{z/y} \cot \left(\frac{\beta_x(a')}{2} \right) + \frac{j\omega C}{2} = 0, \quad (2-9)$$

où β_x est la constante de propagation transversale et $Y_{z/y}$ est l'admittance caractéristique.

À partir de l'équation (2.9), l'expression de la constante de propagation est donnée par:

$$\beta_x = \frac{2}{a} \cot^{-1} \left(\frac{2wh}{\pi \sin(\theta)} * \frac{1}{c*\sqrt{\epsilon_r}} \log \left(\frac{h(1-\frac{2g}{a})}{c_f g} \right) \right). \quad (2-10)$$

$$\beta = \sqrt{K^2 - K_c^2} = \sqrt{\left(\frac{w}{c*\sqrt{\epsilon_r}}\right)^2 - (\beta_x)^2}. \quad (2-11)$$

Pour le deuxième mode, les expressions sont obtenues en prenant une valeur de la capacité nulle et on considérant la moitié de la ligne.

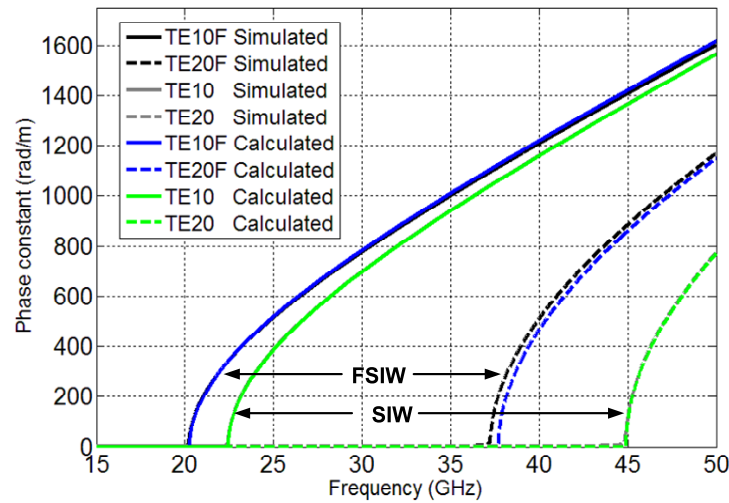


Figure 2-31 : Résultats calculés et simulés de la constante de propagation.

La fréquence de coupure du mode est obtenue lorsque la constante de propagation est nulle. Le premier mode pour le cas planaire est obtenu en annulant la capacité égale à zéro et sans tenir compte de $0.5*h$. Pour le deuxième mode, on annule la valeur de la capacité et on remplace la largeur de la ligne dans les équations par la moitié $a_{siw}/2$.

Le tableau suivant donne les fréquences de coupures de la ligne SIW et celles pliées, montrant ainsi la précision du modèle proposé.

TABLEAU 2-4 : Fréquence de coupure pour le premier et le deuxième mode.

	f_{c10} (GHz)	f_{c10}^f (GHz)	f_{c20} (GHz)	f_{c20}^f (GHz)
Simulée	22.4	20.2	44.8	37.2
Calculée	22.45	20.13	44.9	37.73

- Les considérations de conception du coupleur

Comme on peut le voir dans la figure 15 (a)-(c), le coupleur de type Riblet peut être réalisé par la juxtaposition de deux lignes SIW couplées à l'aide d'une fente avec des dimensions $k \times g$. En contrôlant les dimensions de la zone de couplage, on assure le bon motif d'interférence des modes de propagation dans la section pliée; un rapport de puissance entre le port de transmission et le port couplé peut être atteint. La réponse du circuit (figure 2-32 (a)) peut être décomposée en la superposition du mode pair et de celui impair, comme illustré dans la figure 2-32 (b) et figure 2-32 (c) respectivement.

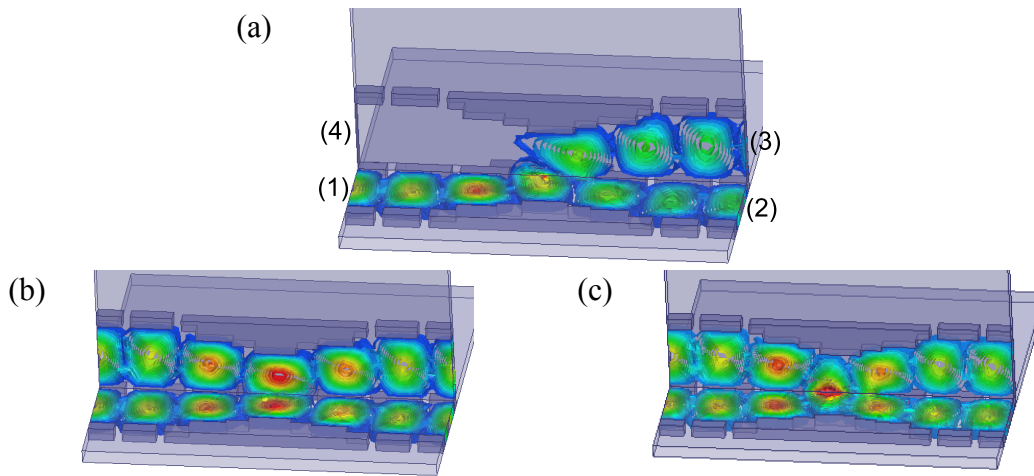


Figure 2-32 : Distribution du champ électrique du coupleur Riblet tridimensionnel avec : (a) excitation à l'entrée 1, (b) mode pair, et (c) mode impair.

Les ondes incidentes du mode pair et impair au niveau des ports 1 et 4 sont définis par :

$$a_0 = \left[\frac{a_1}{2}, 0, 0, \frac{a_1}{2} \right] \text{ and } a_e = \left[\frac{a_1}{2}, 0, 0, -\frac{a_1}{2} \right]. \quad (2-12)$$

Ainsi l'onde incidente relative à la superposition des deux modes est :

$$a = a_0 + a_e = [a_1, 0, 0, 0]; \quad (2-13)$$

L'onde réfléchie au niveau des deux ports d'entrées de la région de couplage est définie pour le mode impair par :

$$b'_0 = \left(\frac{a'_1}{2} \right) * \left[0, e^{-j\beta_{20}^f l}, -e^{-j\beta_{20}^f l}, 0 \right], \quad (2-14)$$

Et pour le mode pair par :

$$b'_e = \left(\frac{a'_1}{2}\right) * \left[0, e^{-j\beta_{10}^f l}, -e^{-j\beta_{10}^f l}, 0\right], \quad (2-15)$$

où β_{10}^f et β_{20}^f sont les constantes de propagations des modes pair et impair de la ligne pliée.

L'onde réfléchie résultante de la superposition est définie comme suit :

$$b' = \left(\frac{a'_1}{2}\right) * \left[0, e^{-j\beta_{10}^f l} + e^{-j\beta_{20}^f l}, -e^{-j\beta_{10}^f l} - e^{-j\beta_{20}^f l}, 0\right]. \quad (2-16)$$

En utilisant les expressions décrivant les ondes incidentes et réfléchies, les paramètres S sont déduits :

$$S_{11} = 0, \quad S_{21} = \cos\left[(\beta_{10}^f - \beta_{20}^f) \left(\frac{l}{2}\right)\right] e^{-j(\beta_{10}^f - \beta_{20}^f) \left(\frac{l}{2}\right)},$$

$$S_{31} = -j \sin\left[(\beta_{10}^f - \beta_{20}^f) \left(\frac{l}{2}\right)\right] e^{-j(\beta_{10}^f - \beta_{20}^f) \left(\frac{l}{2}\right)} \text{ et } S_{41} = 0. \quad (2-17)$$

Dans cette structure, la zone de couplage consiste en une seule ouverture. La différence de phase entre les deux modes est :

$$\varphi = l(\beta_{10}^f - \beta_{20}^f). \quad (2-18)$$

TABLEAU 2-5 : Constante de propagation correspondant au premier et au deuxième mode à la fréquence de 35 GHz.

	β_{10} (rad/m)	β_{10}^f (rad/m)	β_{20} (rad/m)	β_{20}^f (rad/m)
Calculée	1173	1198	1034	993.5

Le tableau 2-5 montre les constantes de phase correspondant aux cas plié et non plié de la région de couplage à la fréquence de 35 GHz.

En égalisant les deux phases dans les deux cas plié et non plié à 90° à la fréquence de 35 GHz, deux longueurs l_1 et l_2 sont déterminées. Utilisant ces longueurs la dispersion de phase entre le coupleur planaire et celui plié est calculée dans la bande 28 GHz - 38 GHz en utilisant :

$$l_1(\beta_{10}^f - \beta_{20}^f) - l_2(\beta_{10} - \beta_{20}). \quad (2-19)$$

Dans la bande de 10 GHz, la dispersion est inférieure à 3° . Dans la figure suivante, on donne la dispersion de phase dans la plage de fréquence 15 GHz à 50 GHz.

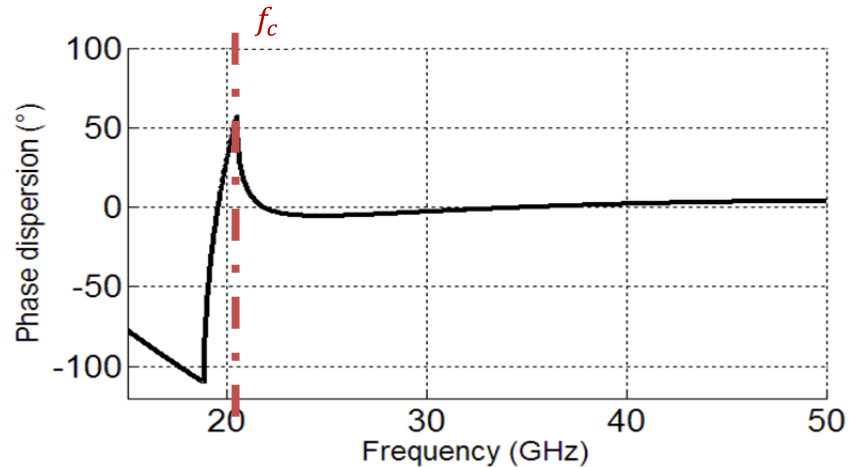


Figure 2-33 : Dispersion de phase entre le coupleur planaire et le coupleur tridimensionnel.

Pour le prototype final, la largeur de la zone de couplage est réduite pour empêcher le mode TE_{30} indésirable. Des sauts d'impédance dans le plan-H sont introduits pour réaliser l'adaptation. Ceci va introduire un changement dans la largeur de la zone de couplage. Afin de régler l'effet de la réduction de la zone sur la phase, la largeur de la zone de couplage est ajustée. Dans notre prototype la largeur finale est de 4.86 mm.

- Simulations et mesures du coupleur 3 dB

La distribution du champ électrique lorsque le port 1 est alimenté est présentée dans la figure 2-34 a). La photographie du prototype en bande Ka est représentée sur la figure 2-34 b).

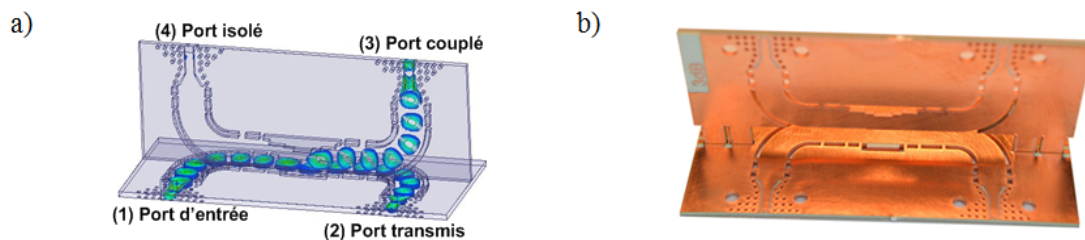


Figure 2-34 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du coupleur de type Riblet 3 dB fabriqué.

Les paramètres S simulés et mesurés sont donnés dans les figures 2-35 et 2-36. Sur la largeur de bande 31-37 GHz, l'adaptation et l'isolation sont meilleures que respectivement -15 dB et -20 dB. Dans la même plage de fréquence, la transmission et le couplage sont centrés à -3.27 dB; autour de cette valeur, on a une dispersion de ± 0.96 dB observée. La figure 2-37 illustre la différence de phase entre le port de transmission et le port couplage. À 5° une dispersion de la

valeur théorique de 90° est obtenue sur la bande de fréquence 31-37 GHz. Cette valeur montre un bon accord entre les résultats expérimentaux et simulés.

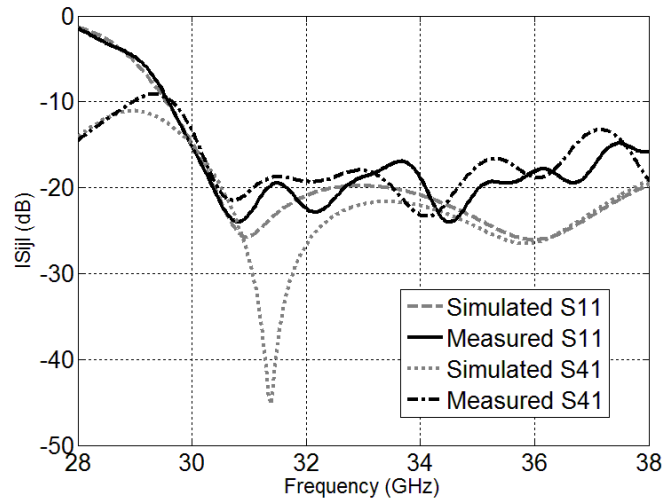


Figure 2-35 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{11} et S_{41} du coupleur 3 dB de type Riblet.

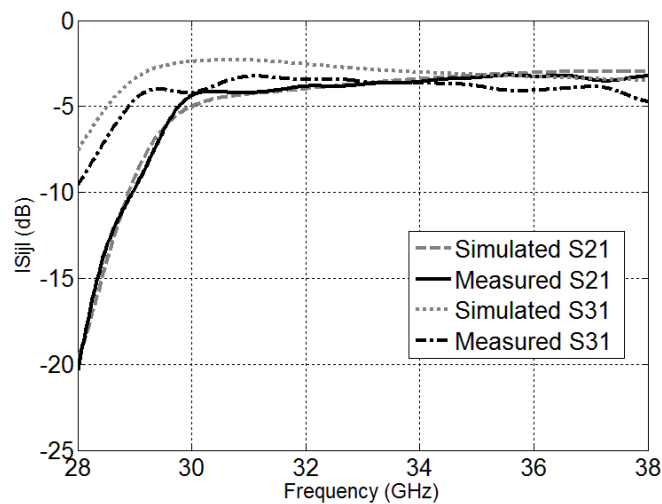


Figure 2-36 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{31} du coupleur 3 dB de type Riblet.

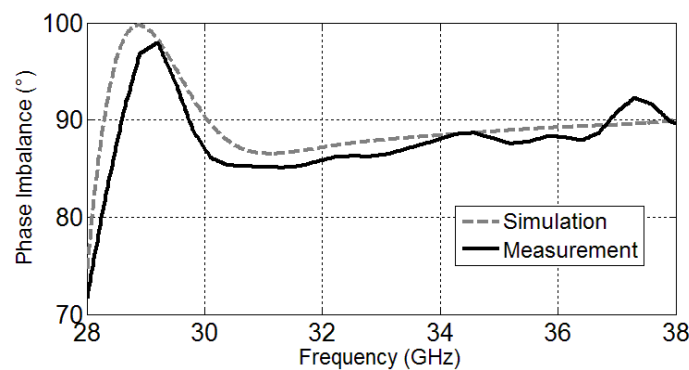


Figure 2-37 : Différence de phase mesurée et simulée entre les ports 2 et 3.

2.2.2.2 Coupleur 0 dB tridimensionnel de type Riblet en SIW

Cette section présente un coupleur directionnel 0 dB. Ce coupleur peut être utilisé comme croisement ou comme transition large bande permettant la transition d'un signal circulant dans une ligne SIW horizontale à une ligne SIW verticale (figure 2-38).

- Les considérations de conception

Le coupleur 0 dB est une jonction à quatre ports. Avec les notations définies dans la figure 2-38, le signal entrant au port 1 est dirigé vers le port de sortie, alors que le signal au port 4 sera dirigé vers le port 2. Une approche classique permettant d'avoir la même fonction consiste à cascader deux coupleurs 3 dB. Cette conception permet de fournir une isolation élevée entre les deux chemins croisés.

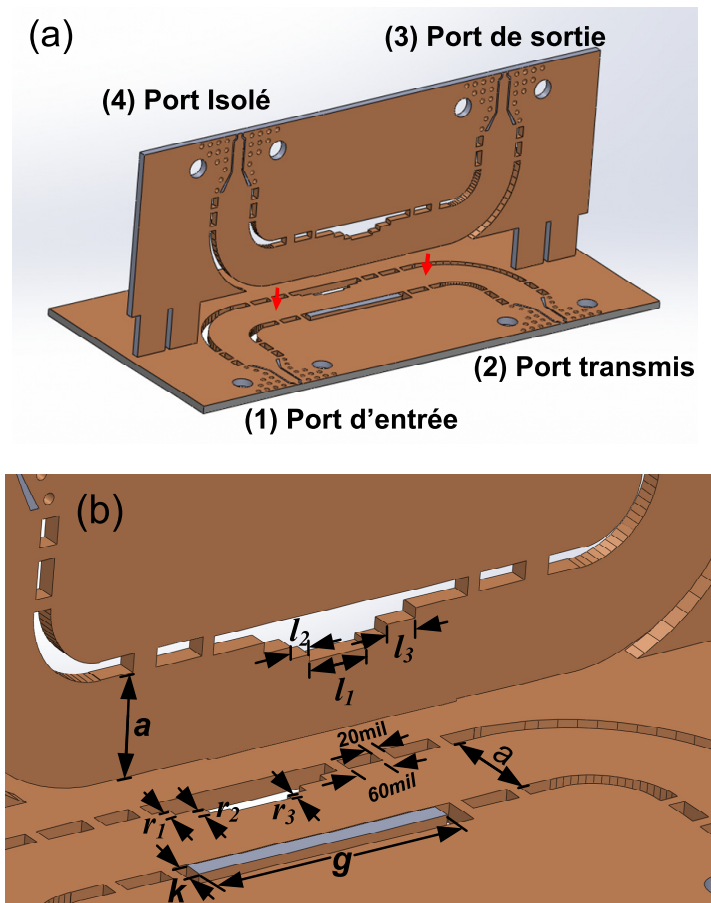


Figure 2-38 : Géométrie du coupleur 0 dB de type Riblet: (a) Vue 3-D et (b) géométrie: $a = 4$ mm, $r_1 = 0.4$ mm, $r_2 = 0.45$ mm, $r_3 = 0.24$ mm, $k = 0.72$ mm, $g = 10.9$ mm, $l_1 = 2.54$ mm, $l_2 = 0.86$ mm et $l_3 = 1.2$ mm.

Dans une architecture plus compacte, les deux coupleurs 3 dB en cascade sont fusionnés, ce qui entraîne une longueur totale minimale.

La structure proposée du coupleur tridimensionnel 0 dB est illustrée sur la figure 2-38, avec ses paramètres géométriques.

- Simulations et mesures du coupleur 0 dB

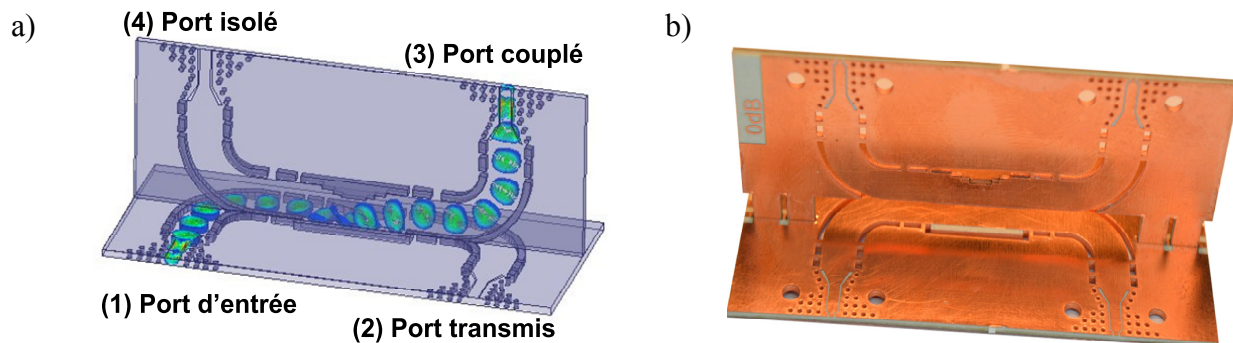


Figure 2-39 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) photographie du coupleur 0 dB fabriqué.

La distribution du champ électrique obtenu dans la simulation est rapportée dans la figure 2-39 a). La photographie du prototype fabriquée est représentée sur la figure 2-39 b).

Les niveaux d'isolation mesurés entre les ports d'entrée (1 et 2) ainsi qu'entre le port d'entrée et les ports croisés (1 et 4) sont supérieurs à 20 dB sur la plage de fréquence de 31 à 37 GHz. Les résultats de simulations et de mesures sont en bon accord.

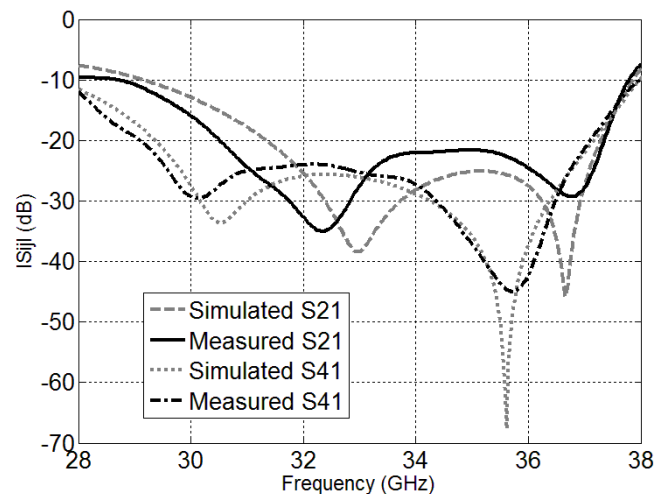


Figure 2-40 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S_{21} et S_{41} du coupleur 0 dB de type Riblet.

La mesure des pertes par réflexion est inférieure à -15 dB sur toute la plage de fréquence 31-37 GHz. Le coefficient de transmission entre les ports 1 et 3 a comme plus mauvaise valeur -0.6 dB dans la même bande de fréquence. La perte de transmission est principalement attribuée à la perte diélectrique. Les résultats simulés et mesurés montrent que ce coupleur réalise de bonnes performances dans la bande passante de 31 à 37 GHz.

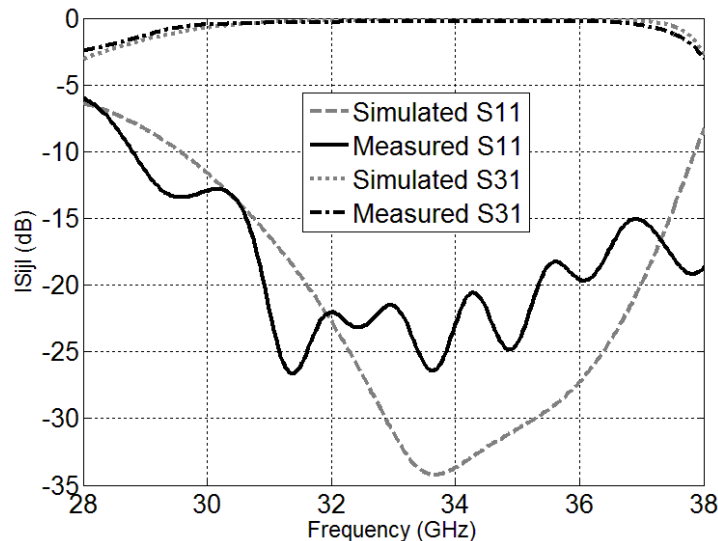


Figure 2-41 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S31 et S11 du coupleur 0 dB de type Riblet.

2.3 Jonction six-port large bande en SIW

Les architectures ayant un six-port trouvent plusieurs utilisations dont les principales sont pour la mesure du coefficient de réflexion et le coefficient de transmission [33]. Dans la littérature, on trouve plusieurs travaux pour des applications telles que le radar ou les télécommunications. Pour ces applications, le six-port permet de réduire le coût et la complexité de fabrication associés [34].

Ces travaux présentent, pour la première fois, l'utilisation de la jonction six-port dans la radiométrie et plus précisément pour le remplacement du discriminateur dans les radiomètres imageurs en ondes millimétriques [35]. En général, le rayonnement d'un objet est partiellement polarisé. Par conséquent, pour décrire convenablement une scène, un radiomètre polarimétrique est utilisé dans différentes applications telles que la mesure de la vitesse et de la direction du

vent. La majorité de ces architectures utilisent des corrélateurs qui se composent de coupleurs, déphaseurs et charges externes [36].

Dans ce travail, un six-port amélioré large bande est conçu. Les avantages sont principalement la taille réduite et le coût. Le six-port est développé avec la technologie SIW. Laquelle est très attractive pour cette application, non seulement en termes de coûts, pertes et intégration à haute densité, mais aussi pour son intégrabilité avec d'autres technologies. Pour la radiométrie, un des avantages notables est que SIW présente des niveaux de pertes par rayonnement équivalents à ceux des guides d'onde standard pour une taille plus petite et un poids plus léger [12].

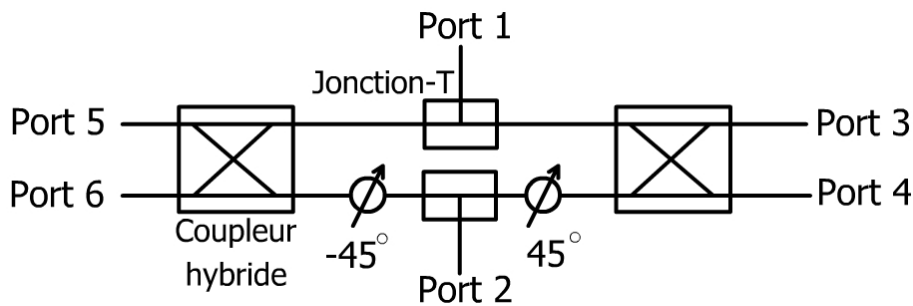


Figure 2-42 : Topologie du six-port composée de deux coupleurs, deux diviseurs de puissance et de deux déphaseurs.

2.3.1 Architecture de la jonction six-port

La topologie du six-port proposé est représentée sur la figure 2-42. Elle se compose de deux coupleurs SIW hybrides, deux diviseurs SIW en forme de T et un déphaseur de 90° divisé en deux déphaseurs.

Tous les composants ont été conçus séparément avec le substrat Rogers RT/Duroid 6002 avec une constante diélectrique de 2.94 et une épaisseur de 0.762 mm. Ils ont été optimisés pour un fonctionnement large bande. La configuration et les dimensions de chaque élément sont illustrées sur la figure 2-43.

Un coupleur à fentes courte de type Riblet avec des sauts d'impédance est utilisé. Le coupleur optimisé a une perte par réflexion et une isolation supérieures à 20 dB dans la bande 30-39 GHz, et avec une « power equality » de ± 0.25 dB. Un diviseur en T plan-H avec un cylindre inductive [15] est utilisé à cause de sa petite taille et de ses performances. Des lignes de transmission de longueurs égales mais de largeurs différentes nous donnent un déphasage de $90 \pm 3^\circ$ [37], avec des pertes de réflexion de moins de 20 dB sur toute la bande de fréquence 31-39 GHz.

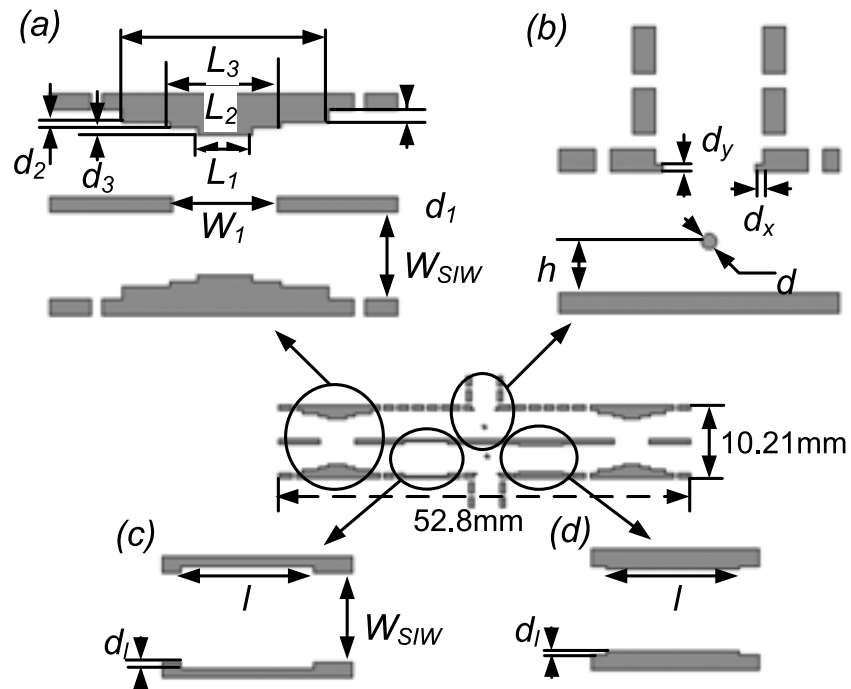


Figure 2-43 : Géométrie de la jonction six-port. a) Dimension des coupleurs hybrides $W_1 = 4.87$ mm, $W_{SIW} = 3.576$ mm, $L_1 = 2.54$ mm, $L_2 = 5.135$ mm, $L_3 = 9.56$ mm, $d_1 = 0.576$ mm, $d_2 = 0.247$ mm et $d_3 = 0.3$ mm. b) dimensions de la Jonction en T : $d = 0.508$ mm, $h = 1.546$ mm et $d_x = d_y = 0.254$ mm. c) et d) dimensions des déphaseurs : $l = 6$ mm et $d_l = 0.154$ mm.

En combinant les composants décrits précédemment, le six-port proposé est conçu et optimisé. La figure 2 montre la jonction six-port fabriquée avec les coudes et les transitions GCPW-SIW. Les deux derniers sont nécessaires pour pouvoir faire les mesures avec des connecteurs. Les connecteurs utilisés sont des connecteurs K de "Southwest Microwave".

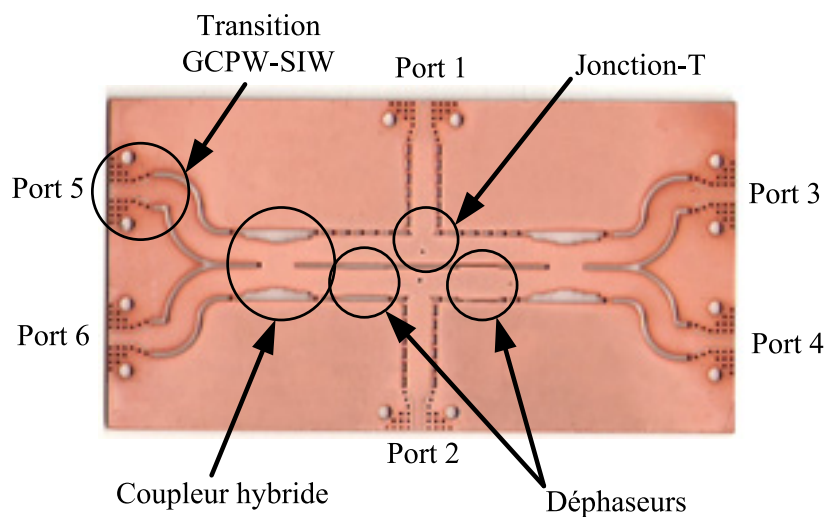


Figure 2-44 : Photographie de la jonction six-port fabriquée.

2.3.2 Simulations et mesures de la jonction six-port

Les paramètres S du six-port ont été mesurés entre 30 et 40 GHz en utilisant la calibration TRL pour définir le plan de référence après la transition GCPW-SIW. Les pertes par réflexion et l'isolation mesurées et simulées sont présentées dans la figure 2-45. Les pertes de réflexion au niveau des deux ports 3 à 6 sont inférieures à 15 dB dans une large bande passante de 31 à 37.7 GHz. Dans cette plage de fréquences, l'isolation entre les deux ports d'entrée est supérieure à 20 dB. La perte d'insertion du port 1 aux ports de sortie est représentée sur la figure 2-46, les sorties fluctuent autour de $7 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$.

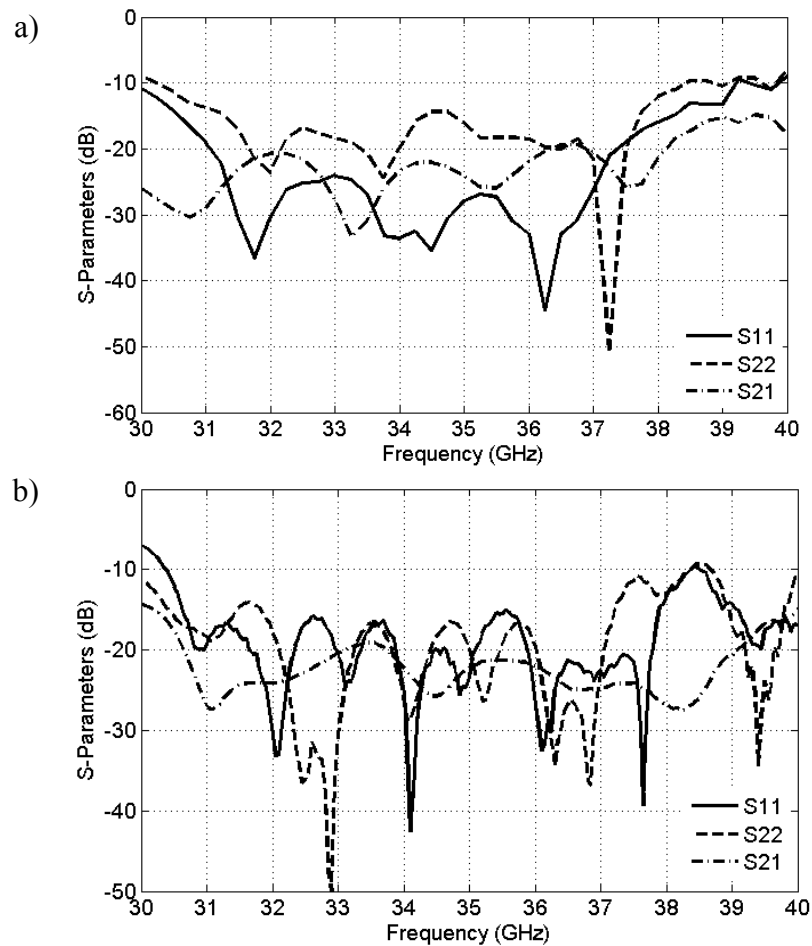


Figure 2-45 : Coefficients de réflexion et isolation. (a) simulés et (b) mesurés.

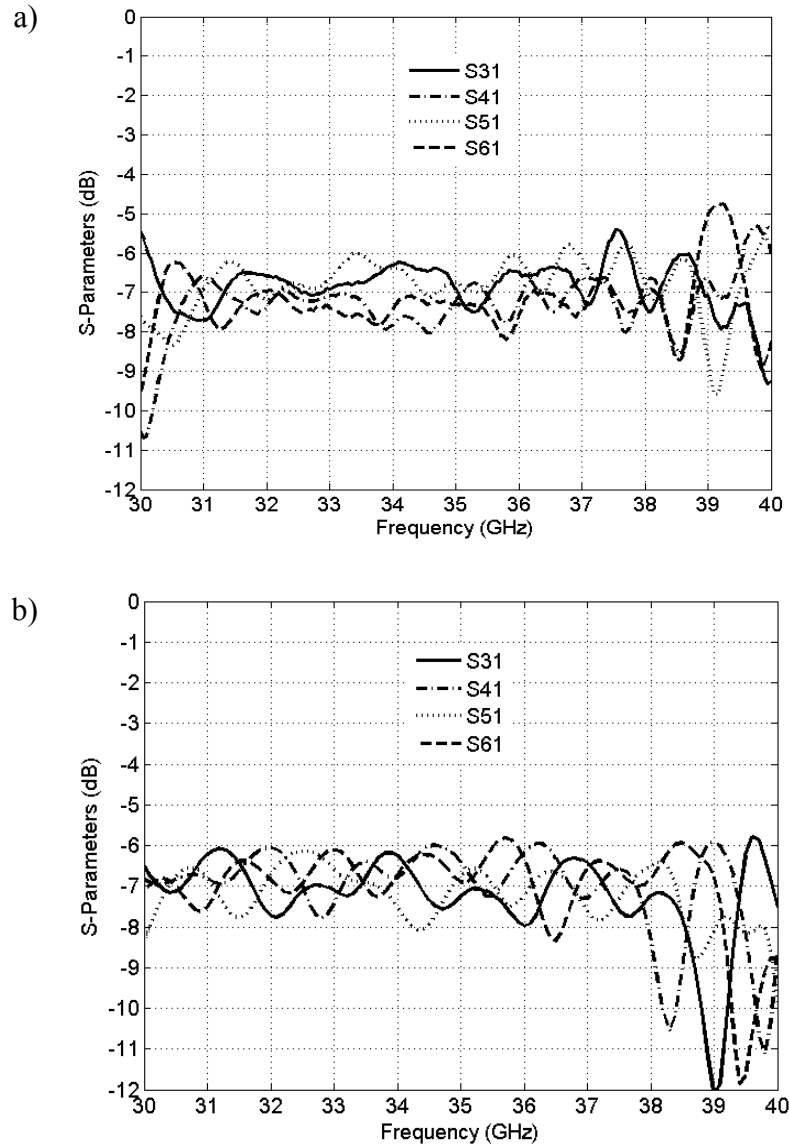


Figure 2-46 : Les paramètres de transmissions entre le port d'entrée 1 et les ports de sortie (port 3, 4, 5 et 6). (a) simulés et (b) mesurés.

Les phases des paramètres S sont illustrées à la figure 2-47. Les différences de phase entre S_{41} et S_{61} , et entre S_{31} et S_{51} sont proches de zéro, tandis que les deux paires sont décalées de 90° . En ce qui concerne le port 2, les phases de S_{62} et S_{32} sont respectivement décalées de 90° et -90° par rapport aux phases S_{42} et S_{52} qui sont identiques. L'erreur dans les phases et la dégradation dans les autres paramètres sont provoquées par l'utilisation des coudes, des transitions et des connecteurs ainsi que par les tolérances de fabrication.

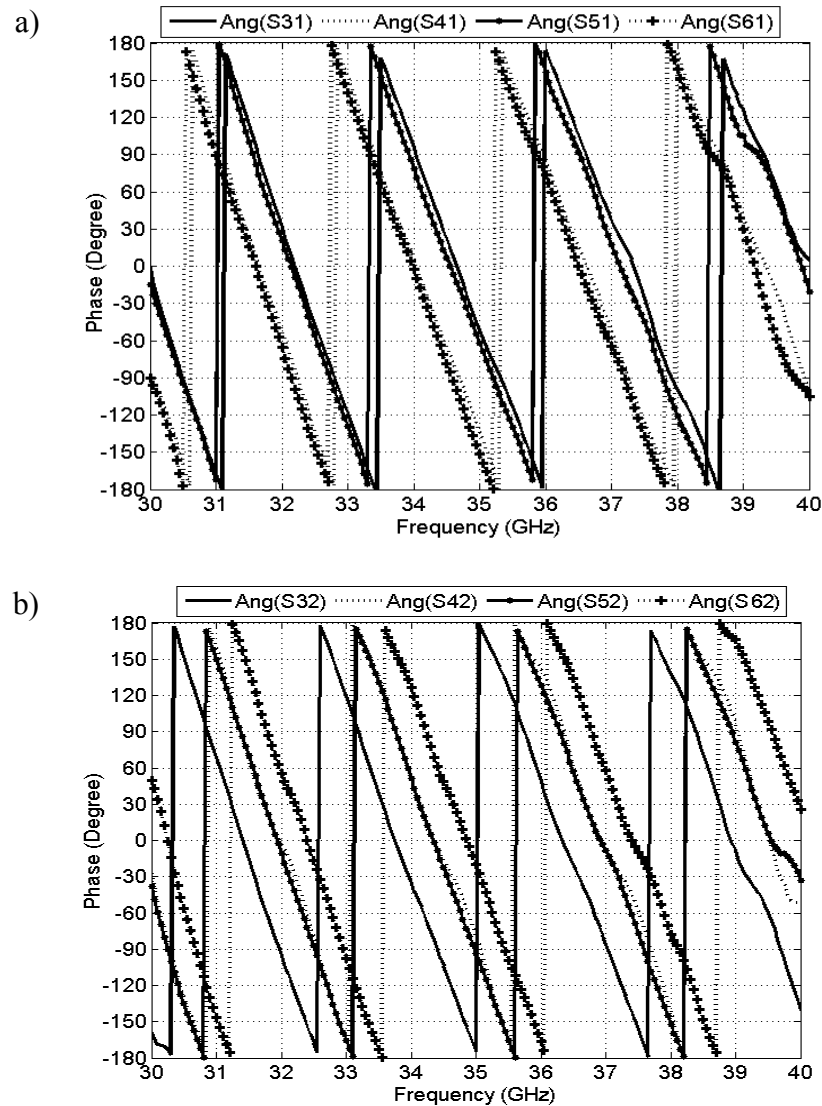


Figure 2-47 : Les phases mesurées entre les ports d'entrée et les ports de sortie. (a) port 1 et (b) port 2.

La Jonction six-port en technologie SIW proposée présente d'excellents résultats sur une bande passante de 20%. Dans le chapitre 4, on montrera son application au sein d'un radiomètre polarimétrique imageur. Les six-port fonctionnant comme corrélateurs remplaceront ceux classiques avec des coupleurs interconnectés, déphaseurs et charges encombrantes.

CHAPITRE 3 TRANSITIONS ET ANTENNES À 35 GHZ

Les transitions permettent d'interconnecter la ligne SIW planaire à celle tridimensionnelle. Ces transitions pour certains types d'antennes permettent d'éviter des connecteurs et des câbles dans les circuits d'alimentations des antennes. Nous commencerons dans ce chapitre par deux transitions, la première permettant le changement de plan et la deuxième en plus du changement de plan, elle permet la distribution du signal. Par la suite, nous exposerons trois architectures d'antennes exploitant ces transitions et nous concluons avec une architecture exploitant le concept SIW et la technologie LTCC.

3.1 Twist 90° SIW

Parmi un grand nombre d'interconnexions en guides d'ondes, les Twists de 90 degrés sont des composants indispensables pour les applications à base de guide d'onde pour les ondes millimétriques [38]. Ils sont utilisés pour le changement de polarisation pour des interconnexions de dispositifs en guide d'onde ou des sous-systèmes. Dans [39] nous avons présenté un Twist de 90 degrés en technologie SIW. À noter que nous sommes les premiers à le faire. Cette structure tridimensionnelle présente l'un des éléments essentiels pour l'avenir des systèmes compacts et des systèmes à ondes millimétriques sur substrat.

Récemment, une interconnexion verticale 3-D SIW a été proposée dans [40]. Les pertes de réflexion mesurées sont au meilleur égales à -13 dB dans la bande Ka (de 30 à 40 GHz). La structure d'interconnexion verticale n'est pas pratique pour des composants "end-fire" comme dans le cas de certains types d'antennes. Dans le but de réaliser la synthèse SOS, le Twist de 90 degrés proposé permet de changer l'orientation de l'onde de l'horizontale à la verticale et inversement, profitant ainsi d'une disposition tridimensionnelle.

Le Twist de 90 degrés a été inspiré de la technique de construction des jouets LEGO bien connus. Il se compose d'une déformation en forme de L progressive de la section transversale de la ligne SIW, tel que décrit dans la section suivante. Dans notre cas, le Twist sera l'élément essentiel pour le développement d'une antenne à double polarisation, pouvant être utilisée pour la réalisation d'un radiomètre polarimétrique. Les résultats des simulations et des mesures du prototype conçu sont rapportés dans ce document.

3.1.1 Ligne SIW en forme de L

Le Twist SIW de 90 degrés proposé se compose d'une succession de déformations d'une ligne SIW. Au début de la structure, la ligne SIW est disposée horizontalement. Mais à la fin de la structure, elle devient verticale. À chaque coupe transversale entre les deux positions, elle a la forme L. La figure 3-1 illustre une vue en coupe transversale de la ligne SIW et LS-SIW avec les lignes de champs magnétiques et électriques du mode fondamentale.

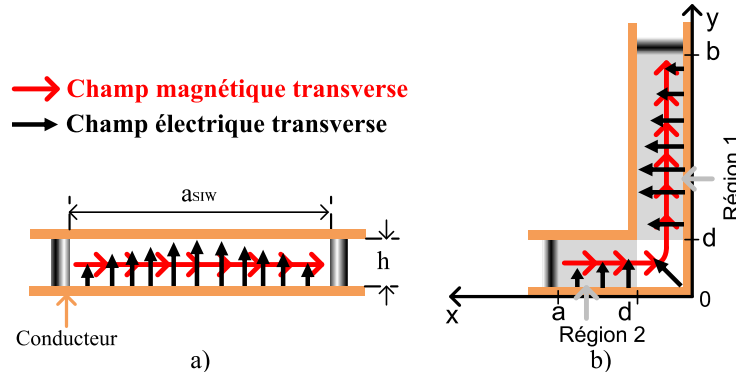


Figure 3-1 : Géométrie du a) SIW et b) LS-SIW.

En augmentant graduellement la région 1 (valeur b de la Figure 3-1 b)) et en diminuant la région 2, on passe progressivement du mode TE_{10} au mode TE_{01} et ainsi on réalise un Twist. Pour obtenir les meilleures performances, chaque section en forme de L doit maintenir la même fréquence de coupure que les sections adjacentes, d'où la fréquence de coupure est constante tout au long de la transition de l'horizontale à la verticale.

3.1.2 Simulations et mesures du Twist

Une transition efficace du Twist 90° est proposée sur la base d'une déformation continue d'un LS-SIW en maintenant une f_c relativement constante. Pour une perte par réflexion inférieure à -20 dB, le changement de polarisation est réalisé sur une longueur (L_{slot} dans la figure 3-2) égale à deux fois la longueur d'onde (2λ), calculée à la fréquence la plus basse de la bande d'intérêt. D'où, pour maintenir des faibles réflexions, la largeur du guide d'onde est réduite en continu dans une direction, et augmentée dans l'autre sens, suivant une fonction sinus comme le montre la figure 3-2.

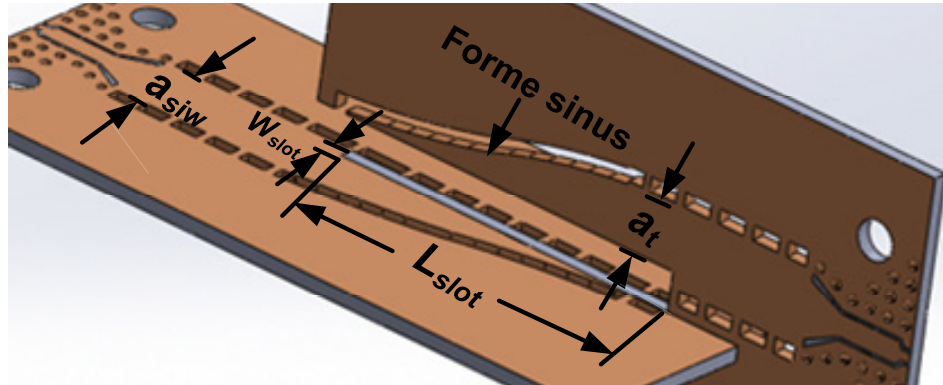


Figure 3-2 : Géométrie du Twist SIW 90° : $a_{SIW} = 4$ mm, $L_{slot} = 18.89$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm et $a_t = 3.27$ mm.

Pour valider le composant proposé, un prototype fonctionnant sur la bande Ka (26.5 à 40 GHz) a été conçu et fabriqué en utilisant le substrat RT/Duroid 6002 ayant une constante diélectrique $\epsilon_r = 2.94$ et une épaisseur $h=0.76$ mm. Ses dimensions sont illustrées à la figure 3-2. Le prototype est composé de deux PCB reliés de la manière d'un LEGO comme il est montré à la figure 3-2. Les transitions de la ligne SIW à GCPW sont utilisées pour permettre la caractérisation.

Le prototype a été mesuré en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (VNA) avec une calibration TRL pour enlever l'effet des connecteurs et des transitions SIW-GCPW. On remarque sur la figure 3-3 un bon accord entre les paramètres S mesurés et simulés. Des pertes de réflexions de moins de -18 dB et des pertes d'insertions inférieures à 1 dB sur la bande Ka sont enregistrées.

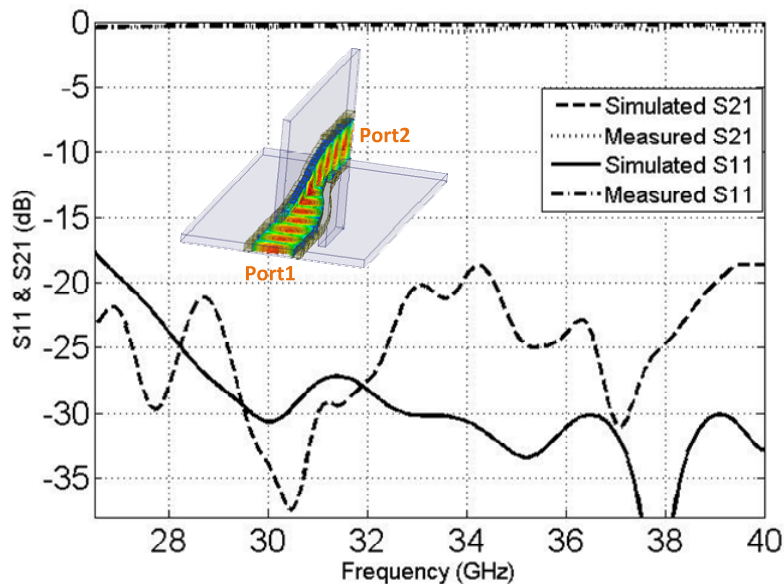


Figure 3-3 : Résultats simulés et mesurés des paramètres S du Twist proposé avec la distribution du champ électrique à la fréquence 35 GHz.

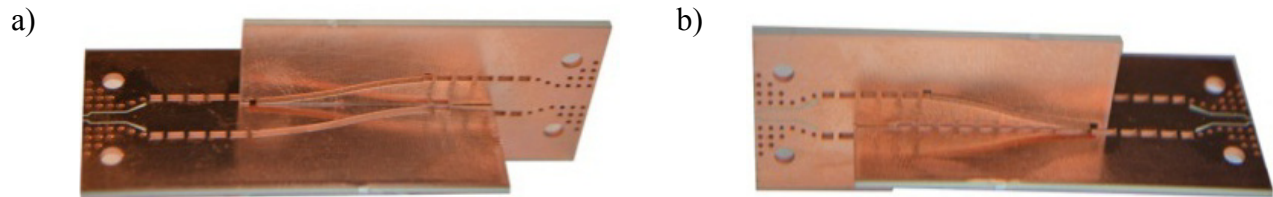


Figure 3-4 : Photographie du Twist SIW fabriqué, a) vue de face et b) vue de derrière.

3.2 Jonction-T plan-E

Les guides intégrés au substrat ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche dans la dernière décennie. Ils offrent un compromis souhaitable entre les guides d'ondes métalliques classiques et les structures planaires en termes de performances, de coût, de poids, de blindage et la taille. La plupart des structures SIW proposées et rapportées dans la littérature ont été conçues sous forme planaire ou multicouche utilisant le processus de fabrication (PCB). Ce n'était que très récemment qu'une jonction plan-E en technologie SIW a été proposée, permettant ainsi la conception et l'intégration complète de plusieurs structures SIW 3-D. Cette jonction permet d'enlever les transitions entre les lignes coplanaires et les lignes SIW ainsi que les connecteurs, indispensables dans le passé pour connecter des composants avec un certain arrangement spatial.

Les jonctions plan-E sont essentielles pour fournir les interconnexions des dispositifs en guide d'onde ou des sous-systèmes, plus précisément, pour la division ou la combinaison des signaux dans les circuits et les systèmes d'alimentation 3-D. La structure proposée présente l'un des éléments incontournables pour les systèmes à taille réduite, utilisant la technologie SIW. Dans [18], une jonction-T plan-E est présentée. Son utilisation est peu pratique pour la conception "end-fire". En effet, cette jonction fonctionne sur une largeur de bande de 14 % (32 à 37 GHz) avec une variation de phase de $\pm 4^\circ$ et présente des pertes de réflexion atteignant -11 dB. La structure que nous avons introduit et fourni une transition plus douce permettant ainsi une meilleure performance, en termes de perte de réflexion, sur une plage de fréquences plus large. La jonction plan-E fournit une division et une combinaison efficaces des signaux issues de deux directions perpendiculaires permettant d'en tirer plus d'avantages d'une conception 3-D.

La jonction plan-E proposée se compose d'une déformation progressive en forme de T dans la section transversale de la ligne SIW, comme il est décrit dans la section 3.1.1. Un exemple d'application de cette structure est rapporté à la section 3.3. Elle a permis le développement d'une alimentation entièrement intégrée d'une antenne à double polarisation. Les simulations avec le logiciel HFSS et les résultats de mesure sont rapportés dans ce document.

3.2.1 Les considérations de conception

La jonction-T plan-E consiste en une déformation progressive d'une jonction en forme de T. La figure 3-5 illustre la vue en coupe transversale du mode TE_{01} à l'entrée, la jonction en forme de T au milieu et le mode TE_{20} à la sortie avec leurs directions des champs E du mode transversal fondamental.

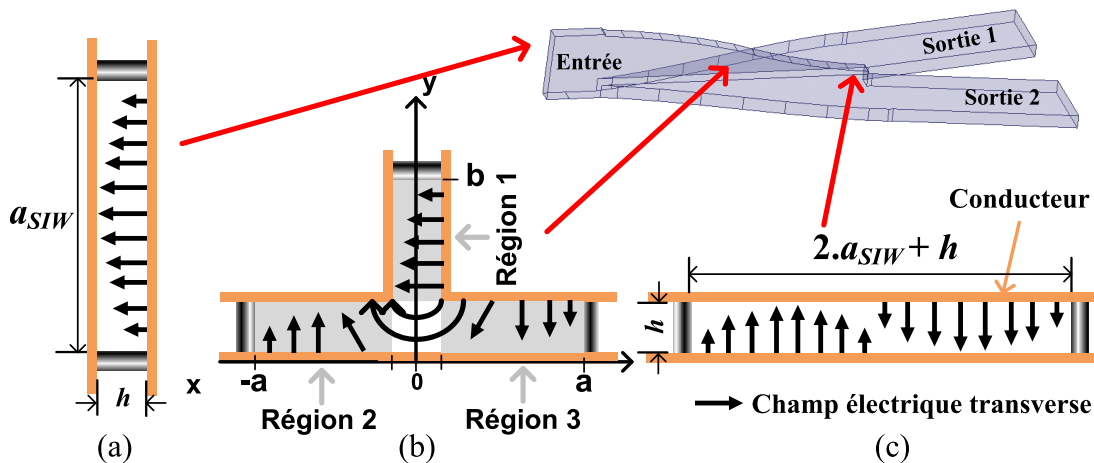


Figure 3-5 : Géométrie de (a) le mode à l'entrée (le mode TE_{01} du SIW), (b) la jonction en forme de T et (c) le mode à la sortie (le mode TE_{20} du SIW).

En diminuant progressivement la région 1 (valeur b de la figure 3-5 (b)) et en augmentant les régions 2 et 3 (valeur a dans la figure 3-5), on passe du mode TE_{01} au mode TE_{20} . Le mode TE_{20} obtenu est ensuite divisé afin d'exciter deux lignes SIW avec une même amplitude et une différence de phase de 180° . Pour obtenir une perte de réflexion inférieure à -20 dB, la valeur de b du SIW disposé verticalement est réduite en continu, tout en augmentant la valeur de a à l'horizontale. La variation (de a et b) suit une fonction sinusoïdale sur une longueur de trois fois la longueur d'onde (3λ) à la fréquence la plus basse de la bande d'intérêt. Cette transition est montrée sur la figure 3-6.

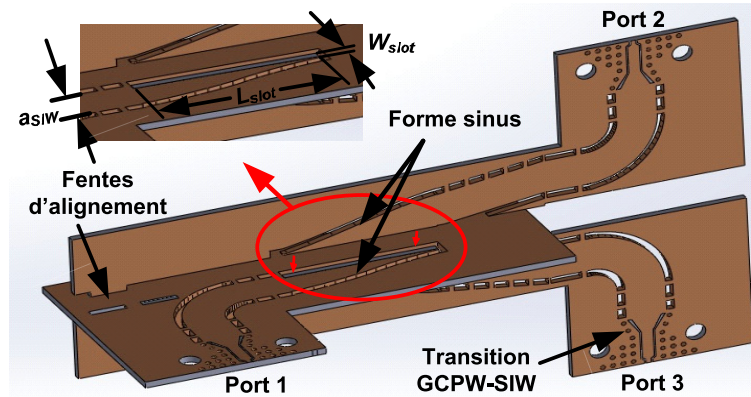


Figure 3-6 : Géométrie de la jonction-T plan-E avec: $a_{SIW} = 4$ mm, $W_{slot} = 0.762$ mm et $L_{slot} = 15.2$ mm.

3.2.2 Simulations et mesures de la jonction-T

Un prototype fonctionnant dans la plage des fréquences 30 à 40 GHz a été réalisé en utilisant le même substrat que les précédents (RT/Duroid 6002). Ses dimensions sont illustrées à la figure 3-6. L'assemblage du prototype comporte 3 blocs de PCB alignés avec précision en utilisant des fentes et en insérant une petite partie des deux substrats dans le troisième. Pour pouvoir mesurer les coudes à 90°, des transitions SIW-GCPW sont utilisées. Comme illustré à la figure 3-7 (a), la jonction plan-E divise le signal du port 1 sur les ports 2 et 3. Le mode de propagation transite du mode TE_{01} présent à l'entrée au mode TE_{10} au niveau des deux sorties. La photographie du prototype fabriqué est présentée à la figure 3-7 (b).

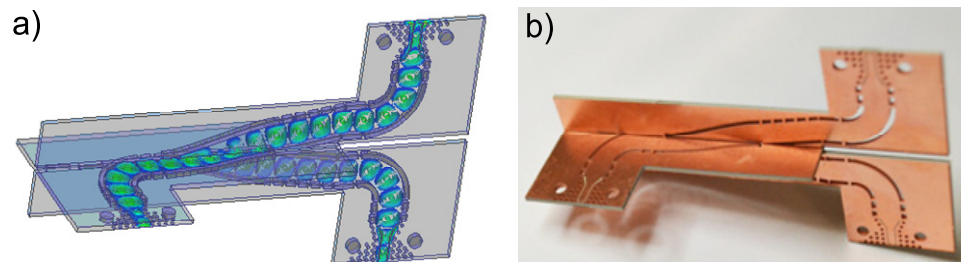


Figure 3-7 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz b) photographie du diviseur 3 dB plan-E fabriqué.

Le prototype a été mesuré en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (VNA) avec une calibration TRL. Cette calibration permet d'enlever l'effet des coudes 90°, des transitions SIW-GCPW et des connecteurs k. Une concordance entre les paramètres S mesurés et simulés est observée dans les figures 3-8 et 3-9. Les pertes de réflexion et les pertes d'insertion sont

respectivement moins que -16 dB et 0.46 dB et les mesures sont effectuées entre 30 et 40 GHz. Les sorties de la jonction-T sont déphasées de $180^\circ \pm 3^\circ$ sur toute la bande de fréquence.

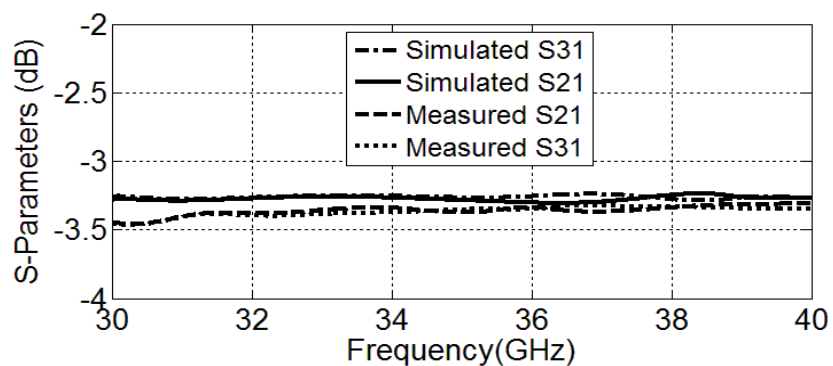


Figure 3-8 : Résultats simulés et mesurés des paramètres de transmission.

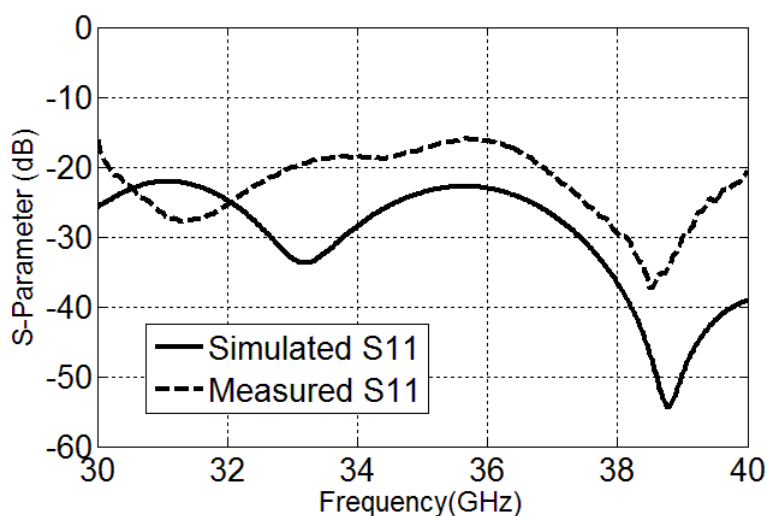


Figure 3-9 : Résultats simulés et mesurés du coefficient de réflexion.

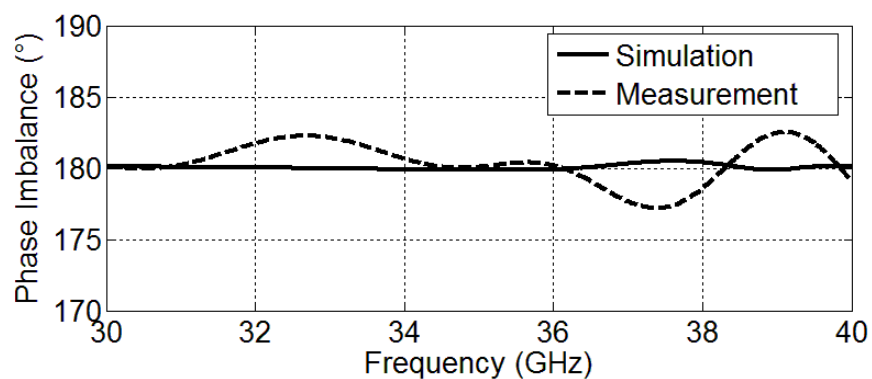


Figure 3-10 : Différence de phase mesurée et simulée entre les ports 2 et 3.

3.3 Antenne à double polarisation utilisant le Twist

Le Twist 90° proposé et présenté dans la section 3.1 présente d'excellentes performances en termes de largeur de bande, d'adaptation, de pertes, du poids et de dimension. Ce composant est très prometteur pour certains systèmes utilisant la technologie SIW. Dans ce qui suit nous allons exposer une des applications dans le cas des antennes à double polarisation SIW. Dans notre cas, ce composant est destiné au développement des radiomètres polarimétriques. La polarisation horizontale est obtenue à partir d'un montage planaire, tandis que la polarisation verticale est obtenue en utilisant le Twist proposé. La figure 3-11 montre la géométrie des trois PCB utilisés pour l'assemblage de cette antenne. Deux antennes directives sont utilisées comme éléments rayonnants. Des fentes sont utilisées pour l'alignement.

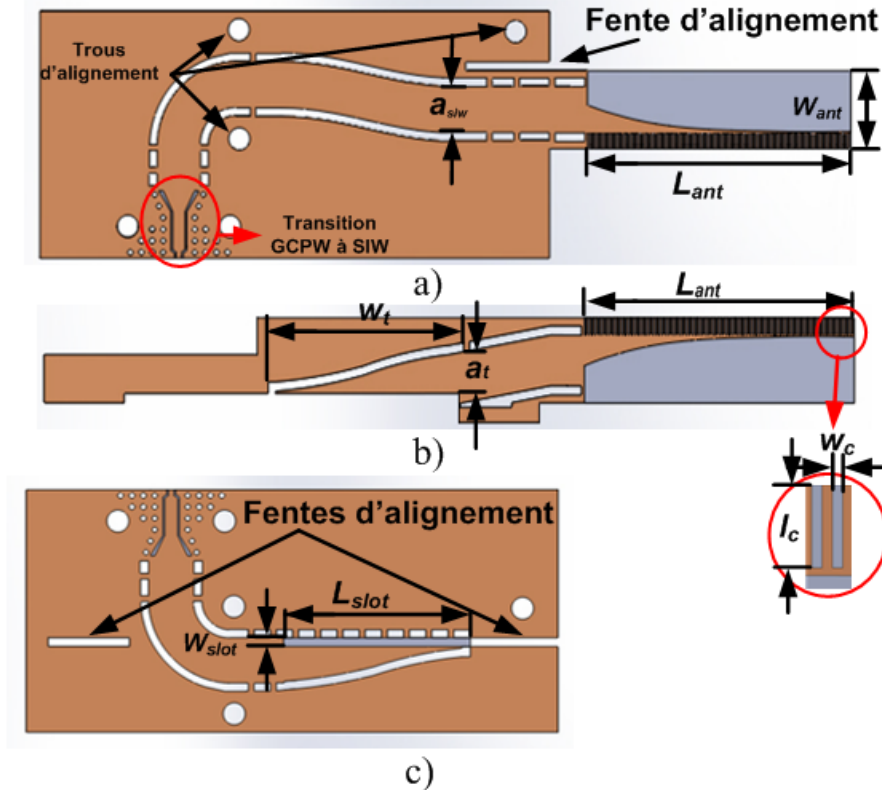


Figure 3-11 : Géométrie des trois pièces constituant l'antenne, a) substrat inférieur, b) substrat supérieur, c) le bloc inséré orthogonalement. avec : $a_{SIW} = 4$ mm, $L_{ant} = 24.5$ mm, $W_{ant} = 6.84$ mm, $w_t = 1.6$ mm, $a_t = 3.25$ mm, $L_{slot} = 16.67$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm, $w_c = 0.152$ mm et $l_c = 1.35$ mm.

Comme illustré sur la figure 3-12 a), le Twist est utilisé pour passer du mode TE_{10} au mode TE_{01} et alimenter l'antenne PTSA à polarisation verticale. Le prototype fabriqué est représenté sur la figure 3-12 (b).

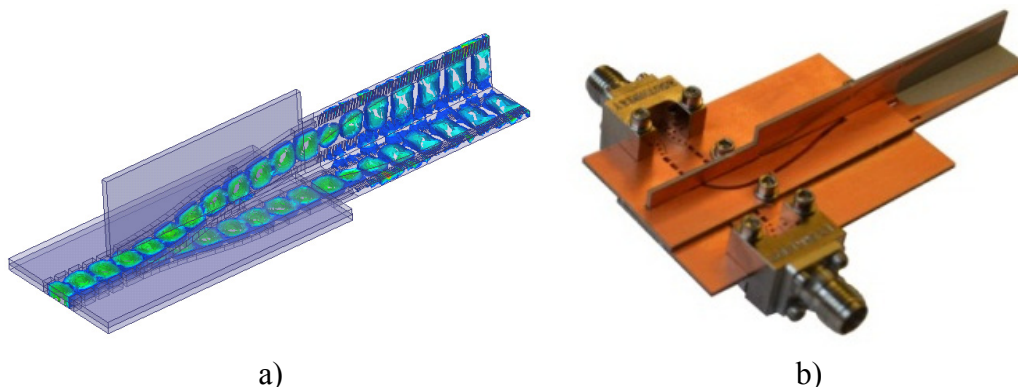


Figure 3-12 : a) Distribution du champ électrique à la fréquence de 35 GHz, b) photographie de l'antenne à double polarisation fabriquée.

La figure 3-13 montre les résultats simulés et mesurés des coefficients de réflexions au niveau des deux ports et l'isolation entre les ports. La structure permet d'obtenir des pertes par réflexions inférieure à -10 dB et une isolation de plus de 32 dB entre les fréquences 32 GHz et 38 GHz (22% de largeur de bande centré à 35 GHz). En raison de la nature de la ligne SIW, l'interférence dans le dispositif d'alimentation est réduite au minimum à un niveau négligeable.

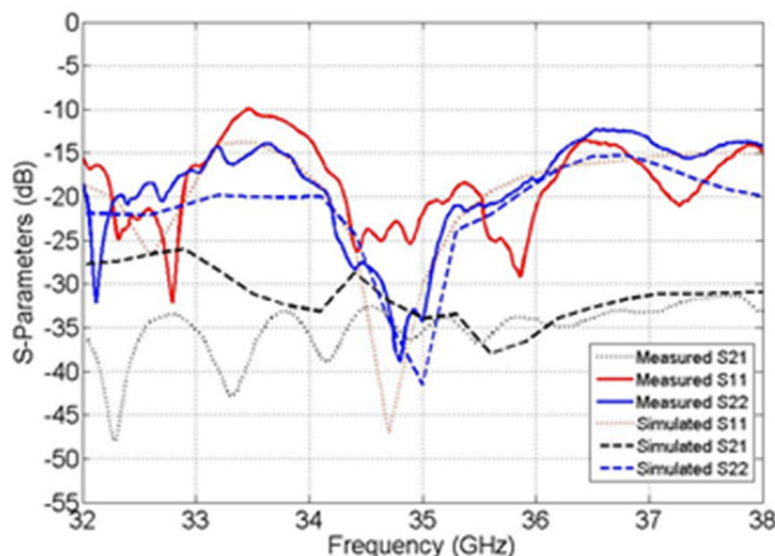


Figure 3-13 : Résultats simulés et mesurés du coefficient de réflexion et de l'isolation.

Chacune des caractéristiques de rayonnements relatives au deux ports de cette antenne à double polarisation ont été mesurées. La figure 3-14 présente les diagrammes de rayonnement simulés à l'aide de HFSS et mesurés dans la chambre anéchoïque. L'antenne à polarisation verticale alimentée par le Twist réalise un gain de 14,44 dBi à 35 GHz tandis que l'antenne polarisée

horizontalement réalise un gain de 14,28 dBi. On a un niveau de polarisation meilleur que 27 dB dans la direction 0°. Une petite dissymétrie est observée entre les diagrammes de co-et contre-polarisation qui est dû au couplage de l'antenne terminée par une charge adaptée et de l'antenne excitée par une alimentation.

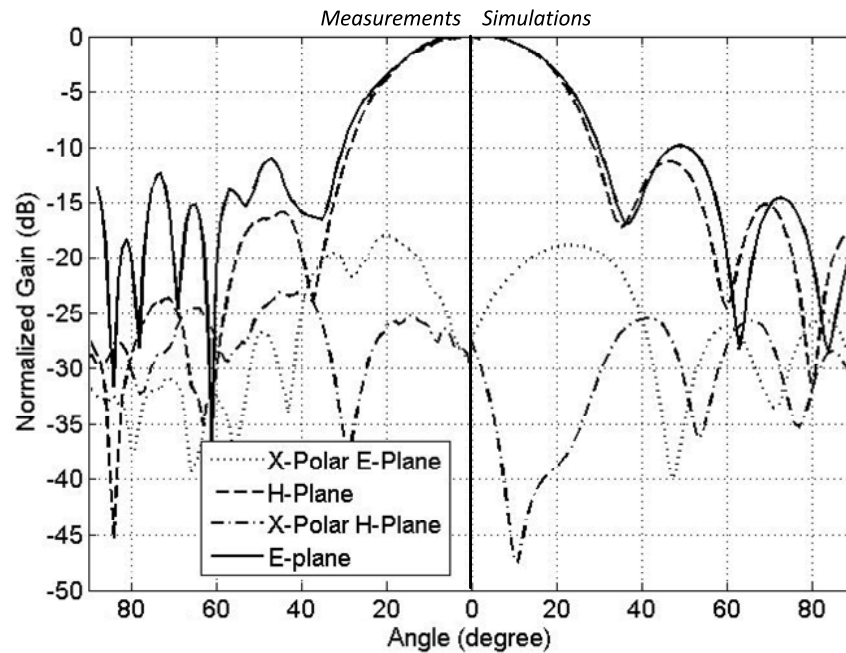


Figure 3-14 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne à polarisation verticale, alimentés par le Twist à la fréquence de 35 GHz.

En conclusion, l'utilisation du Twist 90° à base de SIW et l'utilisation de la technique inspirée par les LEGO ont rendu cette structure d'alimentation de l'antenne à double polarisation possible et ceci grâce à l'assemblage de trois blocs de PCB. Les performances atteintes montrent bien que cette antenne pourra être utilisée dans les futurs systèmes en ondes millimétriques.

3.4 Réseau d'antennes à double polarisation utilisant la jonction-T plan-E

La jonction-T plan-E proposée est utilisée dans la conception d'une alimentation de réseau d'antennes à double polarisation large bande. Pour ce prototype, le choix est porté sur l'antenne PTSA à cause du gain élevé et le fonctionnement sur une bande large [41]. Cet élément rayonne un champ E qui est co-linéaire avec celui de la ligne SIW à son entrée. La polarisation horizontale est obtenue à partir de deux éléments horizontaux planaires alimentés par une jonction-T plan-H [15], tandis que la polarisation verticale est obtenue grâce à deux éléments verticaux alimentés par la jonction-T plan-E. Pour compenser le déphasage de la jonction-T plan-

E, les deux PTSA sont inversés. Comme l'arrangement particulier des réseaux fournit une symétrie autour de son axe, il dispose d'un centre de phase situé sur l'axe de la matrice pour les deux polarisations. Les effets de dissymétrie observés au niveau des diagrammes de rayonnement de l'antenne excitée par le Twist sont enlevés. La figure 3-15 montre les blocs de circuits imprimés utilisés pour assembler cette antenne. Les deux ports d'entrée et la jonction-T plan-E se situent sur le même substrat. Encore une fois, le même procédé de fabrication que les précédents est utilisé. Le réseau d'alimentation large bande obtenu est très compact et présente de faibles pertes et n'utilise pas de câbles coaxiaux comme celui dans [42]. La figure 3-16 (a) et (b) illustre la distribution du champ électrique lors de l'alimentation des éléments polarisés horizontalement et verticalement. Le prototype fabriqué est représenté sur la Figure 3-16 c).

La figure 3-17 montre les pertes d'insertion et de réflexions, où les ports 1 et 2 correspondent au port de la polarisation verticale et celui de la polarisation horizontale. La structure permet d'avoir des pertes de réflexion supérieure à -10.6 dB et une isolation entre les ports meilleure que -26 dB entre 30 et 40 GHz (28% de largeur de bande). Grâce à l'utilisation de la technologie SIW, une alimentation très compacte peut être obtenue avec deux distributions complètement indépendantes. Aucun couplage n'existe au niveau des distributions. Ce qui permet d'augmenter l'isolation d'où un niveau de polarisation croisé plus bas.

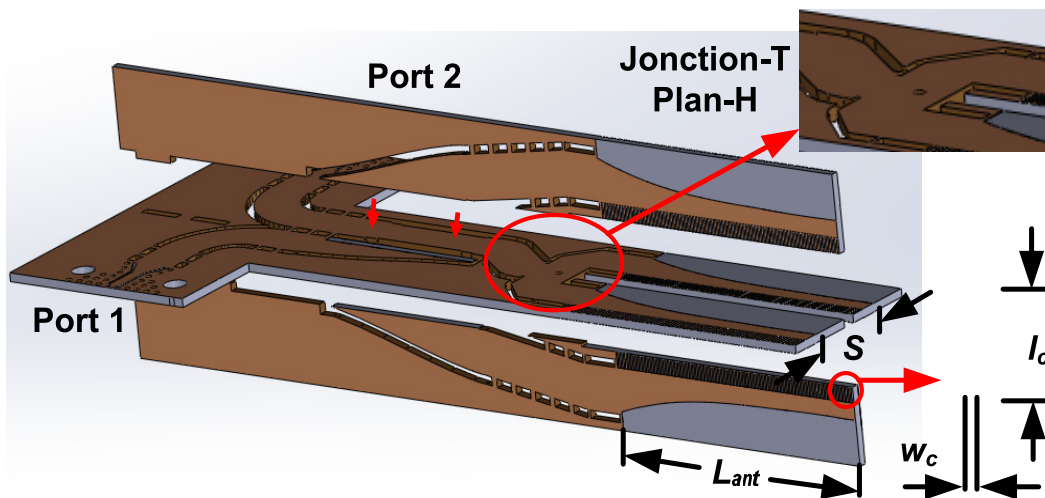


Figure 3-15 : Géométrie du réseau d'antennes à double polarisation: $S = 8.1$ mm, $w_c = 0.152$ mm, $l_c = 1.35$ mm et $L_{ant} = 24.5$ mm.

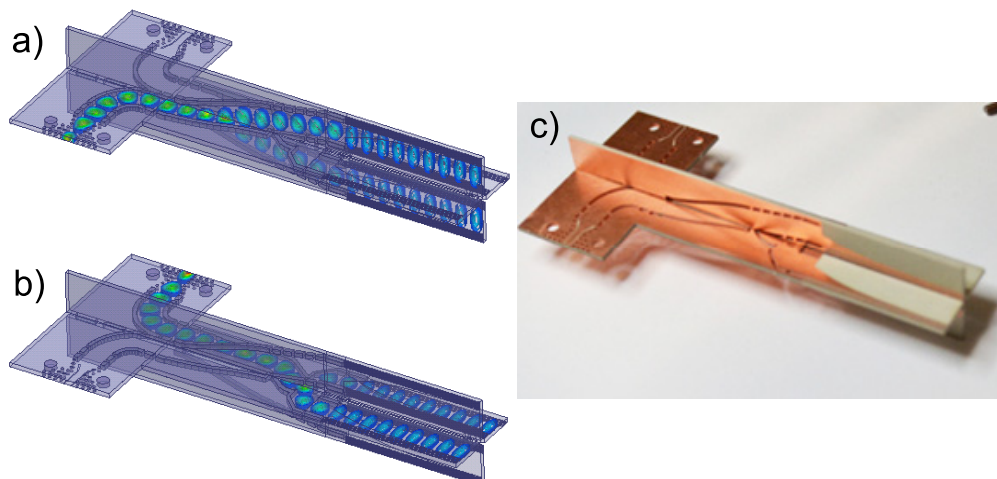


Figure 3-16 : a) et b) les distributions des champs électrique à 35 GHz c) photographie de l'antenne à double polarisation fabriquée.

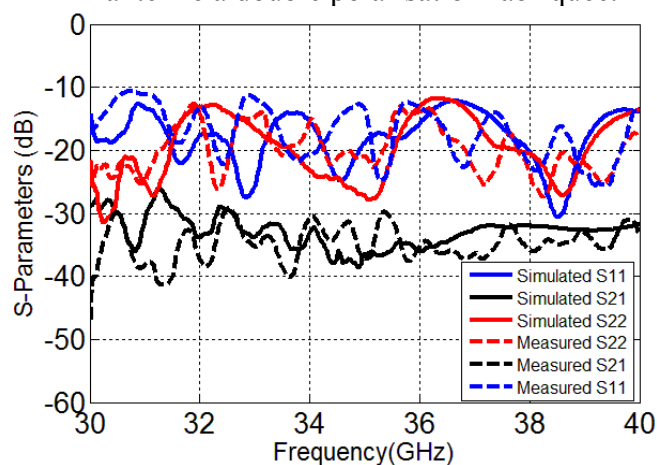


Figure 3-17 : Résultats simulés et mesurés des coefficients de réflexion et d'isolation.

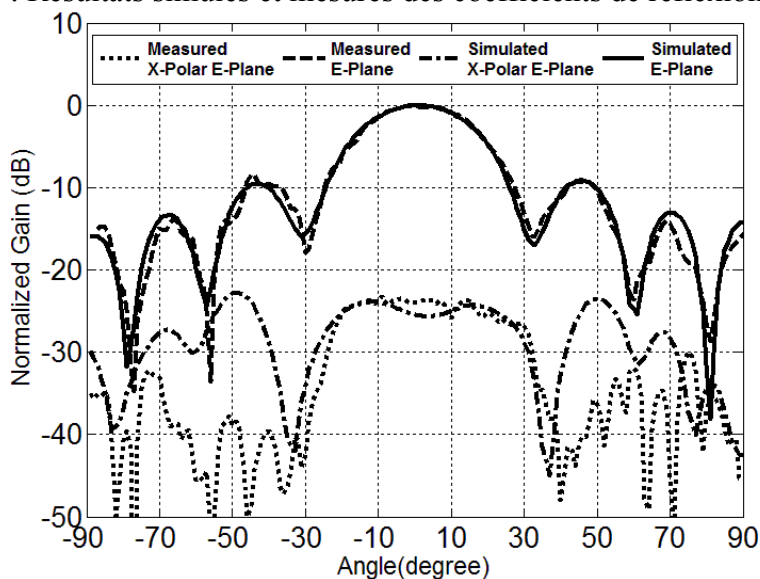


Figure 3-18 : Diagramme de rayonnement du plan-E du réseau de polarisation horizontale (correspondant au plan horizontal) à la fréquence de 35 GHz.

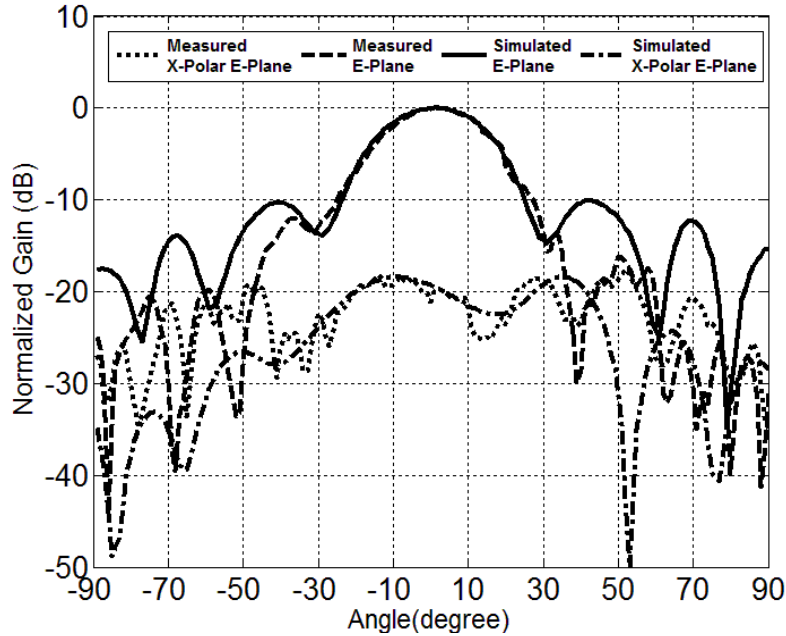


Figure 3-19 : Diagramme de rayonnement du plan-E du réseau de polarisation verticale (correspondant au plan vertical) à la fréquence de 35 GHz.

Les caractéristiques de rayonnement de ce réseau d'antennes à double polarisation ont été mesurées dans une chambre anéchoïque en mettant une charge adaptée dans le port non utilisé dans chaque mesure. La figure 3-18 et 3-19 montrent les résultats simulés et mesurés des réseaux disposés respectivement horizontalement et verticalement. Le réseau polarisé horizontalement réalise un gain de 14,6 dBi à 35 GHz alors que le réseau de la polarisation verticale alimenté par la jonction-T plan-E permet d'obtenir un gain de 14 dBi. Grâce à la disposition symétrique des antennes, une bonne symétrie des diagrammes de rayonnement est observée.

En conclusion, la jonction-T plan-E, que nous avons proposée dans nos travaux de recherche, est basée sur la technologie SIW et l'utilisation des blocs de PCB interconnectés. Cette jonction a été utilisée pour la conception du réseau d'antennes à double polarisation. La structure obtenue est très compacte grâce à la technologie SIW utilisée pour faire l'intégration complète. Le blindage contre les signaux interférents a permis d'avoir une isolation élevée et de bonnes performances en polarisation croisée. Cette géométrie tridimensionnelle a été choisie dans notre conception du radiomètre polarimétrique qui sera présenté dans le chapitre suivant.

3.5 Antenne PTSA “Parabolic Tapered Slot Antenna” pliée

Les antennes TSA ont suscité beaucoup d'intérêt dans un grand nombre d'applications, telles que les radars [43], la télécommunication [44] et l'imagerie [45]. En effet elles disposent de faisceaux étroits à gains élevés et d'un fonctionnement sur une large bande passante. Plusieurs conceptions sur circuit imprimé existent avec des profils de radiations différents afin d'atteindre des caractéristiques spécifiques. A notre connaissance, toutes les antennes TSA publiées jusqu'à présent sont capables de fournir les informations d'une seule polarisation. Dans certaines applications, celles-ci s'avèrent insuffisantes et limitent les fonctionnalités ou les performances. Par exemple, pour les réseaux LAN sans fil à diversité de polarisation où il est nécessaire d'avoir deux antennes à polarisation croisée. Durant nos travaux nous avons cherché en premier à développer des antennes à base d'une antenne TSA et permettant de lire dans les deux polarisations. Ensuite nous avons cherché à exploiter les possibilités offertes par l'utilisation des lignes SIW pliées pour réduire encore plus les architectures d'antennes que nous avons développées. Dans ce qui suit, nous allons présenter la première antenne TSA pliée. Elle permet de réduire la taille d'un facteur de près de 2 dans une direction, dépendamment de l'épaisseur du substrat. Des diagrammes de rayonnement symétriques peuvent être obtenus. Pour répondre aux exigences de gain dans de nombreuses applications des radiomètres, une seule antenne n'est pas suffisante. Par conséquent, des réseaux d'antennes TSA ont été étudiés et validés. La PTSA pliée donne la possibilité de concevoir des réseaux d'antennes polarisés en $+45^\circ$ et -45° et sa dimension réduite dans une direction offre une meilleure isolation entre les éléments adjacents dans le cas de l'utilisation dans un réseau. Un autre avantage de l'utilisation d'une antenne TSA pliée dans un réseau est que les éléments successifs peuvent être plus proches. Ceci a un impact sur les niveaux des lobes secondaires.

La conception de la structure de l'antenne proposée comporte 3 étapes. Premièrement une transition de la ligne SIW à la ligne SIW pliée est conçue pour pouvoir exciter l'antenne pliée. Deuxièmement, une antenne TSA plane est conçue avec les performances requises. Troisièmement, l'antenne TSA plane est pliée. Nous présentons dans ce document une comparaison entre l'antenne TSA plane et celle pliée. L'architecture a été validée par les simulations à l'aide du logiciel HFSS et ensuite par les mesures effectuées dans la chambre anéchoïque. Dans ce qui suit, nous présentons la transition du SIW au SIW plié (LFSIW) qui servira à exciter l'antenne pliée (L-TSA).

3.5.1 Transition du SIW au SIW-plié

Une ligne LFSIW est utilisée pour alimenter l'antenne TSA pliée. La ligne LFSIW est formée par pliage d'une ligne SIW planaire le long de son axe comme illustré dans la figure 3-20. La figure illustre une vue en coupe transversale du SIW et LFSIW avec les champs électriques et magnétiques transverses du mode TE_{10} . Le substrat Rogers RT/Duroid 6002 avec une épaisseur de 0.762 mm est utilisé pour avoir une structure rigide moins sensible aux effets de l'assemblage manuel. La constante de propagation et l'impédance de la ligne SIW et du LFSIW sont calculées par la méthode de résonance transverse (TRM). En considérant une largeur de la ligne $a_{SIW} = 4$ mm, la fréquence de coupure correspondante au premier mode (TE_{10}) est de 22.4 GHz.

À la sortie de la transition la même fréquence de coupure est maintenue à 22.4 GHz, mais la fréquence de coupure du deuxième mode dérive de 44.8 GHz à 43.8 GHz. Les impédances des lignes SIW et LFSIW sont respectivement de 80Ω et 100Ω à 35 GHz.

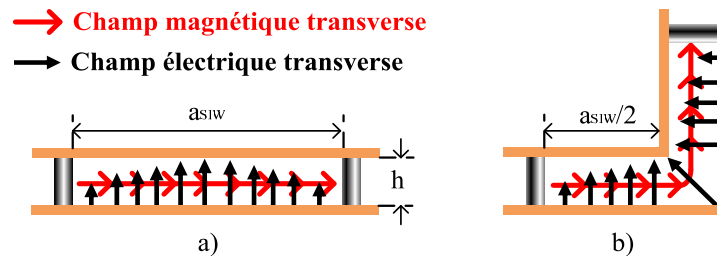


Figure 3-20 : Géométrie du a) SIW et b) LFSIW.

La jonction permettant la transition entre la ligne SIW et LFSIW est optimisée pour obtenir un coefficient de réflexion minimale. La longueur optimale de la jonction L est d'environ $1.41 \lambda_g$ à la fréquence centrale de 35 GHz. Vu qu'il est impossible de faire les mesures au niveau du LFSIW nous avons mesuré deux transitions montées dos-à-dos. Ainsi l'entrée et la sortie sont des lignes SIW planaires. La figure 3-21 montre la structure avec les deux transitions dos-à-dos.

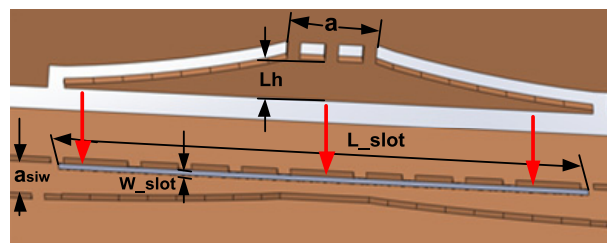


Figure 3-21 : Géométrie des deux jonctions dos-à-dos assemblées: $L_h = 1.64$ mm, $a = 3.5$ mm, $L_{slot} = 20.8$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm, $a_{SIW} = 4$ mm.

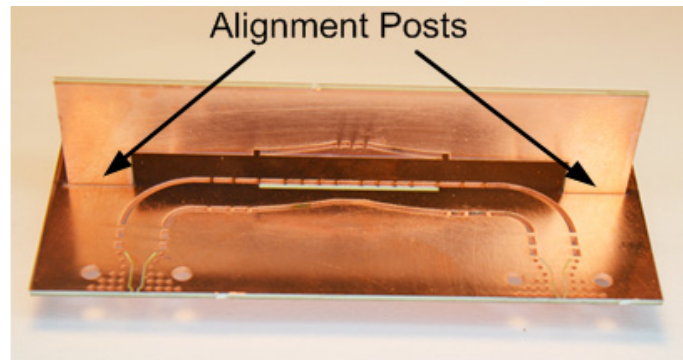


Figure 3-22 : Deux jonctions SIW-LFSIW assemblées.

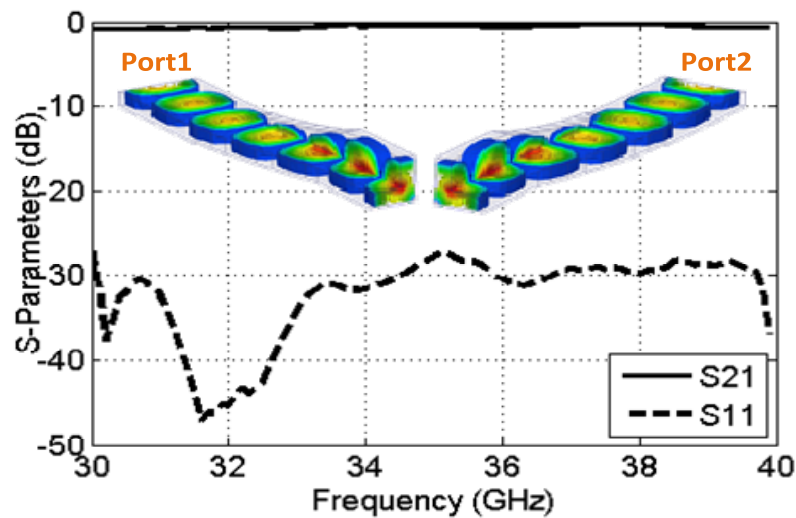


Figure 3-23 : Résultats mesurés des deux jonctions dos à dos assemblés et la distribution du champ électrique le long de la structure à la fréquence de 35 GHz.

Le prototype fabriqué est représenté sur la figure 3-22. Une transition de SIW à GCPW est utilisée et une calibration TRL est effectuée lors des mesures. Des coudes de 90° sont utilisés aux sorties pour pouvoir laisser la place aux broches d'alignements. La jonction dos-à-dos permet d'obtenir des pertes de réflexion mieux que -28 dB et des pertes d'insertion mieux que -0.9 dB sur la bande passante de 30 à 40 GHz. La distribution du champ électrique des 2 transitions sont montrées sur la figure 3-23 avec les résultats de mesures.

3.5.2 Antenne à fente à transition progressive TSA

Pour concevoir l'antenne TSA pliée, la deuxième étape consiste à concevoir un TSA planaire avec les performances requises (ouverture du faisceau, lobes secondaires, gain, etc..) sur

la largeur de bande de fréquence souhaitée. Les paramètres géométriques tel que la largeur, la hauteur du substrat, le profil de radiation, la longueur et ainsi de suite sont optimisés pour répondre aux besoins. Plusieurs modèles de TSA ont été rapportés dans la littérature avec des profils de radiations différentes telles que LTSA (Linearly Tapered Slot Antenna), Vivaldi (Exponentially Tapered Slot Antenna) et PTSA (Parabolic Tapered Slot Antenna). L'antenne PTSA est utilisée dans notre cas. Des corrugations sont utilisés pour réduire la largeur de l'antenne sans dégrader ses performances. Dans notre cas, la largeur des corrugations sont limités par limites du procédé de fabrication. En effet, la plus petite fente possible, réalisable dans ce processus, est de 236 μm . Les longueurs des corrugation sont de $\frac{\lambda_r}{4}$, où λ_r est la longueur d'onde dans le substrat. Les parties de métal entre les corrugations permettent de faire l'adaptation.

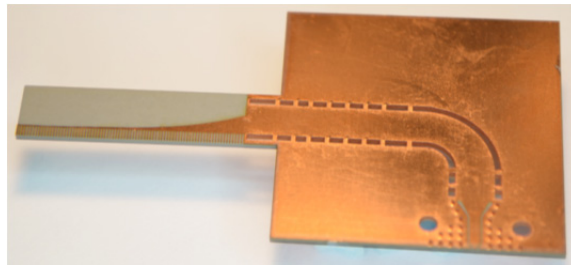


Figure 3-24 : Photographie de l'antenne planaire PTSA fabriquée.

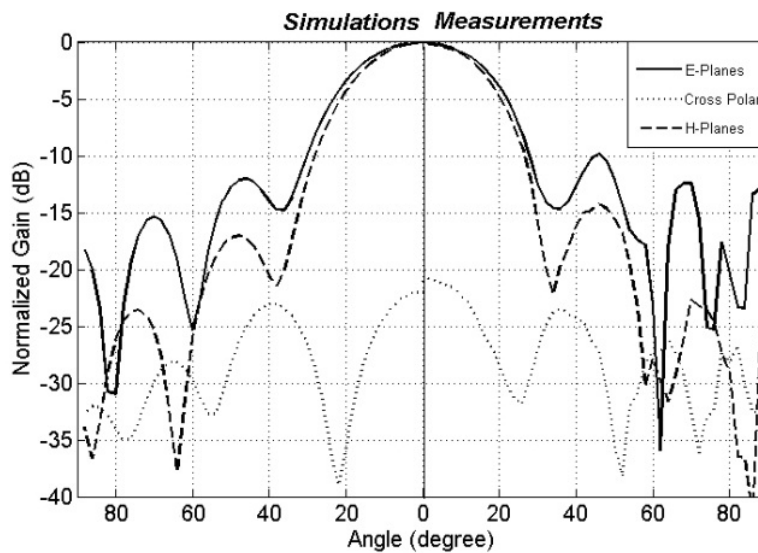


Figure 3-25 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne PTSA à corrugation, à la fréquence de 35 GHz.

Le prototype planaire fabriqué est présenté sur la figure 3-24. Son diagramme de rayonnement simulé et mesuré à la fréquence centrale de 35 GHz est représenté sur la figure 3-25. Le gain

mesuré est de 15.1 dBi avec une largeur de faisceau à 3 dB de 36° dans les deux plans E et H. Le niveau de la polarisation croisée est inférieur à -21.11 dB. Cette antenne a une polarisation horizontale. Les pertes par réflexion sont inférieurs à -13 dB sur la bande 30-40 GHz (figure 3-28).

3.6 Antenne PTSA pliée

La troisième étape de conception consiste à plier le TSA planaire à profil parabolique (PTSA). La transition introduite précédemment du SIW au SIW-pliée est utilisée pour alimenter l'antenne pliée. Les principaux paramètres géométriques ne sont pas modifiés par l'étape de pliage. L'antenne pliée comporte deux PCB qui sont illustrées avec leurs dimensions dans la figure 3-26. Le prototype fabriqué est représenté sur la figure 3.27. Deux parties du substrat vertical sont utilisées à des fins d'alignement. Une fois assemblés, les deux coins sont métallisés afin d'avoir une connexion électrique entre les deux PCB.

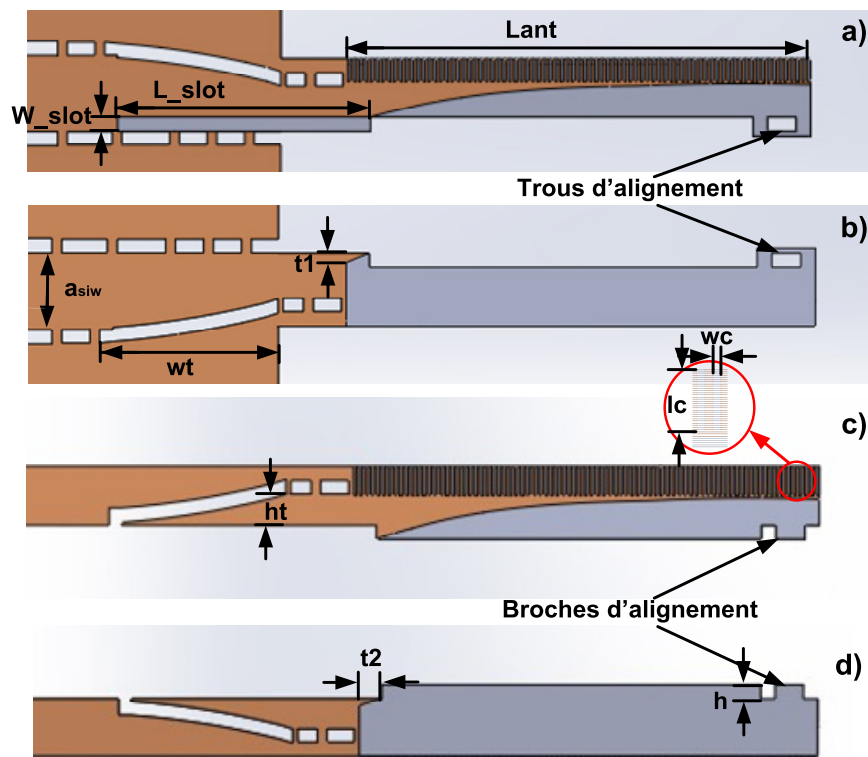


Figure 3-26 : Géométrie des deux blocs constituant le TSA pliée : $L_{ant} = 24.5$ mm, $t_1 = 0.76$ mm, $a_{SIW} = 4$ mm, $L_{slot} = 13.4$ mm, $W_{slot} = 0.76$ mm, $w_t = 9.3$ mm, $h_t = 1.6$ mm, $t_2 = 1.2$ mm, $l_c = 1.23$ mm, $w_c = 0.13$ mm, $h = 0.76$ mm. a) vue de dessus et b) vue de dessous du PCB principal, c) vue de dessus et d) vue de dessous du PCB inséré.

Les pertes de réflexions mesurées de l'antenne pliée sont comparées à celles planaires. Les résultats sont représentés sur la figure 3-28. Des performances similaires sont observées. Le gain mesuré est de 11 dBi alors que le gain simulé est de 13 dBi. La figure 3-29 montre les diagrammes de rayonnements mesurés et simulés aux plans E et H correspondant aux plans à 45° et -45° . La largeur du faisceau à 3 dB est de 38° dans les plans E et H. La polarisation croisée est de -10.7 dB en simulations et -8.1 dB en mesures. Lorsqu'on compare la figure 3-25 et la figure 3-29, on remarque que l'antenne pliée à une meilleure symétrie dans les plans E et H. Par contre le gain et la polarisation croisée est réduit.

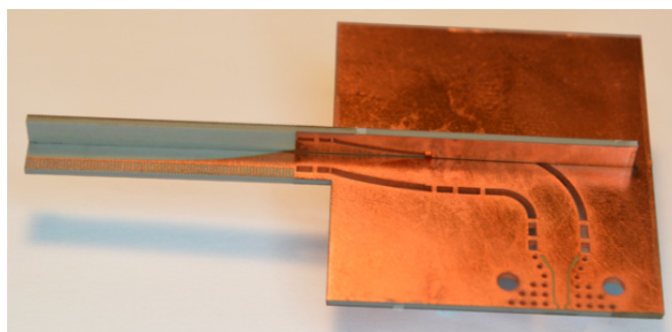


Figure 3-27 : Photographie de l'antenne pliée PTSA fabriquée.

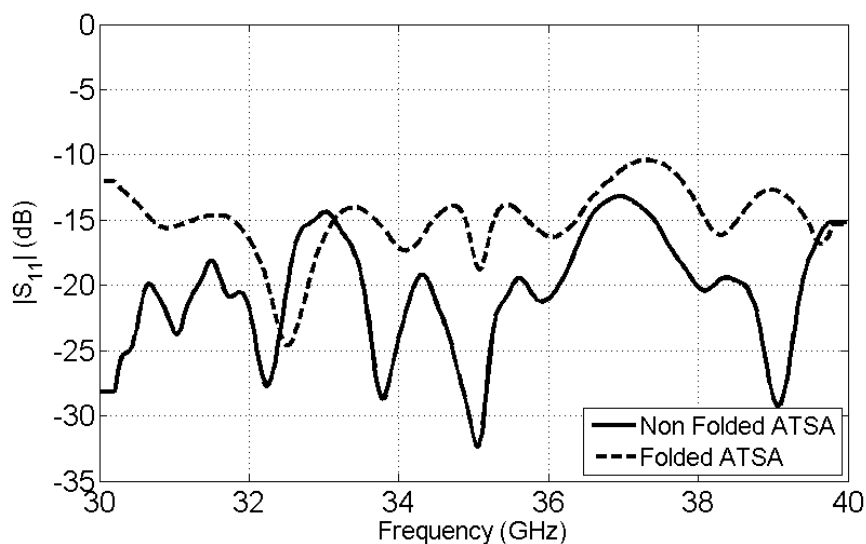


Figure 3-28 : Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne APTSA corrugée planaire et de l'antenne APTSA corrugée pliée à la fréquence de 35 GHz.

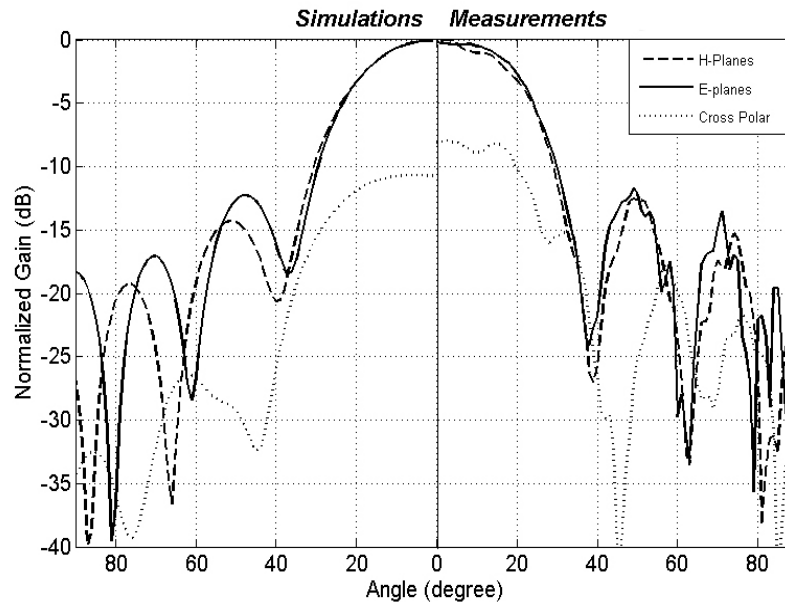


Figure 3-29 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne PTSA pliée à la fréquence de 35 GHz.

En conclusion, l'antenne TSA proposée a été étudiée, fabriquée et mesurée. Elle permet d'obtenir par rapport à celle planaire une taille plus petite dans une direction d'un facteur de près de deux. En fonction de l'orientation, elle permet aussi d'obtenir un 45° et -45° de polarisation, ce qui donne une autre flexibilité à des concepteurs de systèmes. Pour alimenter cette antenne, une transition de la ligne SIW planaire à celle pliée a été introduite afin d'alimenter cette antenne. Les mesures et les simulations sont en bon accord. L'antenne proposée démontre un diagramme de rayonnement plus symétrique que son homologue planaire. La taille réduite est d'un grand intérêt dans la conception d'un réseau d'antenne puisqu'elle pourra réduire les niveaux des lobes secondaires par rapport à un réseau impliquant celles planaires. L'antenne proposée montre une grande promesse dans le développement des futurs récepteurs compacts utilisant la double polarisation avec des caractéristiques de conception sur deux ou trois dimensions.

3.7 Antenne LTCC

Un travail portant sur la conception d'une antenne réseau tridimensionnelle a été effectué sous ma supervision par Hattan Abuzaid, un étudiant en stage au Poly-GRAMES. Ses travaux ont fait l'objet d'un mémoire [46].

L'objectif était de combiner deux technologies de fabrication SIW et LTCC utilisant des substrats de permittivités différentes pour faire un réseau d'antennes en SIW alimenté par une distribution

LTCC sur 6 couches très compactes. Le diviseur utilisé est une version multicouche du diviseur tridimensionnel présenté dans la section 3.2.

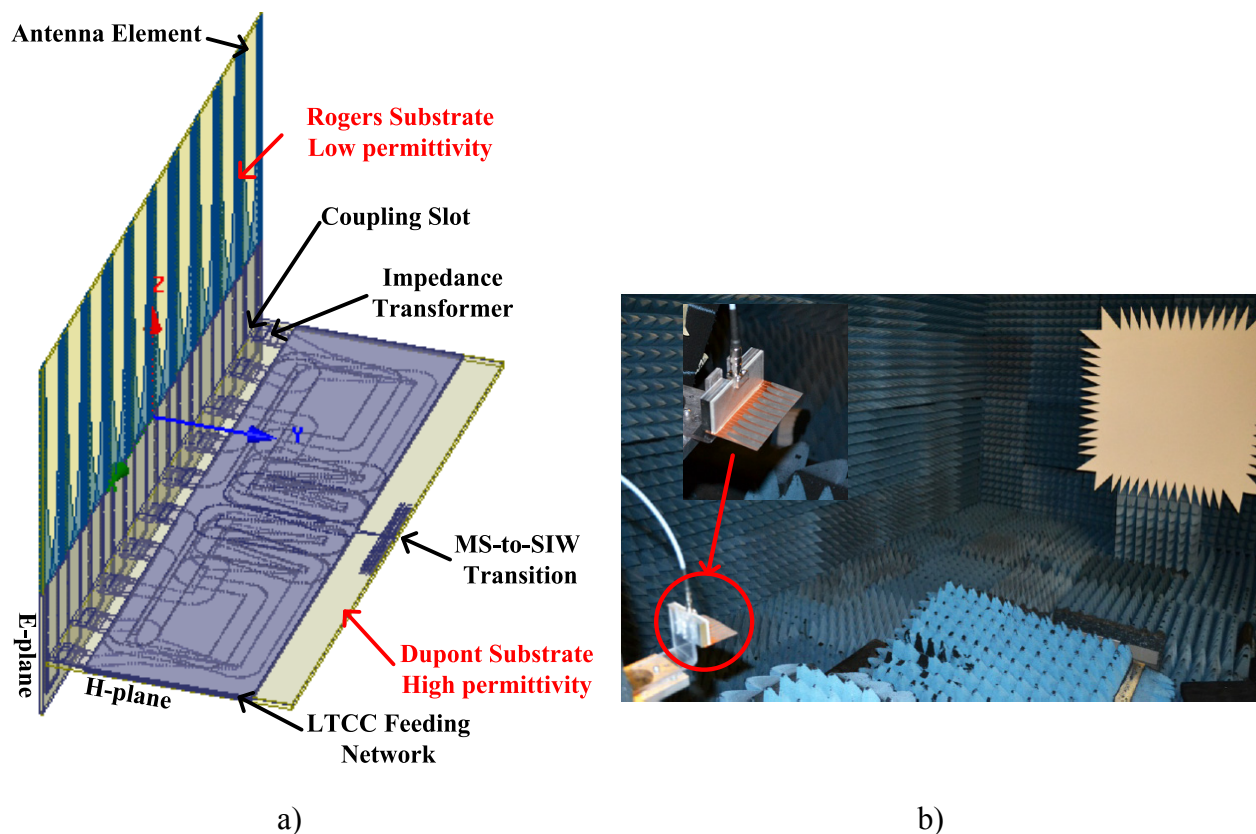


Figure 3-30 : a) Vue d'ensemble de la structure, qui comprend le réseau d'antennes, le réseau d'alimentation, les transformateurs d'impédance, et la transition de la ligne coplanaire à SIW, b) dispositif de mesure.

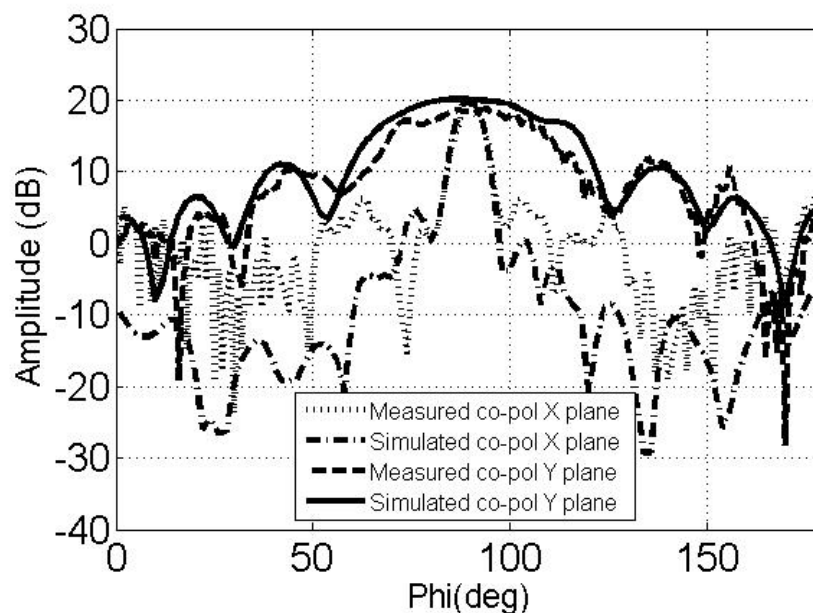


Figure 3-31 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à la fréquence de 35 GHz.

CHAPITRE 4 RADIOMÈTRE POLARIMÉTRIQUE IMAGEUR

4.1 Introduction

L'imagerie à ondes millimétriques est l'un des sujets de recherche les plus prometteurs et les plus exigeants dans le domaine des systèmes de détection à haute fréquence. De tels systèmes d'imagerie peuvent être classés en imageurs passifs mesurant la distribution spectrale d'un rayonnement naturel [47] qui est émis ou réfléchi par un objet, et les imageurs actifs qui éclairent cet objet par une source appropriée et mesurent les champs réfléchis [48]. L'avantage de l'imagerie à ondes millimétriques est que même dans des conditions spéciales (par exemple le brouillard, la pluie, les nuages, la fumée et les tempêtes de sable et même des vêtements) on est encore capable d'avoir une image, même à travers des objets, des matériaux et des champs de vue invisible à l'œil nu. L'application envisagée de nos travaux de recherche est l'élaboration d'un radiomètre imageur à faible coût pour les besoins de détection et de sécurité.

Le développement d'un radiomètre en ondes millimétriques de hautes performances et à faible coût imageur présente un grand défi technologique. La plupart des systèmes présentés dans la littérature sont conçus sur la base de la technologie de guide d'ondes classiques afin d'obtenir la meilleure performance à des fréquences élevées. De nombreuses entreprises et institutions de recherche font usage d'une méthode très rapide et simple avec des composants et des dispositifs commerciaux coûteux. Dans ce travail, la technologie du guide d'onde intégré au substrat est utilisée comme une approche alternative pour l'ensemble de la conception du système. SIW est une technologie émergente où les champs sont parfaitement isolés et contenus à l'intérieur comme dans le cas du guide d'ondes standard et en même temps avec une taille beaucoup plus petite et un poids réduit. En outre, l'avantage de l'intégration avec d'autres composants planaires utilisant le même processus de fabrication à faible coût tel que les techniques de PCB. Un des buts de ce travail est la démonstration d'un système d'imagerie MMW passif basé sur la technologie SIW.

4.2 Radiomètre à puissance totale

L'intérêt de l'utilisation du radiomètre à puissance totale dans l'imagerie passive est non pas de mesurer la température exacte de l'objet mais de mesurer la différence de température entre les objets. Donc le choix de cette architecture est dû principalement à la meilleure sensibilité comparativement aux autres architectures. Dans la partie qui suit, nous présenterons les premiers tests effectués avec une nouvelle technique d'assemblage adaptée aux tests de laboratoire.

4.2.1 Description du premier système

L'image à ondes millimétriques peut être obtenue en utilisant un réseau à plan-focal. Dans cette étape du projet, un système de balayage simple a été considéré pour réduire le coût. Dans l'étape suivante le balayage peut être effectué par voie électronique à l'aide d'une antenne faisceau orientable électriquement. Durant notre étude, nous avons préféré de développer notre propre système de balayage mécanique configurable avec les facilités du centre de recherche Poly-Grames. Parmi les architectures citées dans le premier chapitre nous avons optés pour l'utilisation du radiomètre à puissance totale. Le choix dû au fait que le récepteur implique moins de composants et permet d'avoir la meilleure sensibilité. L'objectif fixé est d'avoir une image avec un récepteur reconfigurable exploitant la technologie SIW.

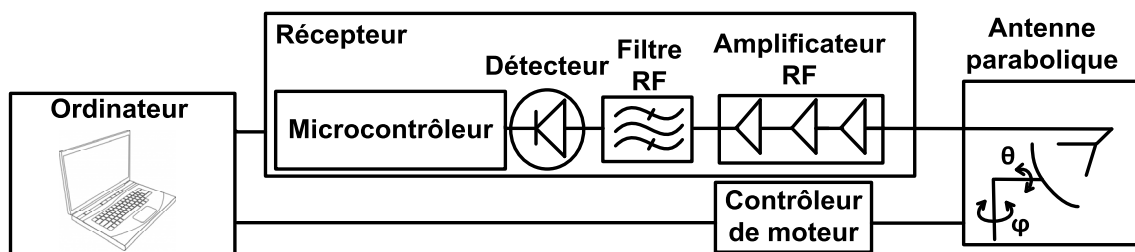


Figure 4-1 : Architecture du radiomètre à détection directe.

L'architecture du système imageur est illustrée sur la figure 4-1. Il est composé d'une antenne parabolique montée sur un positionneur mécanique actionné par des moteurs pas à pas, un récepteur à détection directe, et d'un logiciel d'acquisition de données informatiques.

4.2.1.1 Théorie du radiomètre à puissance totale

La puissance d'entrée du récepteur est une combinaison de la puissance de bruit de l'antenne et la puissance de bruit du système. Elle est définie par :

$$P = P_A + P_{sys} = kTB, \quad (4-1)$$

où la température de bruit totale T est égale à la somme de la température du bruit de l'antenne T_A et la température du bruit du système T_{sys} . B est la largeur de bande généralement fixée par un filtre passe bande et k est la constante de Boltzmann.

Les amplificateurs introduisent du gain nécessaire pour atteindre la plage dynamique du détecteur.

La puissance de bruit à l'entrée du détecteur est donnée par:

$$P = G(P_A + P_{sys}) = GkTB = \overline{V^2}, \quad (4-2)$$

avec G le gain total du système.

Considérons maintenant le détecteur à diode avec une sensibilité constante qu'on notera S . Le signal à la sortie de la diode est donné par :

$$\overline{V_d} = S\overline{V^2} = SGkTB. \quad (4-3)$$

Le signal sera par la suite acheminé vers un filtre passe bas qui joue le rôle d'intégrateur, ceci permet d'avoir la moyenne de V_d sur un intervalle de temps τ .

Le signal de sortie du filtre passe bas ayant une perte p est donné par :

$$\overline{V_f} = pSGkTB. \quad (4.4)$$

D'où le signal de sortie du radiomètre à puissance totale est proportionnel à la température de bruit au niveau de l'antenne qui est reliée à la température de bruit de la scène observée. Dans la plupart des applications la tension à la sortie du filtre est de l'ordre des microvolts. Une amplification est nécessaire pour atteindre la plage dynamique du détecteur. Les sous-sections suivantes fournissent des détails sur chacune de ces parties.

4.2.1.2 Réflecteurs paraboliques

Une antenne à gain élevé est nécessaire pour obtenir une haute résolution avec un signal faible dans le cas d'une imagerie passive. Plusieurs types d'antennes à gain élevé peuvent être utilisés [7] comme antennes lentilles ou un réseau d'antennes. Dans ce travail, un réflecteur parabolique a été choisi à des fins de démonstration car il est le plus efficace. Le réflecteur

parabolique mis en place à une polarisation verticale. Il se compose d'une antenne cornet pyramidale éloignée du réflecteur de 30 cm ayant un gain de 19 dBi. L'alimentation et la structure complète de l'antenne sont conçues et optimisées en utilisant des logiciels de simulation commerciaux qui sont FEKO et GRASP de TICRA.

L'antenne a été fabriquée et mesurée au centre de recherche Poly-GRAMES. Le coefficient de réflexion mesuré est meilleur que -15 dBi sur notre largeur de bande d'intérêt de 1.5 GHz. Le gain mesuré est de 36 dBi. La largeur de faisceau à 3 dB mesurée est de 1.5° dans le plan horizontal (plan- φ) et dans le plan vertical (plan- θ). La polarisation croisée est meilleure que 17 dB.

L'antenne est connectée au récepteur à travers une transition du guide d'onde métallique (WR-40) au connecteur-K.

4.2.1.3 Système de balayage mécanique

Afin d'obtenir une image, nous avons conçu un système de balayage mécanique, après le choix des matériaux et la forme de la structure et avant la fabrication nous avons procédé à des simulations sur le logiciel Solidworks pour étudier l'effet des forces appliquées sur la structure afin d'assurer la stabilité lors du balayage. Pour ce qui est matériel, on a choisi l'aluminium parce qu'il répond aux critères recherchés. Il est à la fois rigide et léger grâce à sa faible densité qui réduit le poids. Sa rigidité génère moins de vibration lors du mouvement et sa résistance est remarquable à l'oxydation.

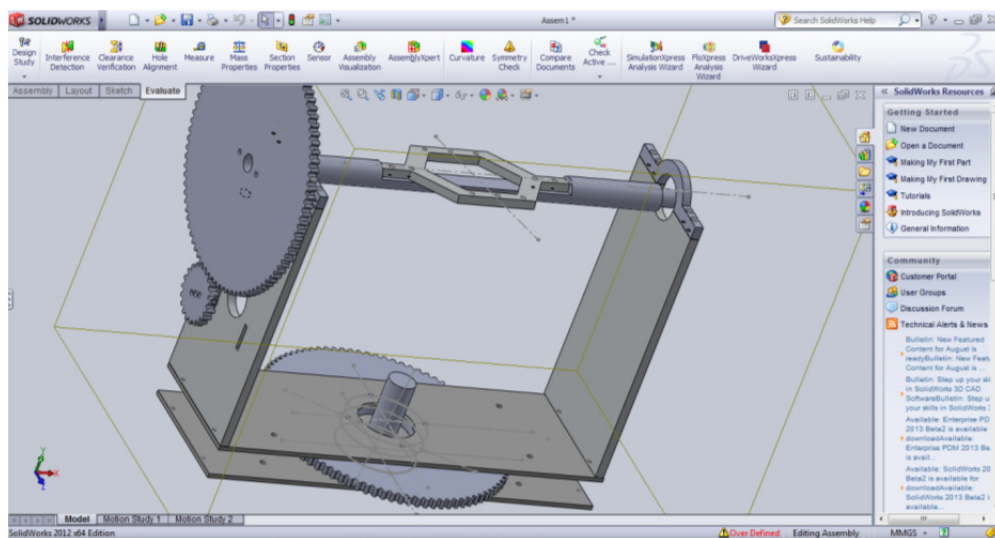


Figure 4-2 : L'ensemble du système de balayage mécanique sur Solidworks.

Le mouvement est assuré par deux moto-réducteurs fabriqués par la compagnie Portescap qui sont du type 42M série Z.

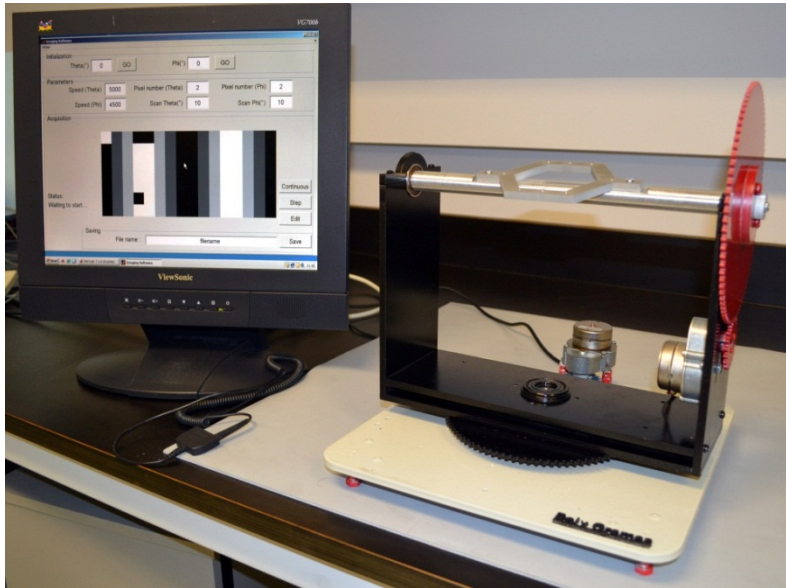


Figure 4-3 : Système de balayage mécanique fabriqué au Poly-GRAMES.

4.2.1.4 Logiciel d'acquisition des données

Le logiciel d'acquisition de données a été développé sur la plate-forme Matlab

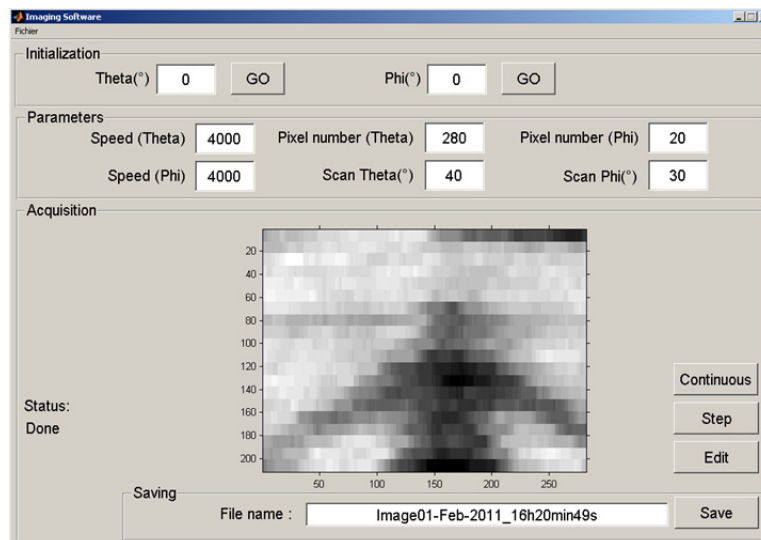


Figure 4-4 : Interface Matlab.

Une capture d'écran de l'interface du logiciel développé sous MATLAB est présentée à la figure 4-4.

Cette interface permet de :

- Initialiser la position du système de balayage.
- Définir les paramètres tels que la vitesse des moteurs dans les deux directions, le nombre de pixels et l'angle maximal de balayage.
- Contrôler les moteurs et le microcontrôleur lors de l'acquisition. L'interface offre le choix de faire le balayage pixel par pixel avec un petit temps d'arrêt entre eux ou balayage continu.
- l'affichage de l'image finale.
- Améliorer dynamiquement la qualité de l'image.

4.2.2 Récepteur SIW

Le récepteur est constitué d'un circuit frontal qui a deux tâches : la sélection de la bande de fréquence et l'amplification du signal reçu. Le signal délivré doit être à un niveau d'amplitude respectant la plage dynamique du détecteur.

Une nouvelle approche d'assemblage des systèmes à base de SIW est utilisée dans notre premier prototype. Cette approche consiste à relier des sous-circuits avec des fonctions simples pour réaliser une fonction complexe sans avoir à utiliser des connecteurs ou des câbles. Le substrat RT/Duroid 6002 de Rogers avec une permittivité de 2.94 et une épaisseur de 0.762 mm a été utilisé dans la conception de chaque sous-bloc. Les paramètres S des deux blocs interconnectés formés par des lignes SIW, ont été mesurés dans la bande 30-40 GHz utilisant la calibration TRL (Figure 4-6).

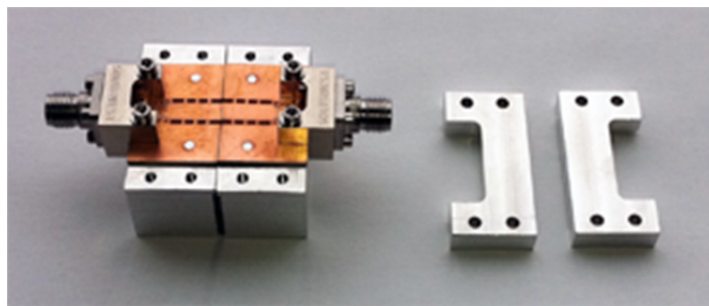


Figure 4-5 : Photographie des deux lignes SIW interconnectées et des blocs métalliques.

En mettant deux lignes SIW, une devant l'autre avec une pression suffisante, l'onde électromagnétique peut passer d'une ligne à l'autre avec une perte négligeable. Aucune soudure n'est nécessaire dans ce cas. Les coefficients de transmission et de réflexion mesurés dans la

figure 4-6 montrent respectivement de meilleures valeurs (moins élevées) que -0.17 dB et -18 dB dans la bande 33-36 GHz.

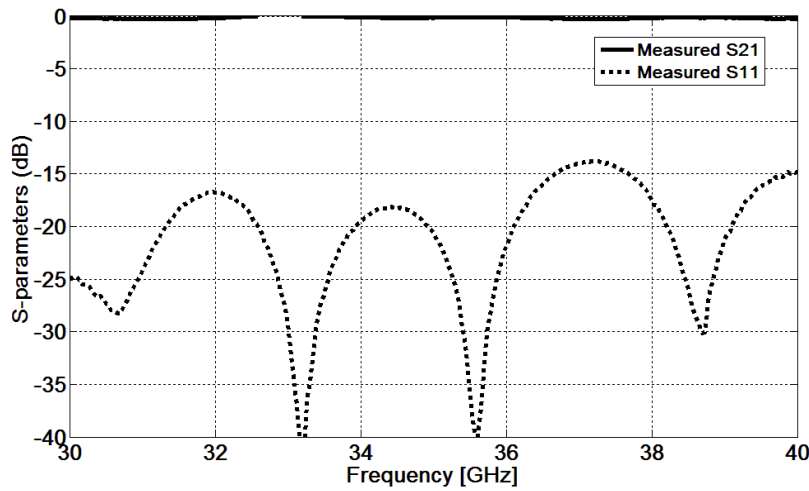


Figure 4-6 : Coefficient de transmission et de réflexion mesurés des deux blocs interconnectés.

4.2.2.1 Étage frontal

En utilisant cette approche de prototypage, l'étage frontal a été construit. La structure est présentée à la figure 4-7. L'amplification nécessaire doit être assez élevée. Pour cela on a utilisé trois amplificateurs à faible bruit HMC263LP4E de la compagnie Hittites comme sous-circuits. Un filtre passe bande de troisième ordre est inséré comme dernier bloc, il délivre un gain maximal sur la bande 34.25-35.75 GHz. Les transitions du GCPW à SIW ont des pertes inférieures à 0.2 dB.

Les sous-circuits interconnectés sont montés sur des bases d'aluminium soigneusement conçus pour offrir le meilleur alignement entre les lignes SIW et ainsi garantir le minimum de pertes possible. Chaque sous-circuit est protégé au moyen d'un couvercle en aluminium illustré dans la figure 4.7 (b) permettant une parfaite isolation contre les signaux parasites. Ce couvercle crée une cavité sur l'amplificateur pouvant être une source de résonance. Pour ce fait, un absorbant a été fixé dans ces cavités. Dans le cas du filtre SIW ce couvercle est inutile. La partie frontale permet d'amplifier les signaux issus de l'antenne, de sélectionner la bande de fréquences désirée et de rejeter les signaux parasites. Les paramètres S de cette partie ont été mesurés dans la bande 30-40 GHz et sont présentés à la figure 4-8. Le gain de la chaîne est à l'entour de 48 dB et il est assez

plat sur la largeur de bande de 1.5 GHz centrée autour de 35 GHz. Le coefficient de réflexion au port d'entrée est inférieur à -10 dB.

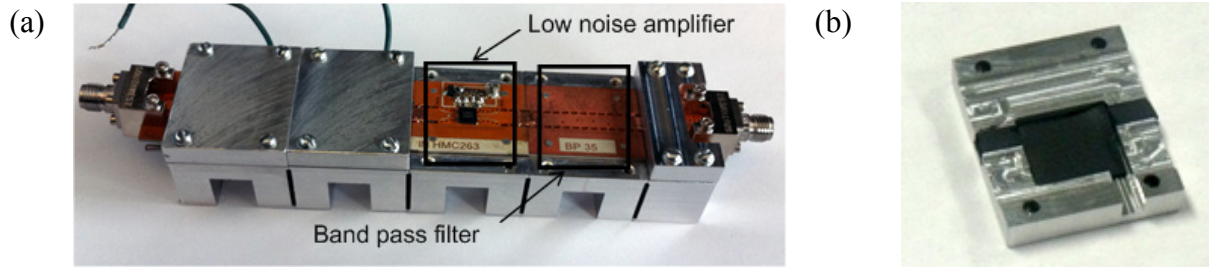


Figure 4-7 : Photographie de l'étage frontal du récepteur: a) sous-circuits interconnectés. b) couvercle en aluminium isolant chaque sous-circuit.

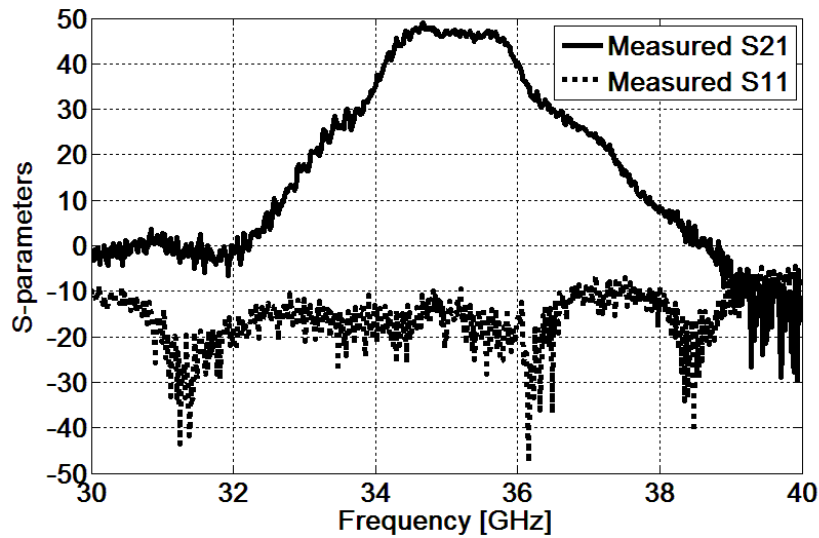


Figure 4-8 : Les paramètres S mesurés de l'étage frontal du récepteur.

Un détecteur logarithmique fonctionnant jusqu'à 40 GHz délivre un signal analogique à la sortie V_{out} proportionnelle à la puissance du bruit à l'entrée est donné par [36].

$$V_{out} = Gk\Delta f(T_A + T_{sys}) + V_{offset}, \quad (4-5)$$

où G est le gain du récepteur, k est la constante de Boltzmann, Δf est la bande passante du système, T_A est la température du bruit de l'antenne, T_{sys} est la température du bruit du récepteur et V_{offset} est le décalage de la tension du détecteur.

Le temps d'intégration est réglé à $\tau = 2$ ms, ce qui donne une résolution théorique de $\Delta T = 0.46^\circ\text{K}$.

$$\Delta T = \frac{T_A + T_{sys}}{\sqrt{\Delta f \cdot \tau}} \quad (4-6)$$

Le détecteur délivre un signal proportionnel à la température mesurée de chaque pixel. Ce signal est par la suite converti à l'aide d'un convertisseur analogique numérique contenu dans un microcontrôleur (PIC16F873). Le signal numérique est ensuite envoyé à l'ordinateur par une liaison série RS232 et traité par le logiciel d'acquisition de données.

4.2.2.2 Tests avec un corps humain

A l'aide du système développé et dans l'environnement du laboratoire (figure 4-10 a)) nous avons obtenu une première image. La scène a été balayée avec un angle φ de 40° et un angle θ de 30° avec un pas de 1° dans les deux plans. La taille de l'image est de 40×30 pixels. Cette image correspond à un scénario impliquant une personne assise à environ 1.5 m en face du système d'imagerie. Dans chaque direction, l'antenne rassemble les signaux émis par les objets. La puissance détectée est ensuite envoyée à l'ordinateur et une couleur grise est affectée au pixel par rapport à une échelle de gris. La couleur noire correspond à la température la plus chaude mesurée et la couleur blanche à la température la plus froide. La figure 4-9 montre l'histogramme de cette image qui donne une information sur la qualité de l'image acquise. Le contraste et la luminosité peuvent être améliorés de façon dynamique en analysant cet histogramme. Dans l'image acquise (figure 4-9 (a)) deux plages de température sont dominantes : une plage correspondant à la température du corps humain et une autre de l'environnement l'entourant.

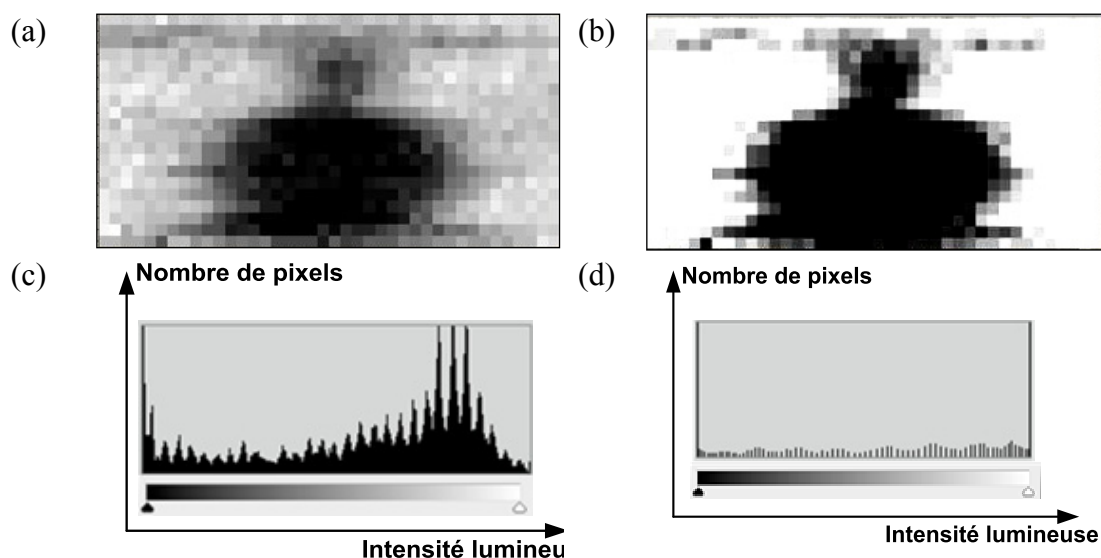


Figure 4-9 : Illustration de l'amélioration du contraste pour un scénario impliquant une personne assise à environ 1.5 m : a) image non traitée. b) image traitée. c) histogramme de l'image non traitée. d) histogramme de l'image traitée.

Un algorithme de filtrage permet d'améliorer dynamiquement le contraste sur la base de l'analyse de l'histogramme est développé dans Matlab pour améliorer automatiquement la qualité de de l'image. L'image traitée est représentée dans la figure 4-9 (b) avec son histogramme correspondant dans la figure 4-9 (d).

Comme le balayage pixel par pixel est très lent, un balayage continu a ensuite été développé. La première image dans la bande millimétrique qu'on a travaillé dessus utilisant ce balayage continu était celle d'une personne avec le bras tendu assis à environ 1.5 m du système.

L'image de cette scène dans la bande millimétrique du scénario choisie est représentée dans la figure 4-10 b). 280*20 pixels ont été mesurés avec un angle de 40° dans le plan d'azimut et de 30° dans le plan de balayage en élévation. Cela correspond à un pas de 0.14° dans le plan φ et 1.5° dans le plan θ . L'image a été redimensionnée à 280*220 pixels pour conserver la proportionnalité de la scène. Un léger décalage entre les rangées peut être observé, à cause que chaque pixel est acquis sans connaître la position exacte du dispositif de balayage mécanique continu. Ce problème pourrait être résolu en utilisant un encodeur d'angle. En haut à gauche de l'image 4-10 b) on remarque des traits noirs correspondants au tube néant derrière le mur dans le couloir.

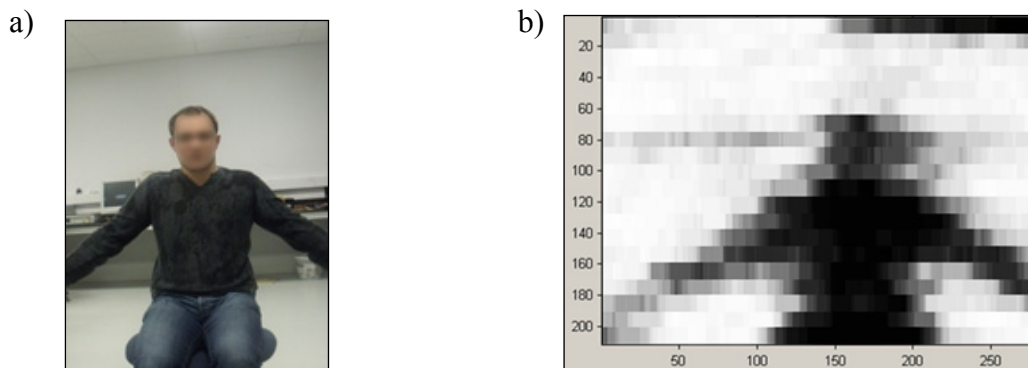


Figure 4-10 : Scénario impliquant une personne avec les bras tendus. a) photo du scénario.
b) l'image obtenue du scénario.

Comme dernier test de ce premier système, nous avons choisi une scène d'une personne tenant une plaque d'aluminium de 17*25 cm toute en conservant la configuration du système comme les tests précédents.

La température du bruit d'un objet T_{eq} est donnée par [36]:

$$T_{eq} = T_{phy}e + T_{env}(1 - e), \quad (4-7)$$

où e est l'émissivité de l'objet, T_{phy} est la température physique de l'objet et T_{env} est la température équivalente du bruit émis à partir de l'environnement proche de l'objet.

L'émissivité de l'aluminium est d'environ $e = 0.07$, ce qui est très faible par rapport à l'émissivité de l'être humain [49] qui est de l'ordre de 0.60-0.65. La température du corps humain ($\sim 37^\circ\text{C}$) est supérieure à la température ambiante ($\sim 22^\circ\text{C}$), par conséquent, la puissance recueillie par l'antenne à balayage est plus faible lorsqu'elle pointe dans la direction de la plaque métallique plutôt que vers le corps humain. La photographie du scénario est montrée dans la figure 4-11 (a). L'image obtenue de la scène est représentée sur la figure 4-11 (b). La plaque dans l'image obtenue est bien visible. Par conséquent, les premiers tests sont concluants.

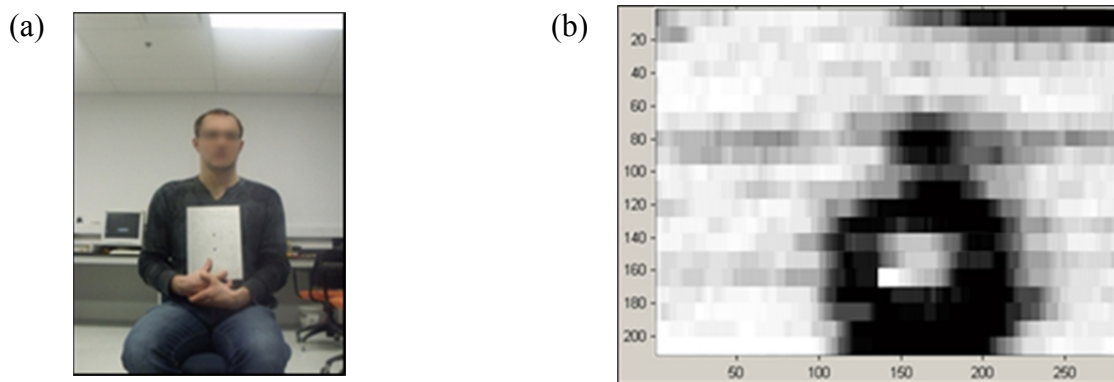


Figure 4-11 : Scénario impliquant une personne tenant une plaque en aluminium. a) photo du scénario. b) l'image obtenue du scénario.

En conclusion, un premier test avec un système utilisant la technologie SIW dans l'architecture du récepteur à détection direct a été effectué pour les applications d'imagerie à ondes millimétriques. Cette technologie offre plusieurs avantages pour ce type d'application tel que les faibles pertes, faible poids, une taille compacte et une excellente intégration avec des composants actifs par rapport à la technologie de guide d'ondes métallique conventionnel dans le développement de systèmes à ondes millimétriques. Le concept de sous-circuits interconnectés utilisant les lignes SIW similaire au LEGO a été prouvé qu'il n'altère pas les performances vu les pertes faibles lors du passage de l'onde d'un bloc à un autre. Cette approche est très appropriée pour les tests de laboratoire et de prototypage du système. Les pertes suite à la liaison de sous-circuits SIW sont inférieures à 0.17 dB, ce qui est très faible par rapport aux pertes des connecteurs et de câbles.

Les images de différents scénarios impliquant un corps humain ont été obtenues dans les premiers tests du radiomètre exploitant la technologie SIW. Les résultats obtenus sont très

encourageants pour le développement d'un radiomètre à base de cette technologie pour des applications qui ont besoin des systèmes imageurs portables.

Dans ce qui suit, nous allons présenter une autre architecture impliquant deux radiomètres à puissance totale corrélés.

4.3 Radiomètre polarimétrique utilisant un six-port

Une onde plane progressive peut se décomposer en deux ondes polarisées rectilignement formées de vecteurs orthogonaux entre eux et qui sont aussi orthogonaux à la direction de propagation. On désigne souvent dans le cas de la radiométrie ces composantes orthogonales comme la polarisation verticale et horizontale. Le vecteur du champ électrique lorsque l'onde plane se propage dans la direction des z est :

$$\vec{E}(z, t) = E_h(z, t)\vec{h} + E_v(z, t)\vec{v}. \quad (4-8)$$

Selon la trajectoire décrite par le vecteur \vec{E} , on caractérise l'évolution du champ électrique. Si le vecteur suit une ligne, la polarisation est dite linéaire et si c'est un cercle ou une ellipse, la polarisation est respectivement circulaire ou elliptique. L'onde n'est pas polarisée dans le cas où la trajectoire est aléatoire.

La radiation naturelle émise par l'être humain est non polarisée, mais après interaction avec certains objets environnants elle devient polarisée. Le radiomètre mesurant le flux d'énergie intégré pendant un certain temps ne donne pas d'information sur l'état de la polarisation de l'onde mais le calcul des paramètres de Stokes pourra fournir cette information. La température de brillance relative aux paramètres de Stokes est définie comme suit :

$$\bar{T}_B = \begin{pmatrix} I \\ Q \\ U \\ V \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_V + T_H \\ T_V - T_H \\ T_{45^\circ} - T_{-45^\circ} \\ T_l - T_r \end{pmatrix} = \frac{\lambda^2}{k \cdot z} \begin{pmatrix} \langle E_V^2 \rangle + \langle E_H^2 \rangle \\ \langle E_V^2 \rangle - \langle E_H^2 \rangle \\ 2Re \langle E_V \cdot E_H^* \rangle \\ 2Im \langle E_V \cdot E_H^* \rangle \end{pmatrix}. \quad (4-9)$$

Avec k la constante de Boltzmann, λ est la longueur d'onde et z est l'impédance du milieu dans le milieu de propagation. Les paramètres de Stokes représentent: I l'intensité totale de l'onde, Q la différence entre les composantes verticale et horizontale (si elle est positive l'onde est polarisée horizontalement et si elle est négative l'onde est polarisée verticalement), U nous donne l'information si l'onde est linéairement orientée en $+45^\circ$ ou -45° et V si la polarisation de l'onde

est circulaire à droite ou à gauche. Ces paramètres peuvent être obtenues à partir des paramètres T_V , T_H , T_l , T_r , T_{45° et T_{-45° qui correspondent à la température du bruit de la polarisation verticale, horizontale, circulaire à droite, circulaire à gauche, linéairement orientée en $+45^\circ$ et linéairement orientée en -45° . Dans le cas de l'émission naturelle du corps humain sans interaction avec les objets environnants on aura :

$$Q = U = V = 0. \quad (4-10)$$

Lorsque l'onde émise subit des réfractions et des réflexions ou se propage dans des milieux de permittivités différentes, l'onde devient polarisée donc les paramètres de stokes deviennent non nuls.

Les grandeurs de la réflectivité et de la transmissivité sont couramment utilisées en radiométrie. Par exemple dans le cas d'une surface plane limitant un milieu de permittivité ϵ avec l'air, la réflectivité peut se calculer en utilisant les coefficients de réflexion de Fresnel.

$$\Gamma_h(\theta) = \left| \frac{\cos\theta - \sqrt{\epsilon - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\epsilon - \sin^2\theta}} \right|^2, \quad (4-11)$$

$$\text{et } \Gamma_v(\theta) = \left| \frac{\epsilon \cos\theta - \sqrt{\epsilon - \sin^2\theta}}{\epsilon \cos\theta + \sqrt{\epsilon - \sin^2\theta}} \right|^2, \quad (4-12)$$

où θ est l'angle d'incidence de l'onde.

Ainsi, à une certaine polarisation la température de brillance T_B peut être déduite à partir de la température de la surface T_s comme suit:

$$T_B(\theta) = (1 - \Gamma(\theta))T_s, \quad (4-13)$$

et l'émissivité de la surface plane :

$$e = \frac{T_B}{T_s} = 1 - \Gamma(\theta). \quad (4-14)$$

Donc l'émissivité de la surface dépend du milieu et de l'angle d'observation.

Pour avoir l'information relative aux paramètres de stokes, nous avons utilisé une architecture utilisant deux radiomètres à puissance totale corrélés lisant suivant deux polarisations.

L'architecture de la partie frontale d'un radiomètre polarimétrique imageur est représentée sur la figure 4-12. Elle permet d'obtenir les paramètres de Stokes à partir des champs du plan-E et du plan-H. Les signaux issus des deux chaînes sont amplifiés et filtrés ensuite corrélés à l'aide d'un discriminateur de phase.

La jonction six-port introduite dans la section 2.3 est utilisée dans cette architecture réalisant la tâche du discriminateur. Les sorties permettent d'obtenir les paramètres T_l , T_r , T_{45° et T_{-45° à partir

des entrées des deux chaînes. Les paramètres T_V et T_H sont obtenus directement à partir de chaque chaîne en utilisant une jonction T plan-H. Dans le cas général, les signaux des deux polarisations peuvent être obtenus à partir de deux antennes à polarisations orthogonales ou d'une seule antenne avec un transducteur orthomode (OMT). Dans notre cas, les signaux sont directement introduits dans les canaux (figure 4-12). Les canaux sont constitués d'amplificateurs à gain élevé et des filtres passe-bandes identiques. Le gain de l'amplificateur est de 48 dB obtenu par la cascade de 3 amplificateurs HMC263LP4E de la compagnie Hittite et un filtre passe bande à cylindre inductif de largeur de bande de 1 GHz. La technique d'assemblage décrite au début de la section 2.2.2.1 est utilisée dans l'assemblage. Ainsi, on obtient des points de contrôles permettant d'avoir les signaux au niveau des étages principaux. Les paramètres les plus importants de caractérisation sont listés dans le tableau 4-1.

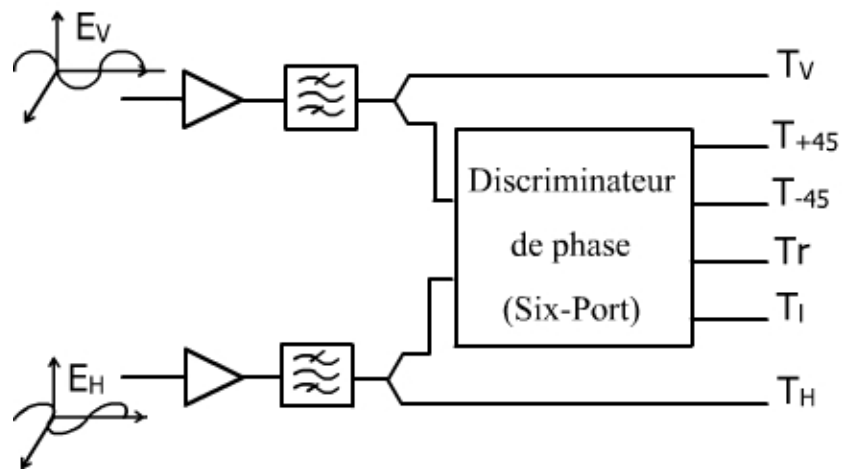


Figure 4-12 : Architecture de la partie frontale du radiomètre utilisant un Six-port.

Tableau 4-1 : Les principaux paramètres de la partie frontale du radiomètre.

Paramètre (unité)	Valeur
Fréquence centrale (GHz)	35
Largeur de bande (GHz)	1.5
Figure de bruit (dB)	2.7
Gain de l'amplificateur (dB)	48
La consommation totale du courant (A)	0.314
L'isolation entre les canaux (dB)	29

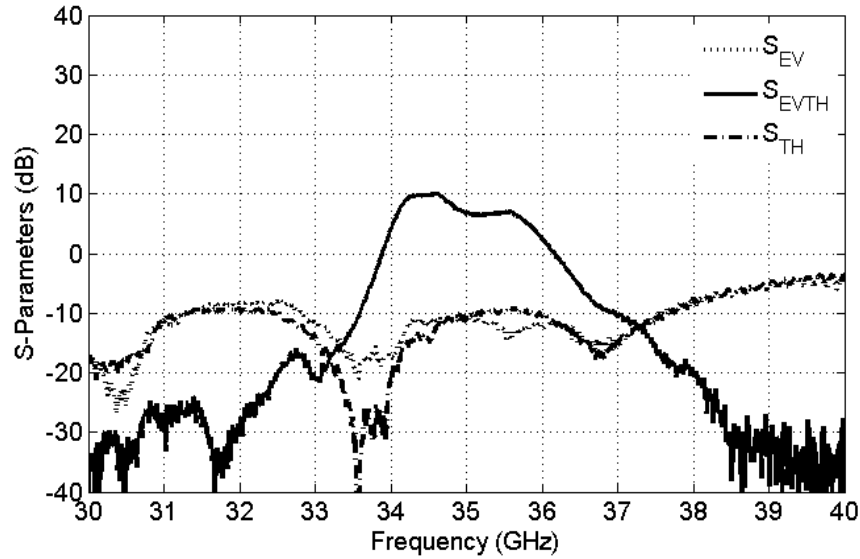


Figure 4-13 : Les paramètres S de la partie frontale du radiomètre polarimétrique. S_{EV} (coefficient de réflexion relative au port input port E_V). S_{EVTH} (coefficient de transmission du port E_V au port T_H). S_{TH} (coefficient de réflexion relative au port input port T_H).

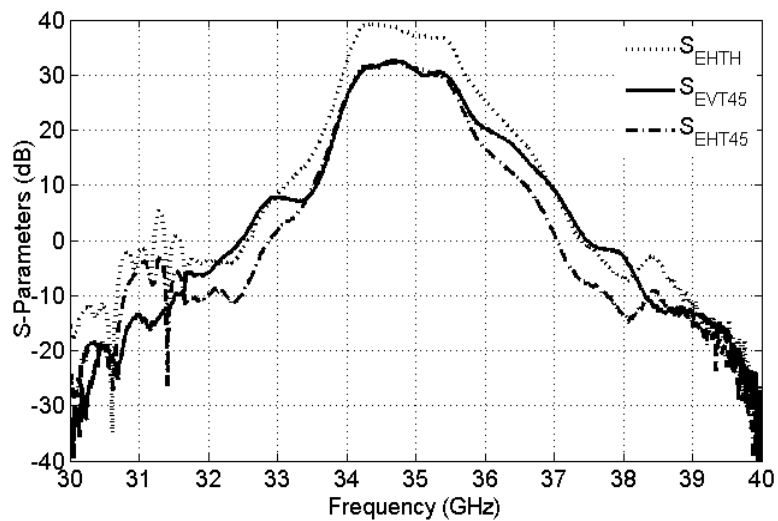


Figure 4-14 : Les paramètres S de la partie frontale du radiomètre polarimétrique. S_{EHTH} (coefficient de transmission entre le port E_H et le port T_H). S_{EVT45} (coefficient de transmission entre le port E_V et le port T_{45°). S_{EHT45} (coefficient de transmission entre le port E_H et le port T_{45°)

Les figures 4-13 et 4-14 présentent les résultats de mesure du circuit frontal. La symétrie de cette architecture permet de diminuer le nombre de paramètres qui doivent être représentés. Les deux canaux horizontal et vertical montrent un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Une isolation de 29 dB est obtenue entre l'entrée E_V et la sortie T_H principalement due au

caractéristiques du six-port. Comme prévu, la transmission du port E_H au port T_H est de 6 dB de plus que la transmission du port E_V au port T_{45° et celle du port E_H au port T_{45° .

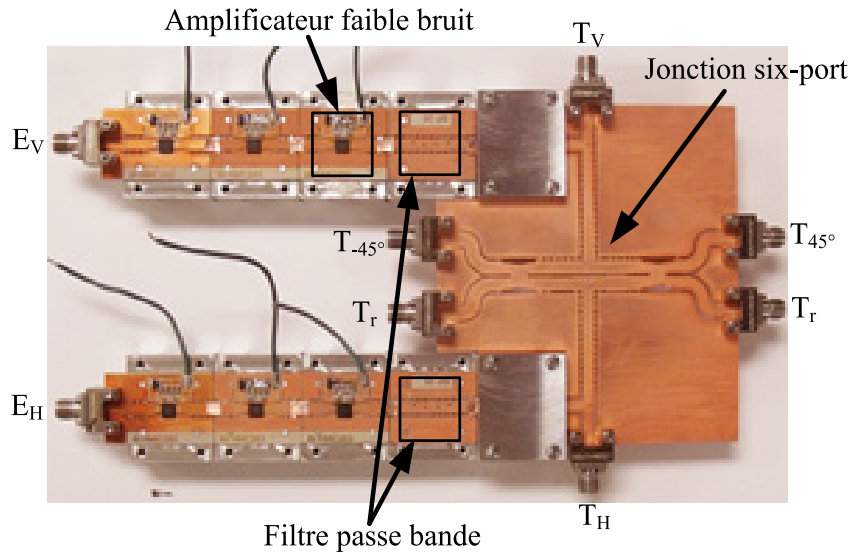


Figure 4-15 : Photographie de la partie frontale du radiomètre polarimétrique.

4.3.1 Amplificateur à faible bruit

L'amplificateur est un élément essentiel à cause de la nature du signal mesuré par les radiomètres. Vu les avancées technologiques et la réduction des coûts des composants dans les dernières années, nous avons opté pour une solution sans mélangeur dans le choix de l'architecture. Toute la chaîne d'amplification fonctionne dans la même portion de bande de fréquence de l'antenne. Utilisant la transition de la ligne coplanaire à la ligne SIW, les amplificateurs peuvent être intégrés directement sur le circuit en étant soudés directement sur le support diélectrique. Parmi les amplificateurs commercialisés nous avons opté pour l'amplificateur HMC263LP4E ayant un gain de 18.8 dB à 35 GHz, un facteur de bruit de 2.2 dB, et une consommation de courant de 58 mA.

Un régulateur de tension linéaire faible bruit de la compagnie Hittite (HMC860LP3E) a été utilisé pour alimenter l'amplificateur. Au niveau du système, ceci permet de réduire le bruit issu de l'alimentation et aussi de réduire la fluctuation du gain.

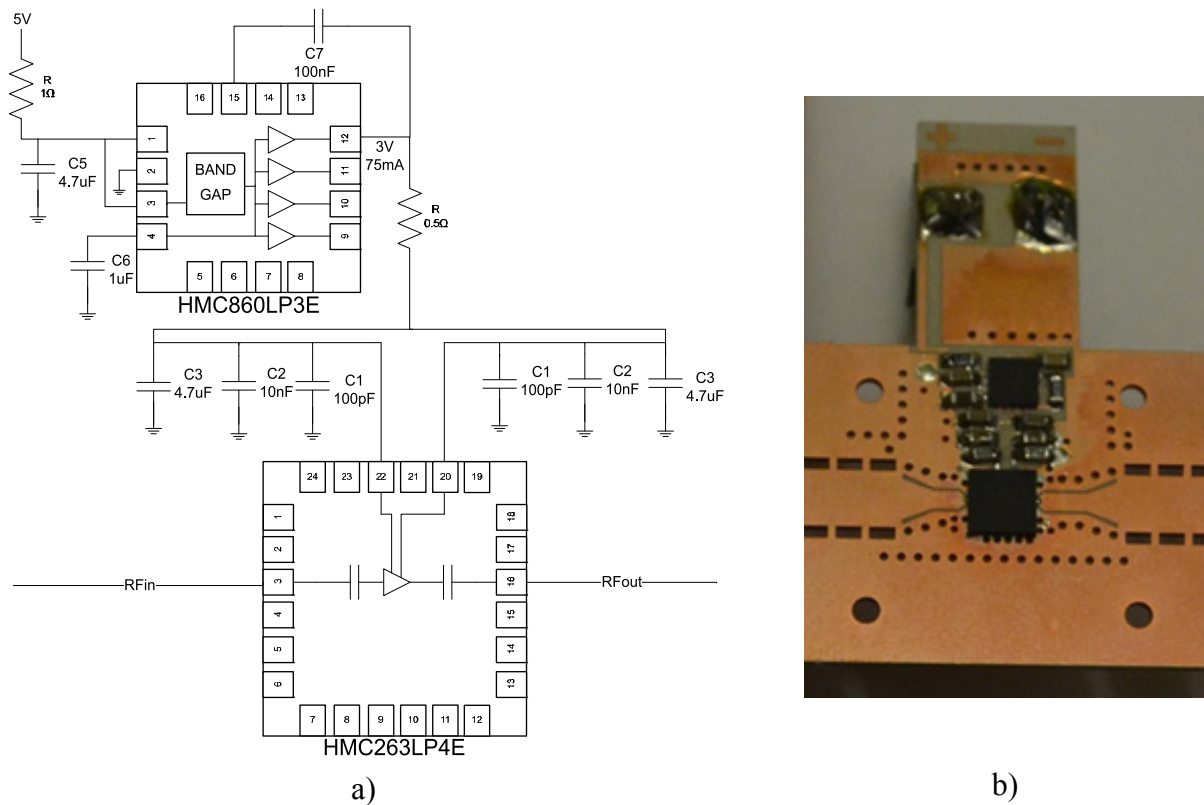


Figure 4-16 : a) Montage de l'amplificateur à faible bruit, b) prototype fabriqué.

4.3.2 Détecteur de puissance

L'objectif est d'obtenir en sortie une tension proportionnelle à la puissance d'entrée, et ainsi, à la température délivrée par le système. Un détecteur typique est une simple diode. Dans le meilleur des cas, la sensibilité moyenne d'un tel détecteur est de -60 dBm. Dans la radiométrie, une forte amplification est nécessaire pour atteindre la plage dynamique du détecteur. Dans notre cas, ceci est réalisé par la cascade de plusieurs amplificateurs à faible bruit. Dans le but d'avoir la meilleure stabilité sur une plage de température de fonctionnement et une excellente linéarité tout en amplifiant le signal, notre choix est porté sur les détecteurs différentiels utilisant des diodes de type Schottky et un amplificateur d'instrumentation. La figure qui suit montre l'architecture typique d'un détecteur différentiel.

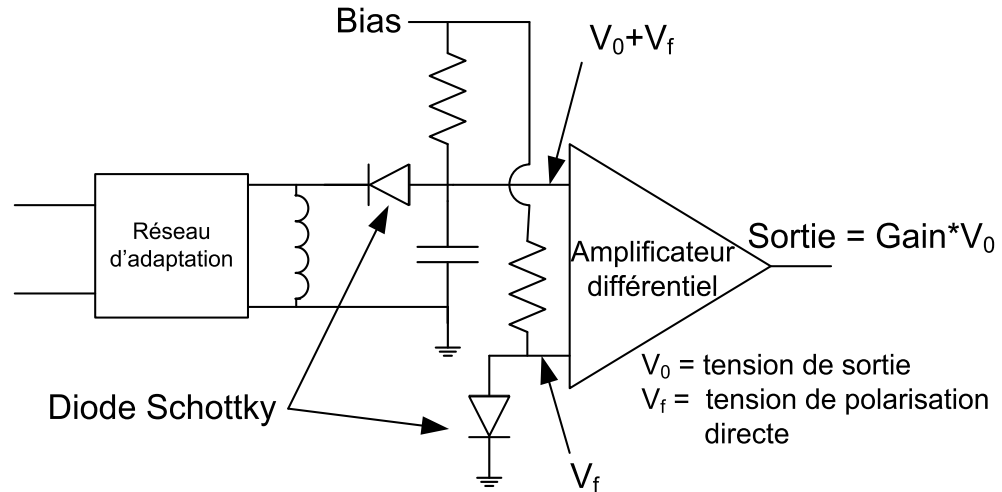


Figure 4-17 : Architecture du détecteur différentiel typique.

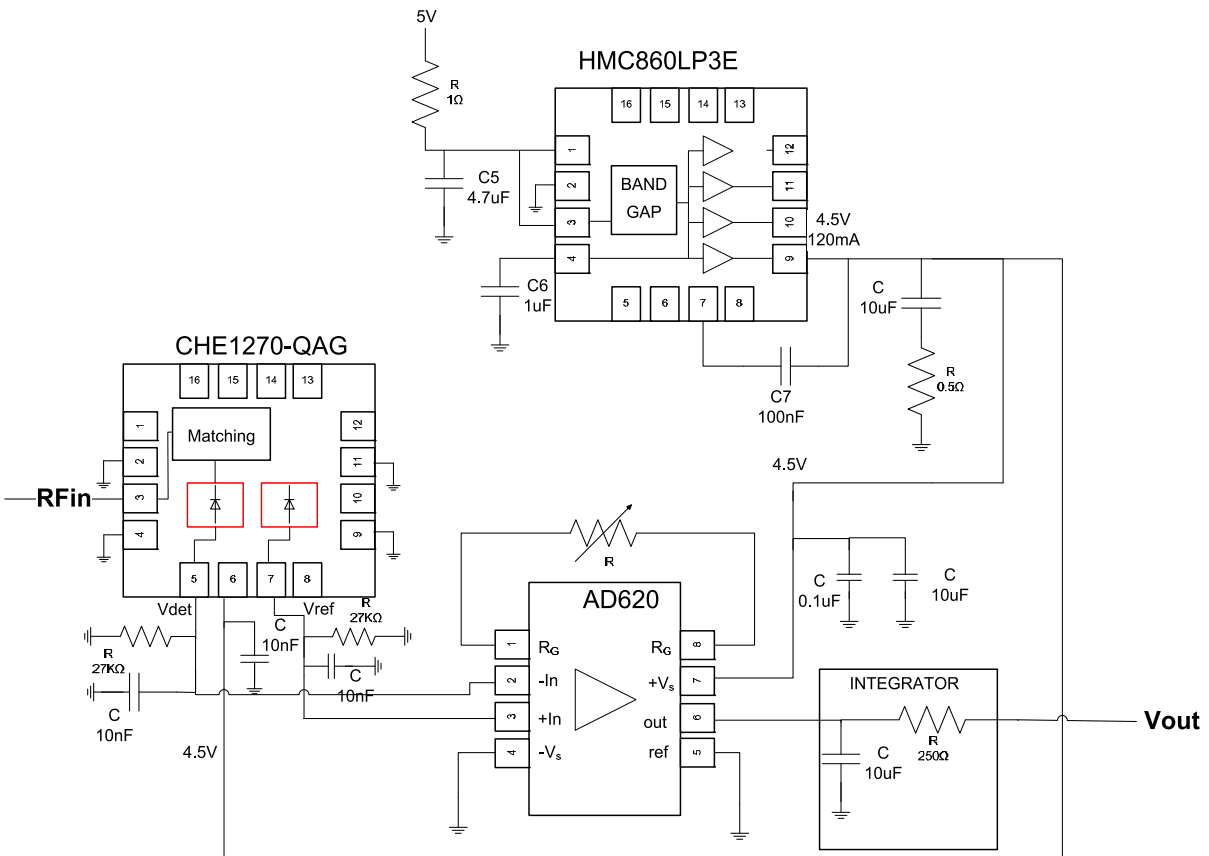


Figure 4-18 : Montage du détecteur de puissance différentiel de l'intégrateur.

Le même régulateur de tension linéaire faible bruit utilisé pour alimenter l'amplificateur est utilisé pour alimenter le détecteur. Un détecteur fonctionnant jusqu'à 44 GHz (CHE1270-QAG

de la compagnie « united monolithic semiconductors ») associé avec un amplificateur d'instrumentation différentielle (AD620 de la compagnie « analog devices ») permet de fournir une tension proportionnelle à la puissance d'entrée.

À la sortie de l'amplificateur d'instrumentation nous avons placé notre intégrateur formé par un filtre passe bas.

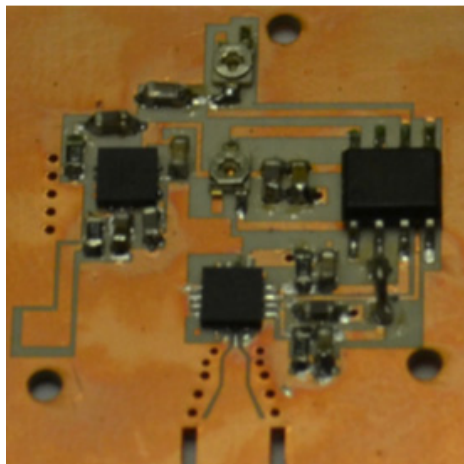


Figure 4-19 : Prototype du détecteur de puissance.

4.3.3 Stabilité et linéarité d'une chaîne

Après avoir effectué différents tests sur des cibles différentes, nous avons décidé de concevoir une cible avec une émission de bruit thermique contrôlable afin d'être en mesure de tester les performances du système (sensibilité, stabilité, ...).

Utilisant le détecteur à diode de la section précédente combiné avec la partie frontale du radiomètre à puissance totale et une antenne à fente à transition progressive, nous avons procédé à des tests de stabilité et de linéarité. Dans les tests que nous avons effectués, nous considérons la chaîne au complet (Figure 4-20). Pour pouvoir faire les mesures de la stabilité et de la linéarité sans remplacer l'antenne par une charge, nous avons utilisé une cible contrôlée en température (Figure 4-21). La cible de forme carrée est formée par un absorbant collé sur une plaque métallique. Sur la plaque nous avons disposé des résistances qui se chauffent à une certaine température selon le courant appliqué. La plaque chauffée permet de changer la température physique de l'absorbant.

Pour le test de linéarité, nous avons varié la température de la cible chauffante (T_{cible}). Pour chaque valeur de la température, nous lisons la valeur de la tension à la sortie de

l'intégrateur V_{int} . La courbe représentant la variation de la tension V_{out} en fonction de la température de la cible est montrée dans la figure 4-22.

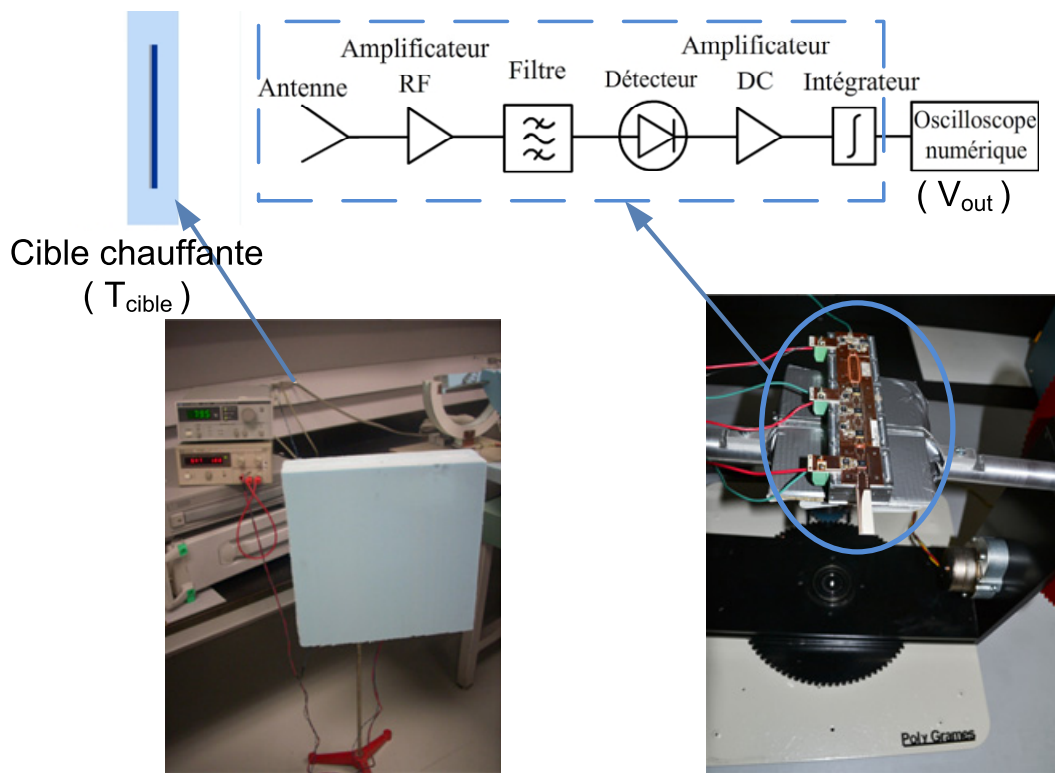


Figure 4-20 : Système permettant d'évaluer la stabilité et la linéarité d'une chaîne.

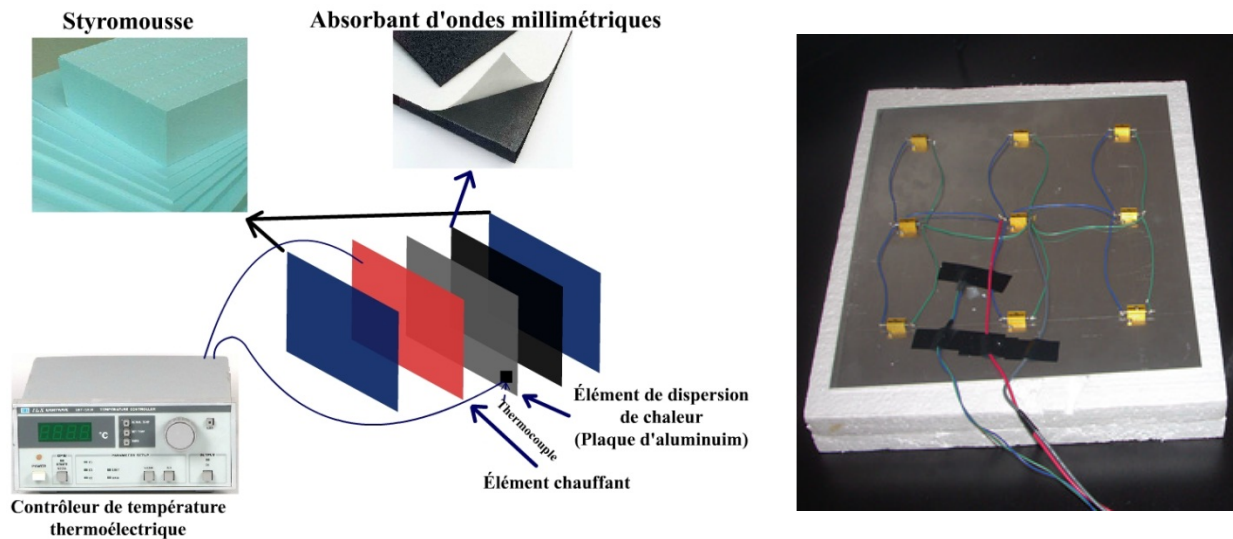


Figure 4-21 : Composition de la cible chauffante.

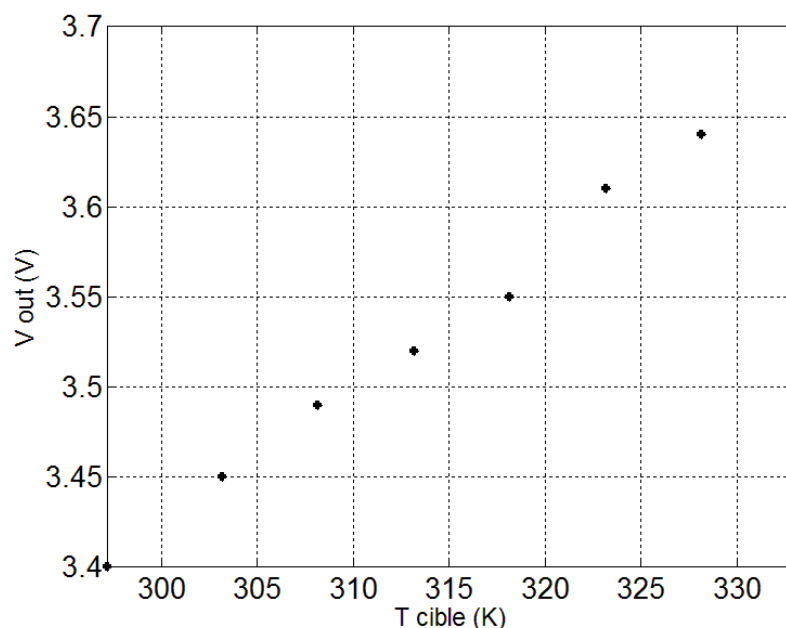


Figure 4-22 : Test de linéarité (Cible avec une température variable).

Conformément à la théorie (4-4), la relation linéaire entre le signal à la sortie de l'intégrateur et la température, est vérifiée par les résultats du test de linéarité expérimental. Lorsque la température de la cible varie de 297.15 K (24°) à 333.15 K (60°), le signal de sortie varie de 290 mV. Le signal à la sortie du détecteur est amplifié à un niveau approprié pour le convertisseur ADC.

Lors de la mesure du signal délivré par le radiomètre, nous avons remarqué qu'il fallait attendre une certaine période pour que le signal se stabilise avant de commencer à faire les mesures. Cette période d'attente après la mise en marche du système est nécessaire dans le cas où il n'y a pas de calibrage. Pour savoir la durée de cette période d'attente, nous avons effectué des tests de stabilité. Le temps pour avoir une variation de tension inférieure à 10 mV avec l'architecture de la figure 4-20 doit être supérieur à 55 min.

4.3.4 Tests du radiomètre polarimétrique

Un Schéma simplifié montrant les différents blocs du radiomètre polarimétrique est représenté sur la figure 4-23. L'énergie reçue par l'antenne a une température de bruit équivalente T_A . Le gain G est réalisé à l'aide de plusieurs amplificateurs situés juste après l'antenne. Les pertes sont issues de tous les éléments passifs dans le récepteur tels que les lignes de transmission et les filtres. La largeur de bande est fixée par les filtres passe bande. L'antenne utilisée est le réseau d'antennes à double polarisation utilisant la jonction-T plan-E (section 3.4).

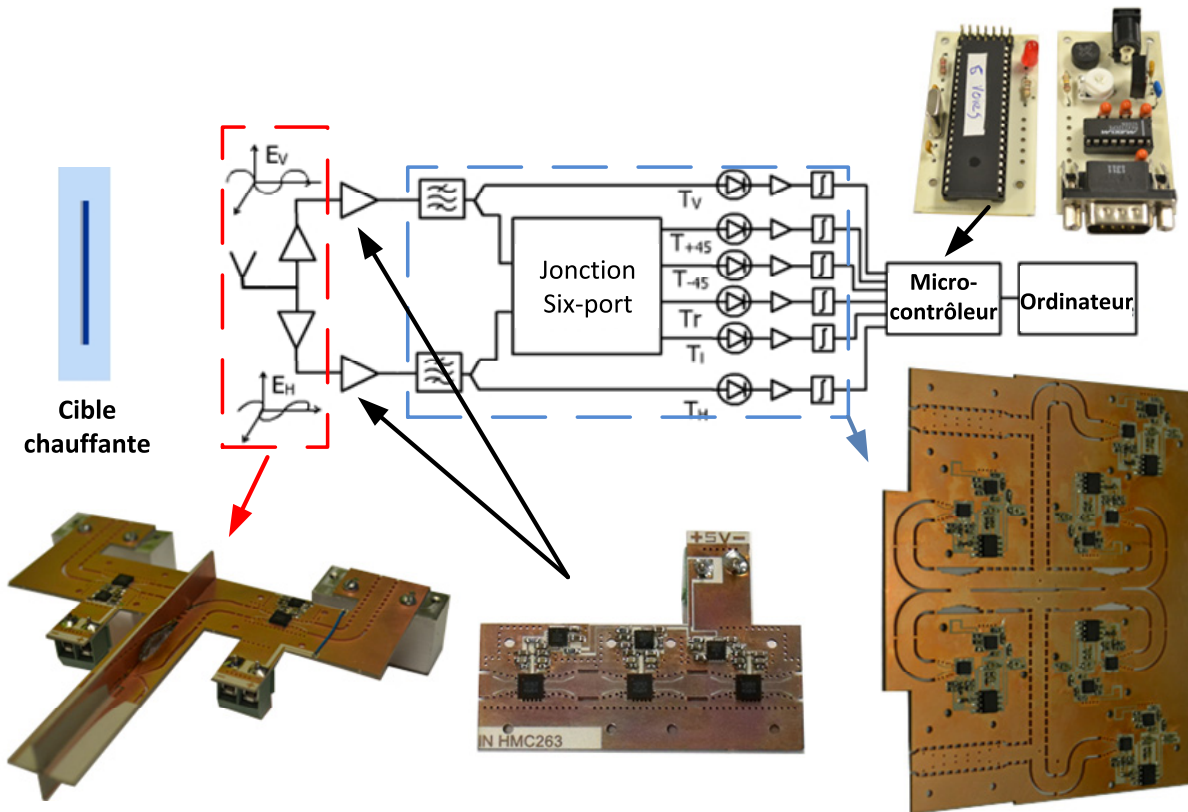


Figure 4-23 : Architecture du radiomètre polarimétrique utilisant la technologie du guide intégré au substrat.

Comme tests, nous avons choisi d'étudier deux cas qui correspondent à un premier où l'image de la cible chauffante a la même température que l'environnement l'entourant, et à un deuxième où la cible a une température supérieure à la température de l'environnement l'entourant.

En balayant la scène d'intérêt, nous avons obtenu les images correspondant à chaque paramètre de Stokes. Lorsque la cible est à la température ambiante, il n'est pas possible de distinguer la cible dans l'image relative au paramètre de Stokes. Ceci est dû à l'effet que l'absorbant a une émissivité de ~ 1 . Ainsi, l'image relatif au paramètre I (figure 4-25 a)) ne présente pas des changements de niveaux de gris. Les trois autres images issues des trois autres paramètres de stokes ne présentent pas des changements de couleur. Ce qui montre qu'il n'y a pas de corrélation entre les composantes verticales et horizontales des champs. Par conséquent, la puissance moyenne de l'onde est identique dans toutes polarisations.

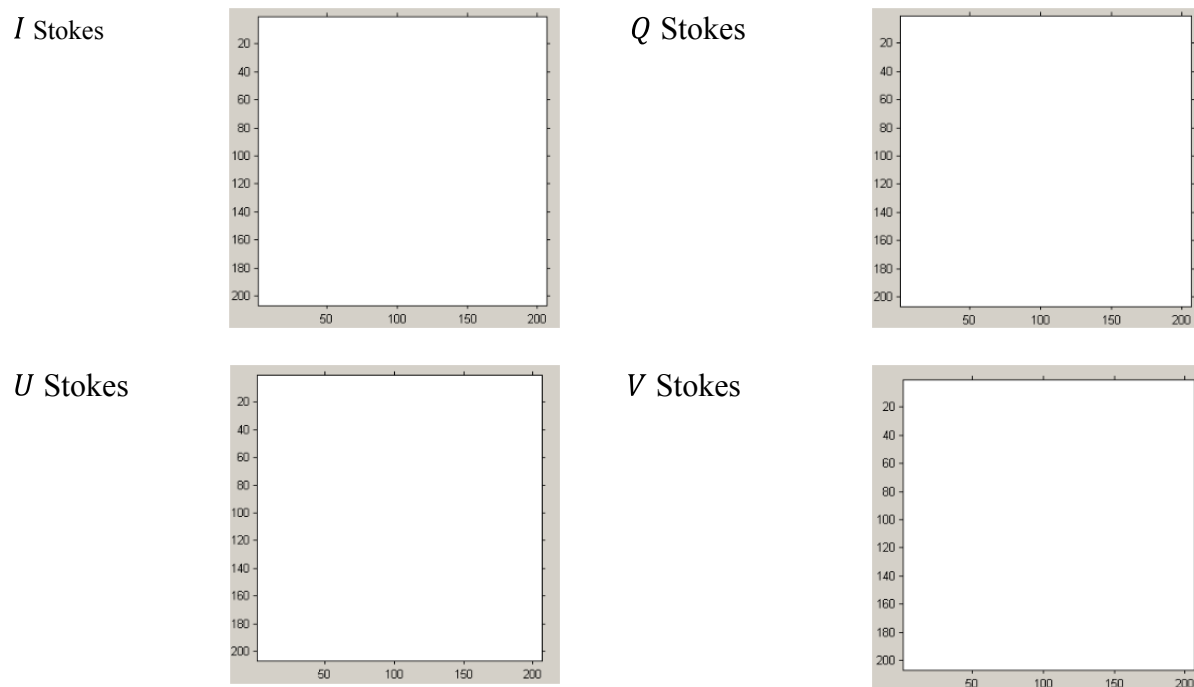


Figure 4-24 : Images relatives au paramètres de Stokes lorsque la température de la cible est proche de la température ambiante.

Dans les images issues du deuxième test avec une cible chauffée à une température supérieure à la température ambiante, nous voyons clairement la cible sur l'image issue du premier paramètre de Stokes (figure 4-26 a)).

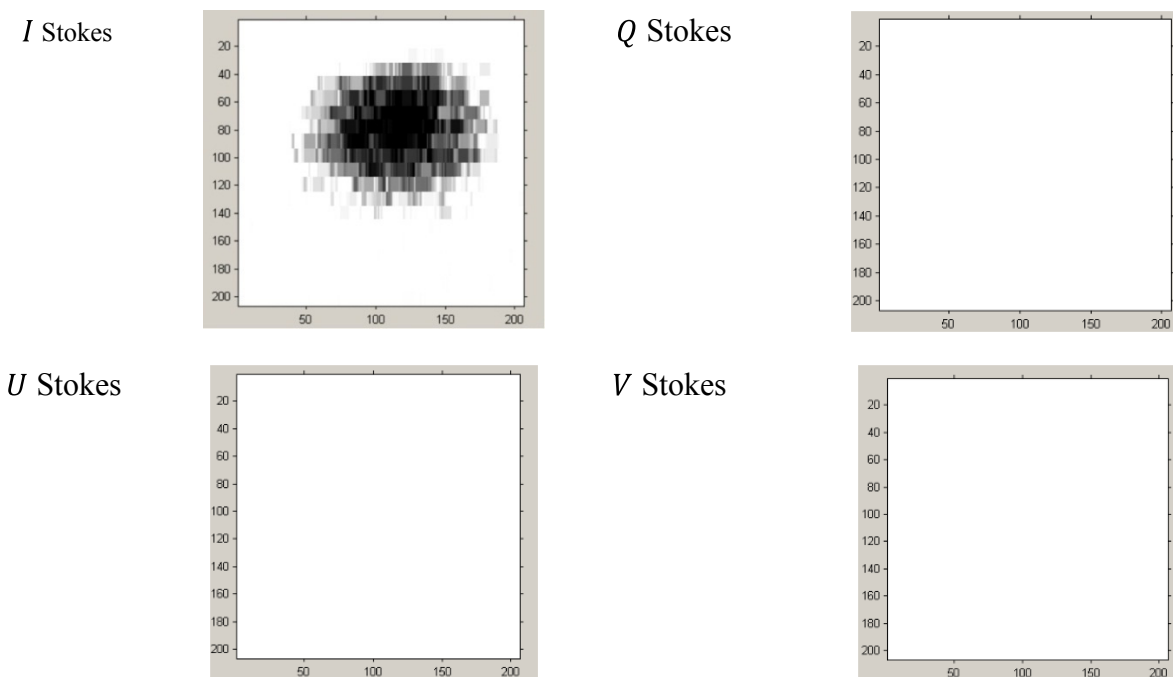


Figure 4-25 : Images relatives au paramètres de Stokes lorsque la température de la cible est de 60 degré plus haute que la température ambiante.

L'image obtenue ne prend pas la forme exacte de la cible à cause que l'antenne TSA utilisée n'est pas assez directive et que l'objet est projeté sur les coordonnées élévation-azimut. Comme prévu, les images issues des autres paramètres sont identiques au test précédent, étant donné que l'émission de la cible formée par l'absorbant n'est pas polarisée.

CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

Conclusion

Les systèmes d'imagerie passive fonctionnant en ondes millimétriques sont parmi les plus exigeants dans le domaine des hautes fréquences. Durant ces dernières années, leurs performances se sont beaucoup améliorées grâce à l'émergence de nouvelles technologies, notamment actives. Cependant le développement d'un radiomètre ayant de hautes performances pour un faible coût présente encore un grand défi technologique. C'est dans cet objectif que nous avons proposé d'utiliser une nouvelle plateforme d'intégration basée sur les guides intégrés au substrat connus sous le nom de SIW. Cette plateforme, jamais utilisée avant ces travaux pour la conception d'un radiomètre, présente une véritable solution pour la réduction des coûts lors de l'assemblage ou le prototypage de tels systèmes. Les travaux présentés dans cette thèse ont fait l'objet de sept articles publiés à ce jour.

Durant cette thèse de doctorat, une grande partie de nos travaux de recherche s'est concentrée sur la conception de composants passifs SIW. De nombreux composants passifs larges bandes ont été introduits, incluant, des coupleurs, un filtre, des jonctions et des antennes. Certains de ces composants exploitent une nouvelle disposition tridimensionnelle de la ligne SIW que nous avons proposée et étudiée. Nous avons choisi le nom de SIW pliée pour cette nouvelle disposition. Ces circuits ont été mis en œuvre par la suite dans l'élaboration de radiomètres très compacts.

Dans un premier temps, nos recherches se sont focalisées sur la mise en place d'un premier prototype relativement simple et permettant d'obtenir une image. Il a été ensuite amélioré de manière progressive dans le but d'aboutir à un système très compact pour des applications embarquées. En étudiant les systèmes actuels, nous avons conclu que les systèmes polarimétriques offraient la meilleure qualité d'image décrivant au mieux la scène observée. Cependant, cette structure est l'une des plus complexes, et elle demande davantage de composants comparativement par exemple au radiomètre à puissance totale ou de type Dicke. C'est pour cette raison que nous avons fait le choix de ne pas utiliser de mélangeur dans les architectures proposées et de développer l'ensemble de la chaîne en hautes fréquences. Par exemple le discriminateur de phase qui se faisait au niveau IF a été remplacé par une jonction

six-port fonctionnant dans la même bande de fréquence que tous les composants de la partie frontale du système. La décision de ne pas utiliser de mélangeurs a été prise parce que, non seulement, elle permet de réduire le nombre de composants, mais aussi, parce que les avancées technologiques ont permis de réduire considérablement le prix des composants hautes fréquences tout en réduisant leurs tailles.

Les systèmes radiométriques ensuite proposés sont tous basés sur des architectures tridimensionnelles à l'exception d'un composant planaire : une jonction six-port. En effet, nous avons préféré ne pas implémenter ce dernier en 3-D en raison des tolérances causées par l'assemblage manuel, surtout au niveau de la variation de phase dans le cas du six-port. Cette jonction présente d'excellents résultats sur une bande passante de 20%. Elle présente également une bonne isolation entre ses deux ports d'entrée et elle est supérieure à 20 dB. Dans les radiomètres polarimétriques, la jonction six-port proposée remplacera le discriminateur de phase classiquement constitué de coupleurs interconnectés dont certains ont des charges adaptés dans les ports isolés, de déphaseurs et de charges encombrantes. En plus de cette jonction six-port, nous avons introduit une large gamme de circuits passifs tridimensionnels qui sont présentés dans un chapitre spécifique.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les composants passifs constituant la partie frontale du radiomètre. Il est à noter que dans la définition du radiomètre que nous considérons, l'antenne ne fait pas partie de la partie frontale. Parmi les composants passifs tridimensionnels de la partie frontale, nous avons introduit : une cavité, un filtre et des coupleurs. La cavité résonnante SIW tridimensionnelle a un facteur de qualité de 201 et une empreinte de seulement $1.9 \times 6.3 \text{ mm}^2$ comparativement à son équivalente planaire qui est de $5.38 \times 6.3 \text{ mm}^2$. Cette cavité a servi à la conception d'un filtre passe-bande de septième ordre, ayant une bande de 1 GHz et une empreinte très compacte de seulement $11.2 \times 6.3 \text{ mm}^2$. Ensuite, nous avons introduit quatre coupleurs SIW-3D couvrant une large gamme de couplage allant de 0 jusqu'à 50 dB. Le coupleur Schwinger et celui à fentes conçues et fabriquées pour des couplages faibles peuvent fournir l'énergie dans deux directions opposées. Le coupleur Schwinger atteint un niveau d'isolation plus élevé que celui à fentes. Les coupleurs de type Riblet, permettant d'avoir des couplages élevés, n'existaient qu'en versions planaire ou multicouche ne permettant pas d'avoir la disposition escomptée. Ainsi pour atteindre l'objectif fixé, nous avons introduit la ligne SIW

pliée qui a permis de garder les mêmes caractéristiques qu'un coupleur planaire, mais avec une configuration 3-D.

Dans le deuxième chapitre sur les composants, nous avons présenté des antennes utilisant des structures d'alimentation à base de SIW. Deux des antennes développées permettent de recevoir dans deux polarisations. Pour éviter l'utilisation de connecteurs et de câbles pour réceptionner les informations, nous proposons d'utiliser deux antennes disposées perpendiculairement ou un réseau d'antennes ayant un arrangement spatial sous forme de croix. Deux transitions sont également étudiées et conçues : la jonction-T plan-E et le Twist. Le Twist fonctionne sur l'ensemble de la bande *Ka* allant de 26.5 jusqu'à 40 GHz et a une perte d'insertion ne dépassant pas 1 dB, avec un coefficient d'adaptation inférieur à -18 dB. Le diviseur a un coefficient de réflexion et des pertes d'insertion respectivement inférieurs à -16 dB et 0.46 dB, avec $\pm 3^\circ$ de déséquilibre de phase. Notre étude ne s'est pas arrêtée au niveau de la distribution des antennes puisque nous avons aussi cherché à réduire la taille de l'élément. Ainsi nous avons conçu la première antenne TSA pliée qui permet d'obtenir une empreinte plus petite d'un facteur de près de deux. En fonction de l'orientation, elle permet d'obtenir une polarisation de $+45^\circ$ et -45° , ce qui offre une flexibilité supplémentaire aux concepteurs de systèmes.

En combinant les différents circuits conçus, et en les associant avec des circuits actifs, un étage frontal est construit. À travers des tests en laboratoire, nous avons pu améliorer progressivement le prototype. Une technique d'assemblage et de déballage nous a permis d'avoir la possibilité de réutiliser certains composants et donc de réduire le coût du prototypage.

Travaux futurs

Parmi les améliorations futures à apporter sur le système polarimétrique imageur en termes de coût, de performances et de taille, nous pouvons citer les suivantes :

Au niveau des composants, un procédé d'assemblage robotisé des composants tridimensionnels doit être développé. Ce procédé permettra de réduire les effets des mauvais alignements et, ainsi au niveau système, d'avoir une meilleure équilibre entre les deux chaînes lisant les deux polarisations.

L'antenne à double polarisation utilisée peut être remplacée par une antenne lentille à balayage continu intégrant des déphaseurs électriques et des amplificateurs qui auront un impact direct sur la qualité de l'image. Dans la figure qui suit nous donnons un exemple d'architecture.

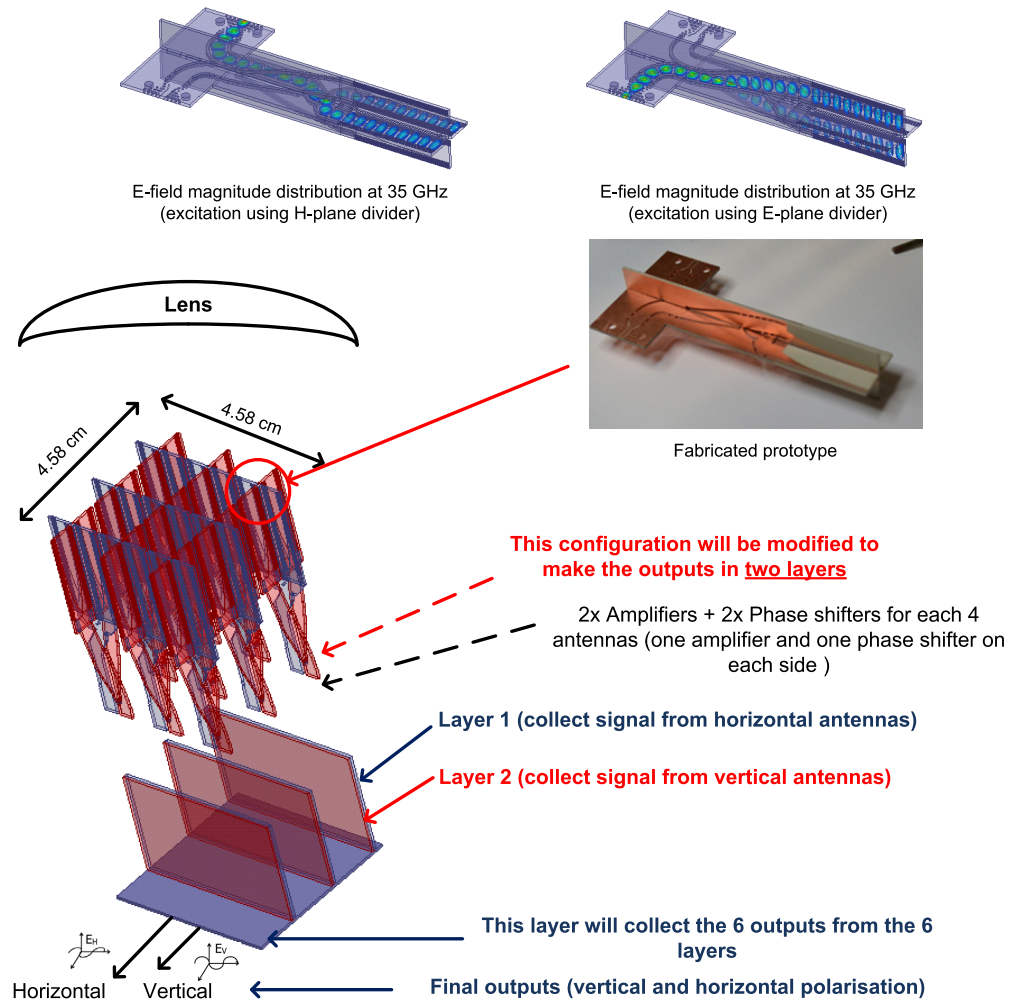


Figure 4-26 : Architecture proposée du réseau d'antennes à double polarisation.

Au niveau de la partie frontale du système, on peut apporter des améliorations futures comme :

- le remplacement du filtre planaire par le filtre tridimensionnel;
- l'ajout du calibrage pour que le système fonctionne dès sa mise en marche et ainsi on n'aura pas besoin d'attendre que le système entre en équilibre avec l'environnement;
- l'amélioration de la résolution de l'image et de la taille du système pourra être obtenue par le passage de la fréquence 35 GHz à 94 GHz.

Le schéma bloc préliminaire du radiomètre polarimétrique visé dans le futur est présenté dans la figure 4-28.

Des algorithmes existants pour l'imagerie optique peuvent être réutilisés dans notre cas, afin d'améliorer la qualité d'image, le contraste et la résolution. Le temps d'exécution de ces algorithmes devra être très rapide afin d'obtenir des images en temps réel.

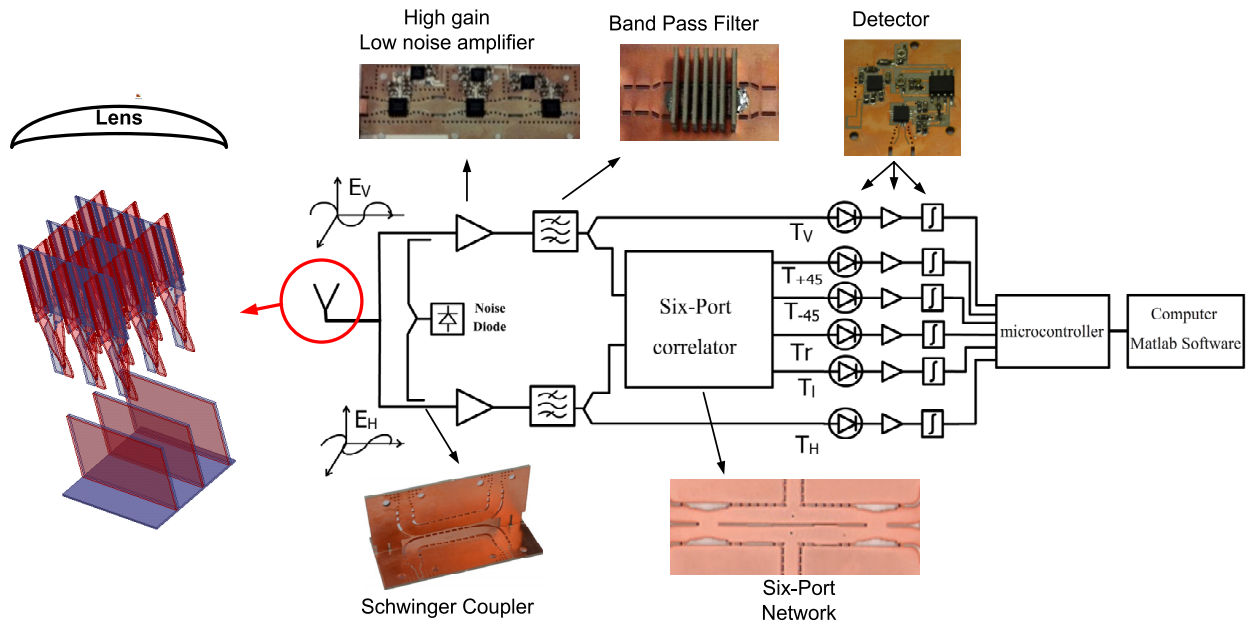


Figure 4-27 : Architecture améliorée du radiomètre polarimétrique imageur.

Une des applications futures qui peut être ciblée lors du passage vers les plus hautes fréquences (94 GHz ou 135 GHz) est d'avoir un système d'imagerie portable pour les policiers [50].



Figure 4-28 : Système d'imagerie passive portable pour une application de courte portée.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. Appleby and A. H. Lettington, "Passive millimetre wave imaging," *Electronics & communication engineering journal*, vol. 3, pp. 13-16, 1991.
- [2] A. H. Lettington, D. Dunn, M. Attia, and I. M. Blankson, "Passive millimetre-wave imaging architectures," *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, vol. 5, p. S103, 2003.
- [3] H.-M. Chen, S. Lee, R. M. Rao, M.-A. Slamani, and P. K. Varshney, "Imaging for concealed weapon detection: a tutorial overview of development in imaging sensors and processing," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 22, pp. 52-61, 2005.
- [4] D. Deslandes, "Etude et developpement du guide d'ondes integre au substrat pour la conception de systemes en ondes millimetriques," NR16991 Ph.D., Ecole Polytechnique, Montreal (Canada), Ann Arbor, 2006.
- [5] N. Skou, B. Laursen, and S. Sobjaerg, "Polarimetric radiometer configurations: Potential accuracy and sensitivity," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 2165-2171, 1999.
- [6] N. Skou and D. Le Vine, *Microwave radiometer systems: design and analysis: Artech House*, 2006.
- [7] F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung, and A. House, *Microwave remote sensing: active and passive* vol. 1: Addison-Wesley Reading, Massachusetts, 1981.
- [8] M. S. Hersman and G. A. Poe, "Sensitivity of the Total Power Radiometer with Periodic Absolute Calibration," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 32-40, 1981.
- [9] [En ligne]. Disponible: http://www.milta-mo.com/new/product_info.php?products_id=7. [Consulté le 2 Avril 2014].
- [10] [En ligne]. Disponible: <http://quinstar.com/application-notes/an4-millimeter-wave-radiometers/> [Consulté le 2 Avril 2014].
- [11] M. Borgarino, A. Polemi, and A. Mazzanti, "Low-Cost Integrated Microwave Radiometer Front-End for Industrial Applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 3011-3018, 2009.

- [12] D. Deslandes and W. Ke, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 68-70, 2001.
- [13] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, H. X. Zhou, and K. Wu, "Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 153, pp. 426-431, 2006.
- [14] T. Djerafi and W. Ke, "Super-Compact Substrate Integrated Waveguide Cruciform Directional Coupler," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 17, pp. 757-759, 2007.
- [15] S. Germain, D. Deslandes, and W. Ke, "Development of substrate integrated waveguide power dividers," in *Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003. Canadian Conference on*, 2003, pp. 1921-1924 vol.3.
- [16] H. Fan Fan, W. Ke, H. Wei, T. Hong-Jun, Z. Hong-Bing, and C. Ji Xin, "A Planar Magic-T Using Substrate Integrated Circuits Concept," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 18, pp. 386-388, 2008.
- [17] T. Djerafi, O. Kramer, N. Ghassemi, A. B. Guntupalli, B. Youzkatli-El-Khatib, and K. Wu, "Innovative multilayered millimetre-wave antennas for multi-dimensional scanning and very small footprint applications," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 2583-2587.
- [18] B. Youzkatli El Khatib, "Conception et realisation d'un reseau d'antenne 8x16 elements et de composants tridimensionnels a ondes millimetriques a base d'interconnexions verticales sur guides integres au substrat," MR82739 M.Sc.A., Ecole Polytechnique, Montreal (Canada), Ann Arbor, 2011.
- [19] M. Lecouvé, "Conception et réalisations de filtres microondes à modes évanescents à l'aide d'un algorithme génétique: Egalisation d'amplitude par l'algorithme de levenberg-Marquardt," Bordeaux 1, 2000.
- [20] A. E. Williams, "A Four-Cavity Elliptic Waveguide Filter," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 1109-1114, 1970.
- [21] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-Bandpass Waveguide Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 258-265, 1972.
- [22] S. B. Cohn, "Microwave Bandpass Filters Containing High-Q Dielectric Resonators," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 218-227, 1968.

- [23] N. Mohottige, O. Glubokov, and D. Budimir, "Ultra Compact Inline Plane Waveguide Extracted Pole Bandpass Filters," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 23, pp. 409-411, 2013.
- [24] T. Djerafi, W. Ke, and D. Deslandes, "A Temperature-Compensation Technique for Substrate Integrated Waveguide Cavities and Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 2448-2455, 2012.
- [25] N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*: IET, 1951.
- [26] D. M. Pozar, *Microwave engineering, 3rd*, 2005.
- [27] A. Hee-Ran and I. Wolff, "Asymmetric four-port and branch-line hybrids," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1585-1588, 2000.
- [28] R. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, and S. J. Hong, *RF and microwave coupled-line circuits*: Artech House Norwood, MA, 1999.
- [29] D. Vye, "Divine innovation: 10 technologies changing the future of passive and control components," *Microwave Journal*, vol. 54, pp. 22-42, 2011.
- [30] S. Adhikari, A. Ghiotto, and W. Ke, "Simultaneous Electric and Magnetic Two-Dimensionally Tuned Parameter-Agile SIW Devices," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 423-435, 2013.
- [31] C. Peng, H. Guang, C. De Ting, W. Yuan Chun, and H. Wei, "A double layer crossed over Substrate Integrated Waveguide wide band directional coupler," in *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, 2008, pp. 1-4.
- [32] J. S. Schwinger, "Directional Coupler", U.S. Patent No. 2731602, Filed Jan. 10, 1946, issued Jan. 17 1956.
- [33] S. O. Tatu, E. Moldovan, W. Ke, R. G. Bosisio, and T. A. Denidni, "Ka-band analog front-end for software-defined direct conversion receiver," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 2768-2776, 2005.
- [34] L. Ji, R. G. Bosisio, and W. Ke, "A collision avoidance radar using six-port phase/frequency discriminator (SPFD)," in *Microwave Symposium Digest, 1994., IEEE MTT-S International*, 1994, pp. 1553-1556 vol.3.
- [35] A. Duric, A. Magun, A. Murk, C. Matzler, and N. Kampfer, "The Fully Polarimetric Imaging Radiometer SPIRA at 91 GHz," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 2323-2336, 2008.

- [36] N. Skou, "Microwave radiometer systems: design and analysis," *Norwood, MA, Artech House, 1989, 171 p.*, vol. 1, 1989.
- [37] C. Yu Jian, H. Wei, and W. Ke, "Broadband Self-Compensating Phase Shifter Combining Delay Line and Equal-Length Unequal-Width Phaser," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 203-210, 2010.
- [38] V. Bagad, *Microwave & Radar Engineering*: Technical Publications, 2009.
- [39] A. Doghri, T. Djerafi, A. Ghiotto, and W. Ke, "SIW 90-degree twist for substrate integrated circuits and systems," in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1-3.
- [40] B. Y. El Khatib, T. Djerafi, and W. Ke, "Substrate-Integrated Waveguide Vertical Interconnects for 3-D Integrated Circuits," *Components, Packaging and Manufacturing Technology, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 1526-1535, 2012.
- [41] D. H. Schaubert, E. L. Kollberg, T. Korzeniowski, T. Thungren, J. Johansson, and K. S. Yngvesson, "Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 1392-1400, 1985.
- [42] J. Remez, E. Zeierman, and R. Zohar, "Dual-Polarized Tapered Slot-Line Antenna Array Fed by Rotman Lens Air-Filled Ridge-Port Design," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 8, pp. 847-851, 2009.
- [43] C. T. Rodenbeck, K. Sang-Gyu, T. Wen-Hua, M. R. Coutant, H. Seungpyo, L. Mingyi, *et al.*, "Ultra-wideband low-cost phased-array radars," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 3697-3703, 2005.
- [44] M. Tzyh-Ghuang and J. Shyh-Kang, "Planar miniature tapered-slot-fed annular slot antennas for ultrawide-band radios," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1194-1202, 2005.
- [45] D. Radenamad, T. Aoyagi, and A. Hirose, "High-Sensitivity Millimeter-Wave Imaging Front-End Using a Low-Impedance Tapered Slot Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 4868-4872, 2011.
- [46] H. Abuzaid, "An LTCC Based Compact SIW Antenna Array Feed Network for a Passive Imaging Radiometer," 2013.
- [47] L. Yujiri, M. Shoucri, and P. Moffa, "Passive millimeter wave imaging," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 4, pp. 39-50, 2003.

- [48] D. M. Sheen, D. L. McMakin, T. E. Hall, and R. H. Severtsen, "Active millimeter-wave standoff and portal imaging techniques for personnel screening," in *Technologies for Homeland Security, 2009. HST '09. IEEE Conference on*, 2009, pp. 440-447.
- [49] J. A. Nanzer, "Human presence detection using millimeter-wave radiometry," Ph.D., The University of Texas at Austin, Ann Arbor, 2008.
- [50] Ke Wu; Doghri, A.; Djerafi, T.; , " Three-Dimensional Integrated Waveguide Technique for Millimeter-Wave Imaging and Sensing Systems," *Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)*, May. 2014 (Invited Paper).