

Titre: Conception et réalisation d'un réseau d'antenne 8x16 éléments et de composants tridimensionnels à ondes millimétriques à base d'interconnexions verticales sur guides intégrés au substrat
Title:

Auteur: Bassel Youzkatli El Khatib
Author:

Date: 2011

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Youzkatli El Khatib, B. (2011). Conception et réalisation d'un réseau d'antenne 8x16 éléments et de composants tridimensionnels à ondes millimétriques à base d'interconnexions verticales sur guides intégrés au substrat [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/617/>

 Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/617/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Ke Wu
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN RÉSEAU D'ANTENNE 8X16 ÉLÉMENTS ET DE
COMPOSANTS TRIDIMENSIONNELS À ONDES MILLIMÉTRIQUES À BASE
D'INTERCONNEXIONS VERTICALES SUR GUIDES INTÉGRÉS AU SUBSTRAT

BASSEL YOUZKATLI EL KHATIB
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AOÛT 2011

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN RÉSEAU D'ANTENNE 8X16 ÉLÉMENTS ET DE
COMPOSANTS TRIDIMENSIONNELS À ONDES MILLIMÉTRIQUES À BASE
D'INTERCONNEXIONS VERTICALES SUR GUIDES INTÉGRÉS AU SUBSTRAT

Présenté par : YOUZKATLI EL KHATIB Bassel

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

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

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph. D., président

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

M. TATU Serioja, Ph. D., membre

DÉDICACE

À mes parents et à mon frère

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier tout d'abord Pr. Ke Wu pour sa patience, son support, ses conseils, son enthousiasme et pour avoir accepté de me diriger dans mes travaux de maîtrise.

Je tiens à remercier l'équipe de support technique de notre centre de recherche. Merci à Traian Antonescu, Steve Dube et Jules Gauthier pour leurs conseils et leur disponibilité lors de la fabrication des divers prototypes de circuits. Merci à Jean-Sébastien Décarie pour le soutien informatique. Merci à Ginette Desparois et à Nathalie Lévesque pour leur dévouement pour les étudiants du laboratoire.

Merci à Tarek Djerafi pour les nombreuses discussions enrichissantes et éclairantes tout au long de mes travaux de maîtrise.

Finalement, je tiens à remercier les membres de la communauté de Poly-Grames pour leur camaraderie, les précieux moments de discussion, et les diners colorés.

RÉSUMÉ

Les systèmes d'imagerie passives à ondes millimétriques nécessitent des antennes de taille compacte et à faible coût, présentant un gain élevé, de faibles pertes et une grande efficacité. Afin de réaliser une antenne satisfaisant ces exigences, une structure d'alimentation tridimensionnelle compacte, associée à 8x16 antennes éléments à rayonnement longitudinal à fort gain, est présentée dans ce mémoire. L'ensemble de contributions réalisées dans le cadre de ce travail sera décrit comme suit.

Premièrement, pour être capable de construire ce réseau diviseur/combineur de puissance non planaire exclusivement avec la technologie du guide d'ondes intégré au substrat (GIS) sans l'utilisation de transitions en microruban, en fentes ou en guide d'ondes métallique pour passer du plan-H au plan-E, un coin plan-E uniquement basé sur la technologie (GIS) est étudié, analysé et démontré pour la première fois. Cette interconnexion GIS verticale, qui peut être fabriquée avec des circuits imprimés ou d'autres procédés similaires, amène des avantages attractifs en termes de coûts, de flexibilité et d'intégrabilité. Deux circuits prototypes avec des bras verticaux tournés respectivement de 0 et 45 degrés sont fabriqués. La version standard montre des pertes d'insertion de 0,5 dB dans la bande de 30 à 40 GHz, tandis que celle pivotée présente 0,7 dB de pertes sur la même plage de fréquences. Avec ce coude, une jonction-T plan-E est étudiée et conçue. Les résultats mesurés montrent 10 dB de pertes par réflexion sur 19% de largeur bande autour de 35 GHz avec moins de ± 4 degrés de déséquilibre de phase. Un diviseur T-magique large bande optimisé est démontré et fabriqué. Les résultats simulés et mesurés montrent une puissance répartie uniformément et un très bon isolement avec de faibles pertes par réflexion. En associant deux antennes avec deux coudes aux bras verticaux pivotés de 45 degrés et dupliqués en miroir, un système de double polarisation est obtenu, montrant une isolation de plus 20 dB de 32 à 40 GHz.

Deuxièmement, une antenne à fente corrugée Fermi à rayonnement longitudinal alimentée en GIS avec un faisceau étroit et une large bande est fabriquée. Le gain réalisé en mesures est d'environ 18,4 dBi. Une fente évasée en air créée au centre de l'antenne, lorsque cette dernière est utilisée dans un réseau, vise à réduire le couplage entre deux éléments adjacents.

Troisièmement, un diviseur de puissance 1/16 GIS est conçu avec une distribution d'amplitude de Villeneuve modifiée afin d'obtenir un faible niveau de lobes secondaires (NLS). Un réseau de 16 éléments utilisant l'antenne de Fermi est fabriqué. Le réseau linéaire atteint un gain attrayant de 23,4 dBi avec un NLS meilleur que 27 dB. Les résultats mesurés avec le prototype d'antenne fabriqué montrent un très bon accord avec les simulations.

Quatrièmement, en utilisant la version pivotée de 45 degrés de l'interconnexion verticale en GIS, 8 exemplaires du réseau à 16 éléments sont connectés en parallèle à un diviseur de puissance principal 1/8 en vue de construire la structure d'antenne complète désirée. L'architecture globale est exclusivement fabriquée par le procédé classique des circuits imprimés. Cette architecture en un seul bloc offre une réduction significative en termes de poids et de coût, par rapport à son hypothétique contrepartie en guide d'ondes métallique. Ce prototype de réseau planaire 8x16 garantit un gain de 27 dBi avec un NLS meilleur que 26 dB et une largeur de faisceau aussi étroite que 5,15 degrés dans le plan-E et 6,20 degrés dans le plan-45°.

Cinquièmement, les trois antennes sont testées avec un système banc d'essai d'imagerie passive à ondes millimétriques à détection directe à 35 GHz. Une cible en forme carré chauffée uniformément est utilisée. Les résultats obtenus sont prometteurs particulièrement pour l'image acquise avec le réseau planaire. Par ailleurs, l'image d'un corps humain dissimulant une plaque métallique est obtenue en utilisant le réseau à 128 éléments, démontrant ainsi la bonne compatibilité d'une telle architecture tridimensionnelle proposée en GIS avec les exigences rigoureuses de l'imagerie passive.

Finalement, les travaux futurs incluent la réalisation d'un balayage électronique rapide avec l'intégration de déphaseurs et d'amplificateurs distribués dans les lignes d'alimentation du réseau planaire 8x16 éléments à GIS, contribuant ainsi au développement de systèmes d'imagerie efficaces à temps réel.

ABSTRACT

Passive millimeter-wave imaging systems require compact-size, low-cost, high gain, low-loss and high-efficiency antennas. In order to realize an antenna satisfying those requirements, a compact three dimensional feeding structure in connection with 8x16 high-gain, high-efficiency endfire radiating elements are presented in this thesis. A number of contributions are made in this work, which will be described as follows.

First, to be able to construct this non-planar power dividing/combining network exclusively with substrate integrated waveguide (SIW) technology without the use of any microstrip, slot-line or metallic waveguide for H-to-E-plane transition, a right angle E-plane corner solely based on (SIW) technology is studied, analyzed and demonstrated for the first time. This SIW vertical interconnect, which can be made with PCB or other similar processes, presents attractive advantages in terms of cost, flexibility and integration. Two circuit prototypes with both 0 and 45 degree vertical rotated arms are fabricated. The standard version has 0.5 dB of insertion loss from 30 to 40 GHz while the rotated one gives 0.7 dB over the same frequency range. With this bend, an E-plane T-junction is studied and designed. Measured results show 10 dB return loss over 19 % of bandwidth at 35 GHz with less than ± 4 degree phase imbalance. An optimized wideband magic-T splitter is fabricated and demonstrated. Both simulated and measured results show evenly distributed power with very good isolation and return loss. By associating two antennas with two mirror duplicated 45 degree vertical rotated arm bends, a dual polarization system is obtained, showing a 20 dB isolation over 32-40 GHz.

Second, an optimized wideband end-fire corrugated SIW fed Fermi tapered slot antenna with narrow beamwidth is fabricated. The realized gain in our measurement is about 18.4 dBi. To enhance its performance when used in an array, a taper shaped air gap is created in the center of the antenna to reduce the coupling between two adjacent elements.

Third, an SIW 16 way power divider is designed with Villeneuve modified distribution in order to obtain low side lobe level (SLL). A 16 element array using the Fermi antenna is fabricated. The linear array attains an attractive 23.4 dBi of gain and an SLL better than 27 dB. Measured results of the fabricated antenna prototype are in good agreement with simulated results.

Fourth, using the 45 degree version of the SIW H-to-E-plane vertical interconnects, 8 sheets of the 16 element array are connected in parallel to one main 8way power divider in order to construct the desired complete antenna structure. The overall architecture is exclusively fabricated by the conventional PCB process. This one block network provides a significant reduction in both weight and cost, compared to the metallic waveguide hypothetical counterpart. The 8x16 planar array prototype guarantees a gain of 27 dBi with low SLL of 26 dB and beamwidth as narrow as 5.15 degrees in the E-plane and 6.20 degrees in the 45°-plane.

Fifth, the three antennas are tested with a direct detection passive millimeter wave imaging bed test system at 35 GHz. A uniformly heated square target is used. The obtained results are encouraging, especially the image achieved with the planar array. Furthermore, an image of a human body hiding a metallic plate is obtained using the 128 element array, thus demonstrating the high compatibility of such a proposed three-dimensional SIW architecture with the rigorous requirements of passive imaging.

Finally, future work includes the realization of fast electronic scan with the integration of phase shifters and distributed amplifiers into the SIW feeding lines of the 8x16 planar arrays, thus contributing to develop efficient real time imagers.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	III
REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ.....	V
ABSTRACT	VII
TABLE DES MATIÈRES	IX
LISTE DES TABLEAUX.....	XII
LISTE DES FIGURES.....	XIII
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XV
INTRODUCTION.....	1
DÉMARCHE GÉNÉRALE	6
CHAPITRE 1 L'IMAGERIE PASSIVE RADIOMÉTRIQUE À ONDES MILLIMÉTRIQUES.....	7
1.1 Introduction	7
1.2 Le bruit thermique.....	8
1.3 La radiométrie à ondes millimétriques.....	10
1.4 L'architecture d'un radiomètre et ses caractéristiques.....	11
1.5 Les applications de la radiométrie.....	13
1.5.1 Orientation et atterrissage d'aéronefs	14
1.5.2 Navigation et transport	15
1.5.3 Applications médicales	16
1.5.4 Surveillance, applications militaires, recherche et sauvetage	16
1.5.5 Applications en géologie.....	17
1.5.6 Les applications de sécurité.....	18

1.6	Conclusion.....	19
CHAPITRE 2 INTERCONNEXIONS VERTICALES INTÉGRÉES AU SUBSTRAT POUR DES CIRCUITS INTÉGRÉS TRIDIMENSIONNELS.....		
		20
2.1	Présentation	20
2.2	Article 1 - Substrate Integrated Waveguide Vertical Interconnects for Three-Dimensional Integrated Circuits.....	21
2.2.1	Introduction	22
2.2.2	Right angle E-plane corner.....	25
2.2.3	Applications	33
2.2.4	Conclusion.....	45
	References	46
CHAPITRE 3 RÉSEAU D'ANTENNE PLANAIRE POUR DES APPLICATIONS D'IMAGERIE À 35 GHz.....		
		49
3.1	Les différents types de systèmes d'acquisition d'images pour des applications à ondes millimétriques.....	49
3.2	Présentation	51
3.3	Article 2 - Three-Dimensional Architecture of Substrate Integrated Waveguide Feeder for Fermi Tapered Slot Antenna Array Applications.....	52
3.3.1	Introduction	54
3.3.2	SIW-fed antipodal Fermi tapered slot antenna with corrugations.....	56
3.3.3	1x16 SIW unequally fed antipodal Fermi tapered slot antenna array with corrugations.....	59
3.3.4	8 x 16 SIW unequally fed antipodal Fermi tapered slot antenna array with corrugations.....	67
3.3.5	Conclusion.....	72
	References	73

CHAPITRE 4	MESURES EN LABORATOIRE AVEC UN BANC D’ESSAI POUR	
IMAGERIE PASSIVE À 35 GHz.....		76
4.1	Présentation du système d’imagerie.....	76
4.2	Tests d’antennes avec la cible à température contrôlée	80
4.3	Détection de présence humaine en laboratoire à 35GHz	81
4.4	Conclusion.....	83
CHAPITRE 5	DISCUSSION GÉNÉRALE	84
CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS		86
RÉFÉRENCES.....		89

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Différentes configurations basées sur le concept de coude plan-E : (a) déphaseur double stub plan-E, et (b) coudes plan-E inclinés.	88
--	----

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Principe de la radiométrie.....	7
Figure 1.2 : L'atténuation des ondes millimétriques par les gaz atmosphériques, pluie et brouillard [Lettington et al. (2003)].	11
Figure 1.3 : Architecture d'un radiomètre à puissance totale.	12
Figure 1.4 : Image d'une piste à 94 GHz: (a) et (c) montrent des images optiques sans et avec brouillard, alors que (b) et (d) montrent des images à ondes millimétriques sans et avec brouillard [Yujiri et al. (2003)].	14
Figure 1.5 : Imagerie passive à 94 GHz pour une visibilité en navigation en toutes conditions météorologiques : (a) montre une image optique et (b) montre une image à ondes millimétriques [Yujiri et al. (2003)]......	15
Figure 1.6 : Imagerie à ondes millimétriques appliquée au suivi d'automobile : (a) montre une image optique et (b) montre une image à ondes millimétriques [Yujiri et al. (2003)]......	15
Figure 1.7 : Imagerie passive superposée avec imagerie à ondes visibles : (a) détection d'une épave d'avion et (b) visualisation d'infrastructures à travers le brouillard [Yujiri et al. (2003)]......	17
Figure 1.8 : Détection de couches d'huile [Yujiri et al. (2003)].	18
Figure 1.9 : La détection à ondes millimétrique d'une arme dissimulée [Yujiri et al. (2003)].	19
Figure 3.1 : les schémas des différents types de systèmes d'imagerie : (a) balayage mécanique avec un seul élément, (b) réseau à plan focal, (c) réseau interférométrique, (d) réseau d'antenne à balayage électronique [Goldsmith et al. (1993)].	50
Figure 4.1 : Architecture du radiomètre à détection directe à 35 GHz avec la cible proposée.	77
Figure 4.2 : Photographie du bloc de réception RF fabriqué par le groupe d'imagerie au centre de recherche Poly-Grames.	77
Figure 4.3 : Illustration de la composition de la cible.....	78
Figure 4.4 : Photographie de la cible chauffante utilisée.	78
Figure 4.5 : Illustration du dispositif de balayage mécanique bidimensionnel (x,y).	79

Figure 4.6 : Moteur pas à pas Portescap du type 42M série 'Z'.....	80
Figure 4.7 : Photographies des montages de mesures et images de la cible obtenues : (a) avec antenne élément Fermi, (b) avec un réseau linéaire à 16 élément et (c) avec le réseau planaire à 128 éléments.	82
Figure 4.8 : Image à ondes millimétriques d'un homme dissimulant une plaque métallique à température ambiante, réalisée avec le réseau à 128 éléments.	83

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADS	Advanced System Design
DC	Direct Currant
FI	Fréquence Intermédiaire
GIS	Guide Intégré au Substrat (Cf. SIW)
HFSS	High Frequency Structure Simulator
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
MTT-S	Microwave Theory and Techniques Society
NLS	Niveau de Lobes Secondaires (Cf. SLL)
PC	Personal Computer
PCB	Printed Circuit Board
PIC	Peripheral Interface Controller
RF	Radio Fréquence
SIW	Substrate Integrated Waveguide (Cf. GIS)
SLL	Side Lobe Level (Cf. NLS)
TSA	Tapered Slot Antenna
USB	Universal Serial Bus

INTRODUCTION

Les ondes millimétriques couvrent les fréquences s'étalant de 30 à 300 GHz et présentant une longueur d'onde de l'ordre du millimètre. Elles offrent la possibilité de pouvoir réaliser des circuits de plus en plus miniaturisés avec des performances de plus en plus inégalées, tout en proposant de plus grandes largeurs de bande disponibles. Ces dernières sont réservées à des applications de plus en plus variées comme les systèmes d'imagerie passive et/ou active, les systèmes de communications ou encore la surveillance (sûreté publique). En parallèle à toutes les perspectives offertes par ce large domaine fréquentiel, il est toujours souhaitable de concevoir des composants simples, robustes et fiables, présentant à la fois une consommation réduite et un coût bon marché.

L'étude exécutée dans ce projet de maîtrise consiste essentiellement en la mise en œuvre d'un réseau planaire d'antennes fonctionnant dans la bande Ka. Néanmoins, des composantes non planaires à ondes millimétriques tels que les jonctions T plan-E et T-magique, mais aussi un système d'antennes à double polarisation, ont été conçus. L'utilisation de la technologie des GIS (Guide Intégrés au Substrat ou Substrate Integrate Waveguide en anglais) est privilégiée afin de démontrer la haute intégrabilité et les avantages en termes de performance qui peuvent être atteints [Deslandes et al. (2002), Deslandes et Wu (2006)]. Comme son nom l'indique, ce type de guide est modélisé directement dans un substrat planaire à l'aide de deux rangées de trous métalliques assurant le confinement du champ électromagnétique. Un des avantages directs de cette technologie planaire est l'élimination des pertes par radiation permettant ainsi de ne pas perturber les composants proches. Habituellement, le GIS est perçu comme étant l'une des technologies la plus appropriée pour réaliser des circuits planaires. Néanmoins, le travail présenté dans ce mémoire vient de prouver pour la première fois que la technologie GIS peut être bel et bien adaptée à des structures non planaires qui jusqu'ici nécessitaient la combinaison du GIS avec d'autres technologies; à savoir le guide métallique standard, la ligne microruban ou l'intégration multicouche.

Ce travail présente les trois entités aboutissant à la conception d'un réseau d'antennes planaire à 128 éléments: l'antenne à fentes élément de type Fermi, les diviseurs de puissance à distribution non uniforme plan-E et plan-H, et le coude plan-E. Le but est d'intégrer ces éléments au sein d'une même technologie pour obtenir un système compact. Cependant, pour valider le

fonctionnement du coude dans le plan E, trois circuits ont été fabriqués et mesurés à commencer par la jonction-T plan-E suivie par le T-magique et un système à double polarisation. Ceci permettant de prouver que l'utilisation du GIS dans la troisième dimension offre une multitude de nouvelles possibilités.

Le premier chapitre du projet introduit le principe de l'imagerie passive à ondes millimétriques. Cette technique non invasive qui mesure le bruit thermique de tout objet rayonnant s'opère grâce à un radiomètre dont l'architecture et les caractéristiques sont présentées. Une large panoplie d'applications est exposée, montrant la grande utilité de tels systèmes.

Le deuxième chapitre étudie et propose la réalisation d'un coude plan-E (right angle E-plane bend en anglais) entièrement fait à base de guide d'ondes intégré au substrat. L'architecture proposée est très simple et formée d'une ligne verticale, faite dans le substrat, qui vient s'insérer dans une fente produite dans une deuxième ligne horizontale similaire à la première. Cette configuration permet d'obtenir une structure à la fois légère et rigide. Afin de vérifier concrètement le fonctionnement de la structure proposée, deux premiers designs ont été fabriqués et testés autour de 35 GHz. Le premier design représente un coude standard et le deuxième est une variante dans laquelle la ligne verticale est tournée de 45 degrés. Une étude portant sur différents thèmes liés à la conception et à la fabrication du coude a été réalisée, comme par exemple la puissance moyenne que peut supporter cette structure. Après la validation du coude GIS proposé, trois applications directes portant sur des structures non planaires ont été étudiées sur la bande de 30 à 40 GHz. La première structure est une jonction-T plan-E qui est le diviseur de puissance le plus simple habituellement utilisé pour effectuer le passage entre deux plans géométriques différents. Par la suite un T-magique 3D traditionnel muni d'un coude plan-H de 180 degrés a été proposé et testé. Finalement, un système utilisant deux coudes plan-E dont les lignes verticales sont tournées de +45 et -45 degrés respectivement, afin d'assurer un déphasage géométrique de 90 degrés entre deux antennes à fentes Fermi permettant ainsi la réception ou l'émission avec une double polarisation. Tous les composants susmentionnés ont montrés d'excellents résultats de simulations et de mesures autour de 35 GHz.

Le troisième chapitre se base sur les bons résultats obtenus précédemment avec le coude plan-E intégré au substrat pour concevoir un réseau planaire d'antennes à 128 éléments à rayonnement longitudinal et à haute directivité fonctionnant à 35 GHz. Dans un premier temps,

une antenne élément à rayonnement longitudinal a été conçue. Cette antenne dénommée Fermi fait partie de la famille des antennes à fentes évasées (linéaire, Vivaldi, etc.) [Yngvesson et al. (1989), Sugawara et al. (1997)]. La version antipodale de l'antenne Fermi alimentée en GIS est optimisée dans le but d'obtenir un gain élevé avec une faible largeur de lobe principal, tout en gardant une largeur d'antenne inférieure à la longueur d'onde dans le vide λ_0 , afin de respecter les critères de formation de réseaux d'antennes. Par la suite, un diviseur de puissance plan-H à distribution non uniforme intégré au substrat a été réalisé pour alimenter un réseau linéaire de 16 antennes éléments Fermi. Semblablement, un diviseur de puissance 1/8 est conçu et associé à chacune de ses 8 sorties à la version tournée de 45 degrés du coude plan-E afin d'assurer la répartition de la puissance vers un réseau planaire formé de 8x16 éléments Fermi. Une distribution de Villeneuve a été attribuée aux deux versions de diviseurs susmentionnés afin de garantir un niveau très bas de lobes secondaires (< -20 dB) et ainsi satisfaire l'une des principales exigences des systèmes d'imagerie. Le type de distribution proposé est une version discrétisée de la distribution de Taylor pour laquelle l'efficacité du réseau est meilleure pour un nombre réduit d'éléments (8 ou 16). Ainsi, en assemblant un grand nombre d'éléments par l'entremise d'une structure d'alimentation 3D exclusivement construite en GIS, un gain très élevé peut être réalisé tout en ayant une bonne efficacité, ce qui fait de ce réseau le candidat parfait pour les systèmes d'imagerie.

Le quatrième chapitre présente des tests d'imagerie passive en laboratoire effectués avec les trois antennes fabriquées. Les images obtenues avec le réseau 8x16 d'une cible chauffée et d'un corps humain cachant une plaque métallique sont très prometteuses, validant ainsi la démarche entreprise dans le cadre de ce projet.

Finalement, ce travail est conclu en mettant en avant les nouveaux concepts présentés et leurs possibles évolutions.

Ce mémoire montre les résultats qui peuvent être atteints en technologie GIS et analyse les phénomènes mis en jeu. Ces résultats peuvent facilement être réalisés avec un nombre d'éléments davantage plus élevé tout en augmentant la fréquence de fonctionnement, permettant ainsi d'obtenir un gain plus élevé et une empreinte plus petite. Les principales contributions originales apportées par ce mémoire sont :

- La première topologie de coude plan-E entièrement fait en GIS a été proposée. Le fonctionnement et les propriétés de ce coude ont été montrés dans la bande des fréquences millimétriques de 30 à 40 GHz. Cette interconnexion du plan-E au plan-H en GIS, à faibles pertes d'insertion et à large bande, offre pour la première fois la possibilité de concevoir des circuits tridimensionnels exclusivement implémentés en GIS. Une méthode de conception systématique et les limitations de cette structure sont présentées. Une étude exhaustive du coude a été faite avec un modèle prédisant les résultats de simulations. Ce coin plan-E ouvre la porte à un éventail d'applications largement sollicitées dans le domaine des télécommunications
- Comme première application au coude plan-E, une jonction-T plan-E, diviseur de base fréquemment utilisé dans le domaine des ondes millimétriques, a été réalisée en GIS.
- Une jonction hybride à quatre ports mieux connue sous le nom de T-magique a été fabriquée. Ce composant naturellement tridimensionnel, et jusqu'ici ne pouvant être construit à base d'une seule technologie à part celle à guide métallique standard, est muni d'un coude plan-H 180 degrés afin de garder tous les ports dans le même plan. Ainsi, les mesures sont facilitées.
- Une application novatrice consiste en la duplication miroir d'un coude plan-E dont la ligne verticale est tournée de 45 degrés et connectée à une antenne Fermi à rayonnement longitudinal. La configuration ainsi obtenue crée une position en quadrature géométrique entre les deux antennes présentes permettant, par conséquent, de former un système à double polarisation intégré au substrat. Cette structure large bande peut être utilisée pour alimenter un réflecteur parabolique à double polarisation ou pour être en amont d'une chaîne de réception d'un système d'imagerie passive de type polarimétrique.
- Une antenne élément à fente évasée à rayonnement longitudinal de type Fermi antipodale à corrugations est développée autour de 35 GHz et alimentée par GIS. Cette antenne passive large bande permet d'atteindre un gain très élevé de l'ordre de 18 dB la rendant une bonne candidate pour la formation de réseaux d'antennes pour des applications d'imagerie passive.
- Un réseau d'alimentation tridimensionnel à 8x16 sorties a été proposé pour rassembler 128 antennes éléments Fermi. Le point clé de cette structure construite à deux intervalles est le coude à GIS dont le bras vertical tourné de 45 degrés permettant de passer du plan-E au plan-H tout en gardant parallèles les huit réseaux linéaires à 16 éléments formant le réseau

planaire. La particularité de cette structure réside dans le fait qu'il s'agit, d'un point de vue technologique, d'une architecture en un seul morceau dépourvue de toute transition à part l'entrée équipée d'une transition GIS-microruban permettant de mesurer le réseau à faibles pertes. Le processus de design du réseau complet s'est déroulé en deux étapes :

- Dans un premier temps, l'antenne Fermi a été adaptée avec succès dans un réseau linéaire à 16 éléments fonctionnant à 35 GHz. Une distribution non uniforme de la puissance de type Villeneuve a permis de modifier le diagramme de rayonnement pour réduire le niveau des lobes secondaires. D'autre part, la superposition au niveau des corrugations de deux antennes Fermi contigües a favorisé une réduction de la taille du réseau, sans endommager le couplage inter-élément grâce à la soustraction de substrat au milieu de chaque antenne.
 - Dans un deuxième temps, le diviseur principal a été créé de la même façon que précédemment. Le principe du coude GIS a été introduit, et alors le réseau linéaire est formé. L'antenne ainsi obtenue permet d'atteindre un gain très élevé. Par ailleurs, cette structure se présente comme étant compacte, peu couteuse et remarquablement légère comparée à son hypothétique homologue faite en guide métallique. Cela en fait une antenne réseau de choix pour les domaines de l'imagerie millimétrique (de sécurité, médicale ou pour l'aéronautique).
- L'intégration en GIS du réseau d'antenne permet d'obtenir une excellente isolation entre les différentes lignes formant les distributeurs de puissance, évitant les problèmes d'interférences.

Ce mémoire est présenté par article et reprend deux articles dont je suis l'auteur et le contributeur principal: le premier est soumis dans *IEEE MTT-S Transaction* et le deuxième est soumis dans *IEEE Transaction on Antennas & Propagation*. Il est aussi à noter que le coude plan-E présenté ici a été utilisé au sein de notre groupe de recherche pour construire un radiomètre polarimétrique intégré au substrat et pour développer des réseaux d'antennes à balayage bidimensionnel.

DÉMARCHE GÉNÉRALE

Ce mémoire présente deux articles intégrés dans le corps du travail. Le premier article intitulé “Substrate Integrated Waveguide Vertical Interconnects for Three-Dimensional Integrated Circuits” a été soumis dans *IEEE MTT-S Transaction* le 20 juin 2011. L'article intitulé “Three-Dimensional Architecture of Substrate Integrated Waveguide Feeder for Fermi Tapered Slot Antenna Array Applications” a été soumis dans *IEEE Transaction on Antennas & Propagation* le 21 juin 2011. Ces revues ont été convoitées car elles sont reconnues mondialement et font figure de référence dans le domaine des antennes et des composants passifs micro-ondes. Une rédaction minutieuse et soignée de ces articles s'imposait afin de satisfaire aux exigences de rigueur et d'analyse requises par les revues prestigieuses et par ce mémoire de maîtrise. La rédaction des articles est condensée afin de respecter les normes d'espace et de mise en page imposées par les publications. Avant chaque article, une présentation est faite afin de donner le contexte de l'article, les informations théoriques nécessaires à sa compréhension ainsi que la littérature pertinente. Les articles sont insérés au fil de la démarche de travail permettant d'aider à la compréhension.

Les deux articles ont comme auteurs : moi-même, Tarek Djerafi et Ke Wu. La conception, les simulations, le développement et l'optimisation, l'envoi en fabrication, les mesures, les expérimentations et la rédaction des articles ont été faits par moi. Tarek Djerafi et Ke Wu m'ont conseillé et m'ont apporté leur expériences tout au long des travaux. Ils m'ont aussi aidé concernant les standards de rédaction d'articles IEEE. Le pourcentage de ma contribution réelle par rapport à celles des autres coauteurs est d'environ 75%.

CHAPITRE 1 L'IMAGERIE PASSIVE RADIOMÉTRIQUE À ONDES MILLIMÉTRIQUES

Ce premier chapitre introduit le concept général de la radiométrie et de son contexte physique. Il décrit les particularités de l'atténuation atmosphérique des ondes et comment elles peuvent être mises à profit dans l'imagerie passive à ondes millimétriques. Le chapitre est conclu par un ensemble de scénarios d'application, dans lequel l'imagerie passive à ondes millimétriques peut être utilisée.

1.1 Introduction

Un radiomètre est un appareil qui mesure la tranche du rayonnement du corps noir correspondant aux micro-ondes / ondes millimétriques. Tout objet se trouvant au-delà du zéro absolu (0 K) émet ce type de rayonnement, communément appelé bruit thermique, et la réponse spectrale en fréquence dépend essentiellement de la température de l'objet et des caractéristiques de sa surface. Sur la base de ce phénomène physique, il est possible de développer un radiomètre récepteur qui est capable de mesurer la température, de faire la distinction entre les différents matériaux, etc. Figure 1.1 montre le concept d'un radiomètre: le rayonnement émis par un objet ou une cible est recueilli par un circuit récepteur qui extrait l'information souhaitée à partir de l'énergie reçue et mesure la puissance correspondant.

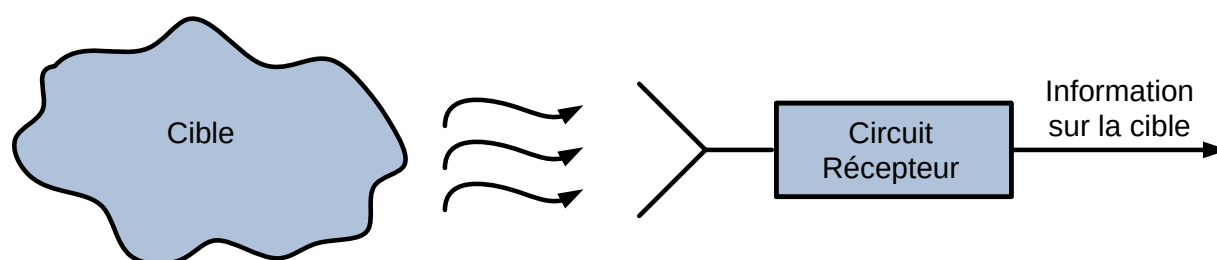


Figure 1.1 : Principe de la radiométrie.

Le rayonnement radiométrique, étant lié au rayonnement du corps noir, se présente sous forme de bruit, dont l'intensité dépend de la température de l'objet rayonnant. Dans le domaine millimétrique, la densité spectrale de puissance de bruit d'un objet est directement liée à sa

température de bruit T par une constante de proportionnalité comme il est démontré dans la equation suivante:

$$S(f) = kT \quad (1.1)$$

Par conséquent, la température définit pleinement la puissance de bruit spectral disponible. De cette façon, il n'est pas nécessaire de connaître la source du bruit, mais seulement son spectre:

$$P = kTB(\text{Watts}) \quad (1.2)$$

avec k représentant la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \times 10^{-23}$), T la température de bruit et B la bande d'observation [Ulaby et al. (1981, 1982, 1986), Skou et Le Vine (2006)].

1.2 Le bruit thermique

En 1906, Einstein a prédit que les charges fluctuantes, dans une résistance en équilibre thermique, développent une tension de bruit à ses bornes. Ce phénomène a été observé pour la première fois par Johnson en 1928 et quantifié par Nyquist à la même année. Ce type de bruit thermique ou bruit de Johnson est décrit par le théorème de Nyquist. Ce dernier a montré que la densité spectrale de bruit du carré de la tension efficace aux bornes d'une résistance est :

$$S_v(f) = 4kTR \quad (1.3)$$

Où R est la résistance, T est la température absolue en Kelvin, et $S_v(f)$ est la densité spectrale en V^2/Hz .

La puissance spectrale disponible est :

$$S(f) = \frac{S_v(f)}{4R} = kT \quad (1.4)$$

Cette expression est clairement une approximation du fait qu'elle est constante pour toutes les fréquences, pouvant avoir par conséquent une puissance infinie. L'expression complète dérivée par Nyquist est :

$$S_v(f) = 4R \left(\frac{hf}{2} + \frac{hf}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1} \right) \quad (1.5)$$

Où h est la constante de Planck et k est la constante de Boltzmann valant 1.38×10^{-23} J/K.

$$\text{La constante de Planck peut s'exprimer par : } h = \frac{kT}{f_0} \quad (1.6)$$

Où $f_0 \approx 6000$ GHz à la température ambiante. En substituant (1.6) dans (1.5), tenant compte du fait que $f \ll f_0$ dans les circuits RF et micro-ondes, et en posant la limite quant $f \rightarrow 0$, on obtient l'équation (1.3). Aux fréquences RF et micro-ondes, le bruit thermique est considéré comme un bruit blanc Gaussien.

En réalité, la situation peut être généralisée. Toutes substances émettrices, 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 une fonction uniquement de la température de l'objet, et de la bande de fréquence sur laquelle la puissance est mesurée. Indépendamment de la nature de l'objet émetteur, la puissance spectrale disponible est :

$$S(f) = kT \quad (1.7)$$

On retrouve ainsi l'équation (1.4).

La puissance disponible est :

$$P_a = kT \Delta f \quad (1.8)$$

Où Δf est la bande de fréquence.

La puissance disponible ne dépend pas de la nature résistive de la charge. Elle dépend uniquement de sa température et de la bande d'observation (naturellement, la résistance est supposée parfaite se comportant comme un corps noir). Il a été également démontré que la puissance délivrée par une antenne pointée sur un absorbant est égale à celle fournie par une résistance adaptée. En se basant sur l'équation (1.3), une résistance peut être modélisée par la combinaison d'une résistance parfaite en série avec une source de tension ou en parallèle avec une source de courant. Dans le premier cas, la tension efficace aux bornes de la résistance est :

$$v_{eff} = \sqrt{4kT \Delta f R} \quad (1.9)$$

Dans le deuxième cas, le courant de court circuit est :

$$i_{eff} = \sqrt{4kT\Delta fG} \quad (1.10)$$

Où $G=1/R$.

Dans les deux cas, il est très simple de montrer que la puissance transférée à la charge est la même, et elle est égale à l'expression donnée par l'équation (1.8). Dû à son concept simple et général, le bruit thermique est souvent utilisé pour modéliser une source de bruit blanc Gaussien, même si cette source n'est pas de nature thermique. Ainsi, on parle souvent d'une température de bruit d'une source. La température de bruit relative à une source est définie comme étant équivalente, en terme de puissance spectrale de bruit, à la température d'origine thermique d'une source de bruit résistive.

D'autre part, il est moins commun de définir une valeur de tension de bruit ou de source de courant (i.e., source seule, sans résistance) par une résistance de bruit ou conductance de bruit. Dans ce cas, la résistance ou la conductance de bruit est la valeur de R ou G en (1.9) et (1.10) donnant la valeur efficace de la tension ou le courant de bruit. Par conséquent on obtient :

$$G = \frac{\overline{|i|^2}}{4kT_0\Delta f} \text{ et } R = \frac{\overline{|v|^2}}{4kT_0\Delta f} \quad (1.11)$$

Dans ce cas, la température doit être spécifiée. Par convention, la température T_0 vaut 290 K. Étant donné que la puissance fournie par une terminaison adaptée dépend uniquement de la température, les charges adaptées, parfois chauffées ou refroidies, sont souvent utilisées comme références standards de bruit [Nyquist (1928), Ulaby et al. (1981, 1982, 1986), Maas (2005)].

1.3 La radiométrie à ondes millimétriques

Le travail présenté dans ce mémoire se concentre sur la détection de rayonnements radiométriques dans la gamme de fréquences à ondes millimétriques autour de 35 GHz. L'utilité des ondes millimétriques réside dans la particularité des phénomènes d'atténuation atmosphériques sur la gamme fréquence considérée. La figure 1.2 montre l'atténuation des signaux électromagnétiques en décibels par kilomètres de longueur de chemin de propagation des micro-ondes vers le régime visible. La propagation des ondes électromagnétiques dans cette

gamme de fréquence est soumise à continuum et l'absorption résonante par divers constituants de l'atmosphère, y compris l'eau, l'oxygène, l'azote, le dioxyde de carbone, l'ozone, etc.

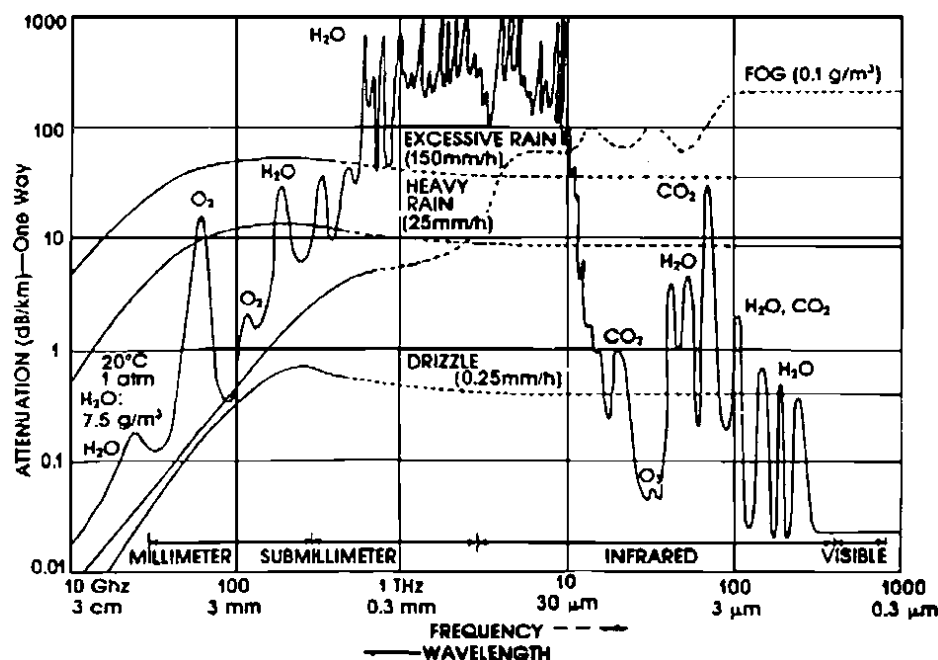


Figure 1.2 : L'atténuation des ondes millimétriques par les gaz atmosphériques, pluie et brouillard [Lettington et al. (2003)].

La teneur en eau atmosphérique sous forme de brouillard, nuages et pluie cause une importante absorption ainsi qu'une dispersion des signaux. Dans l'infrarouge lointain et le régime à ondes submillimétrique, une atténuation significative a lieu à partir de la vapeur d'eau, tandis que dans le régime d'ondes millimétriques il existe des fenêtres de propagation à 35, 94, 140 et 220 GHz, où l'atténuation est relativement modeste dans l'air clair et le brouillard. [Appleby et al. (1991), Lettington et al. (2003), Detlefsen et al. 2004, Chen et al. (2005)]

1.4 L'architecture d'un radiomètre et ses caractéristiques

Un récepteur radiométrique typique, connu sous le nom radiomètre superhétérodyne à puissance totale, se compose de différents éléments: une antenne pour recevoir le rayonnement électromagnétique, un mélangeur à haute fréquence convertissant le signal à une fréquence intermédiaire (FI) afin de le rendre traitable par l'équipement électronique standard, un filtre pour sélectionner la bande passante souhaitée, un amplificateur intégré, un détecteur de puissance, un intégrateur et un dispositif de traitement du signal (figure 1.3).

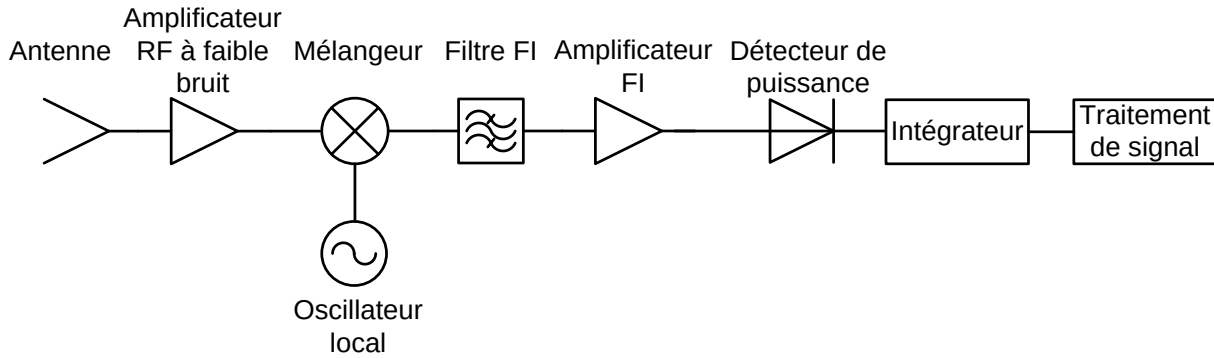


Figure 1.3 : Architecture d'un radiomètre à puissance totale.

Dans (1.1) la puissance de sortie d'un radiomètre a été décrite ($P = kTB$). En y incluant l'amplification dans le récepteur, la puissance de bruit devient:

$$P = kTGB \quad (1.12)$$

Avec T la température de bruit mesuré, B la bande passante du récepteur, et G le gain global du système. Dans la pratique, la température de bruit mesurée par un radiomètre ne comprend pas seulement la température de bruit recueillie par l'antenne, mais elle inclut également le bruit du récepteur qui s'ajoute au signal d'entrée :

$$P = kGB(T_A + T_N) \quad (1.13)$$

Avec T_A représentant la température de bruit recueillie par l'antenne et T_N la température de bruit du récepteur.

Dans le développement de récepteurs radiométriques, il est très important d'envisager les différents facteurs qui influent sur la performance. Compte tenu que le bruit mesuré est composé du bruit de la cible à observer et du bruit du système, il devient clair que l'un des paramètres clés dans un radiomètre est sa sensibilité ΔT , qui est définie comme étant le signal incident qui est juste égal à la valeur effective des fluctuations de la sortie à cause du bruit interne du système. Cette valeur est généralement donnée en Kelvin:

$$\Delta T = \frac{T}{\sqrt{B\tau}} = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B\tau}} \quad (1.14)$$

Avec τ le temps d'intégration, et T la température de bruit du système représentant la somme du bruit de l'antenne et de celui du système.

De (1.14), il devient évident que la sensibilité augmente avec les facteurs suivants :

- une bande passante plus large en raison de la quantité de bruit plus élevée recueillie
- une faible figure de bruit du récepteur car elle réduit le bruit du système interne
- le temps d'intégration qui réalise la moyenne sur la puissance de bruit collectée éliminant davantage le bruit du système.

Ainsi il semble nécessaire de trouver un compromis entre ces différents critères de bande passante, figure de bruit et temps d'intégration afin d'optimiser le fonctionnement d'un radiomètre. En effet, la bande passante du récepteur est déterminée par la plus petite valeur parmi l'antenne, l'amplificateur faible bruit, le mélangeur, et la bande passante du filtre IF. La figure de bruit de l'ensemble du système est un facteur très important car il est ajouté au bruit radiométrique recueilli dans le récepteur et dégrade, par conséquent, la sensibilité du récepteur. Ainsi, il faut assurer une conception à faible bruit de l'ensemble du circuit de réception. Le point le plus critique en termes des performances de bruit est le premier élément dans le circuit récepteur, puisque son facteur de bruit est multiplié par chacune des composantes suivantes. Ainsi, l'amplificateur RF à l'entrée doit posséder un très faible facteur de bruit. Ce dernier est défini comme étant le quotient du rapport signal/bruit à l'entrée par le rapport signal/bruit à la sortie. D'autre part, pour éliminer le bruit généré par le mélangeur, il est préférable, quand les moyens le permettent, d'utiliser un radiomètre à détection directe excluant le mélangeur comme c'est le cas dans les mesures expérimentales effectuées au chapitre 4. Par ailleurs, de l'équation (1.14) il s'ensuit qu'un temps d'intégration élevé augmente la sensibilité. Concernant les applications d'imagerie, quelques considérations doivent être prises en comptes, à savoir qu'une intégration courte peut parfois causer des bords ambigus sur l'image dus à une faible sensibilité, tandis que une intégration très lente n'est pas forcément compatible avec les exigences d'imagerie en temps réel. Ainsi, un compromis a besoin d'être fait afin de maintenir une performance radiométrique suffisante en termes de temps réel et en fonction des exigences des applications considérées [Ulaby et al. (1981, 1982, 1986), Skou et Le Vine (2006)].

1.5 Les applications de la radiométrie

Les applications actuelles et futures de l'imagerie passive à ondes millimétriques portent à la fois sur les domaines des infrastructures militaires et commerciales qui gagnent largement en

popularité, notamment avec le développement des imageurs vidéo à temps réel. Dans la suite, une sélection des applications commerciales et industrielles est présentée et décrite avec des exemples d'images [Yujiri et al. (2003)].

1.5.1 Orientation et atterrissage d'aéronefs

La figure 1.4 montre des images radiométriques visibles par rapport aux images acquises dans des conditions météorologiques avec et sans brouillard. Les Nuances plus foncées sur les images radiométriques désignent les températures radiométriques de plus en plus froides. La piste asphaltée est plus brillante que le contour du fait qu'elle reflète le ciel à l'horizon qui est plus chaud que le ciel à la verticale.



Figure 1.4 : Image d'une piste à 94 GHz: (a) et (c) montrent des images optiques sans et avec brouillard, alors que (b) et (d) montrent des images à ondes millimétriques sans et avec brouillard [Yujiri et al. (2003)].

En comparant les images à travers le brouillard, on peut constater que les images visuelles sont totalement obscurcies, tandis que l'image à ondes millimétriques est très légèrement affectée par le brouillard.

1.5.2 Navigation et transport

Un système d'imagerie peut être utilisé sur des bateaux de patrouille (figure 1.5) ou de véhicules terrestres de reconnaissance (figure 1.6), pour acquérir une bonne visibilité de navigation dans quasiment toutes les conditions météorologiques, ainsi que pour localiser une cible, de même que pour d'autres besoins de vision améliorée, en particulier dans le brouillard et à travers les couches de nuages marins.

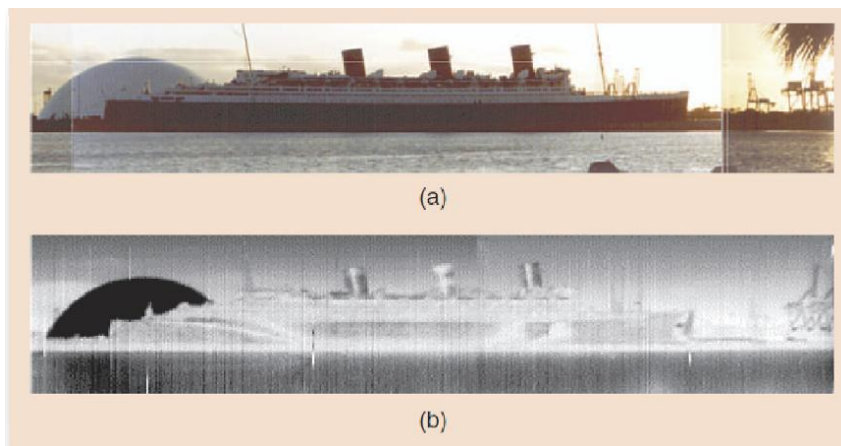


Figure 1.5 : Imagerie passive à 94 GHz pour une visibilité en navigation en toutes conditions météorologiques : (a) montre une image optique et (b) montre une image à ondes millimétriques [Yujiri et al. (2003)].

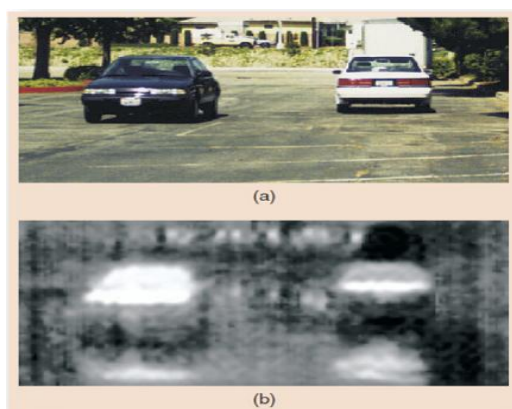


Figure 1.6 : Imagerie à ondes millimétriques appliquée au suivi d'automobile : (a) montre une image optique et (b) montre une image à ondes millimétriques [Yujiri et al. (2003)].

1.5.3 Applications médicales

L'imagerie passive à ondes millimétriques est également appliquée à l'imagerie biomédicale pour la localisation de points chauds, de tumeurs ou d'autres anomalies dans le corps. Comme il s'agit d'un processus passif et non-invasif ne nécessitant pas l'utilisation d'un rayonnement activement transmis, il représente alors une alternative très sûre et sans risque sur la santé, et donc idéal pour l'utilisation dans des applications médicales où des normes strictes sur les niveaux de rayonnement maximal sont requises.

1.5.4 Surveillance, applications militaires, recherche et sauvetage

La capacité de voir dans des conditions de faible visibilité peut être utilisée pour la recherche et le sauvetage ou à des fins de reconnaissance. La détection de sillages de navires, des bateaux non détectables par radar, ou d'autres véhicules ne sont qu'une partie de toutes les cibles qui peuvent être identifiés pour des opérations de surveillance, de recherche ou de sauvetage. D'autre part, l'imagerie passive est très bien implantée dans le domaine militaire, essentiellement pour sa nature silencieuse en n'émettant aucun signal, et son développement a connu un essor considérable pendant et après la deuxième guerre mondiale. Dans la figure 1.7, une image prise à partir d'une caméra vidéo à imagerie passive montée sur un avion à décollage et atterrissage court, se superpose à une image à la lumière visible effectuée par une autre caméra vidéo. Ainsi la photo à ondes millimétriques permet de détecter les objets métalliques comme l'avion (figure 12 (a)) ou de percevoir des immeubles ou des infrastructures à travers le brouillard (figure 12 (b)).

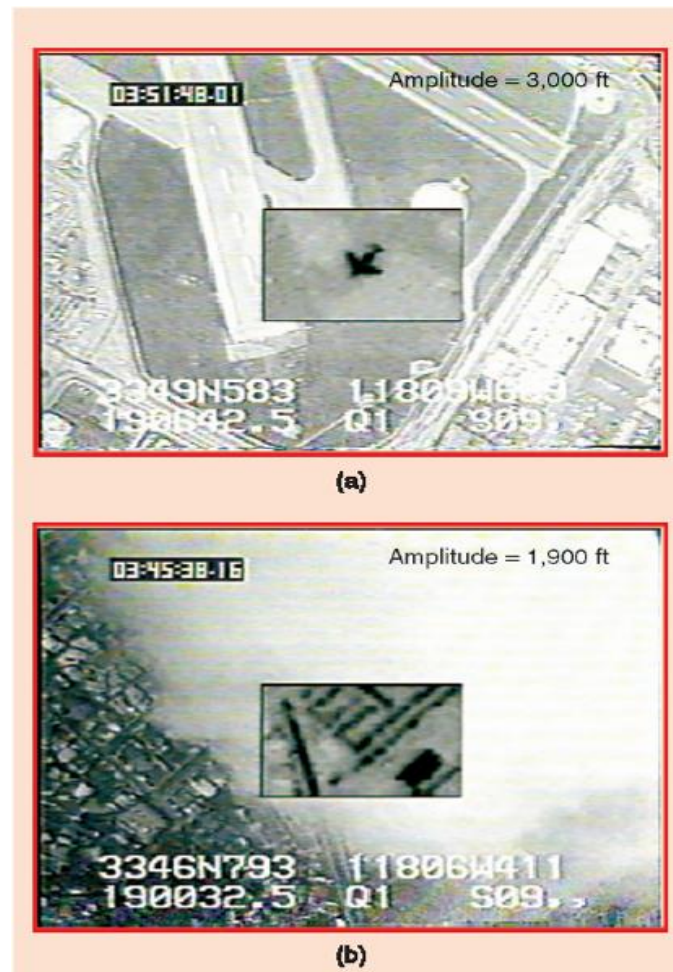


Figure 1.7 : Imagerie passive superposée avec imagerie à ondes visibles : (a) détection d'une épave d'avion et (b) visualisation d'infrastructures à travers le brouillard [Yujiri et al. (2003)].

1.5.5 Applications en géologie

L'huile sur l'eau (figure 1.8) produit un changement détectable dans la température observée par un radiomètre à ondes millimétriques. Dans cette gamme de fréquences, la couche d'huile peut impliquer une augmentation ou une réduction de la température de bruit radiométrique des zones où les taches d'huile sont répandues, en fonction du changement de l'émissivité de ces zones due à la variation de l'épaisseur. La température observée peut, en effet, être utilisée pour déduire l'épaisseur de l'huile.

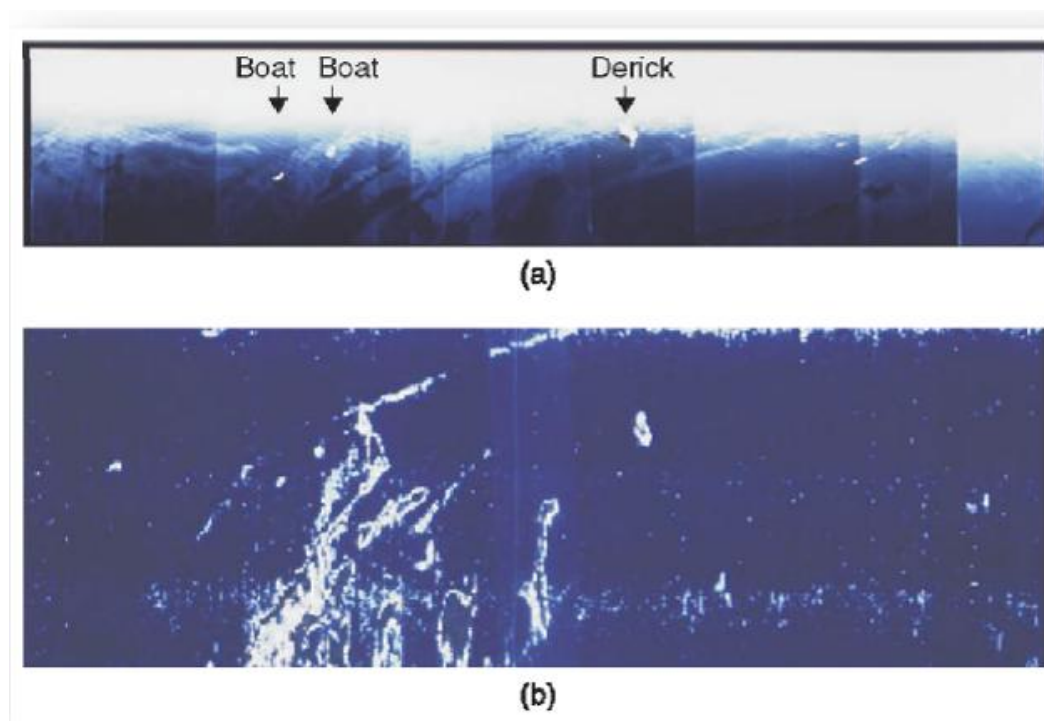


Figure 1.8 : Détection de couches d'huile [Yujiri et al. (2003)].

1.5.6 Les applications de sécurité

Les ondes millimétriques peuvent facilement pénétrer les vêtements et les cheveux. La détection des rayonnements à ondes millimétriques est une combinaison des émissions naturelles de l'organisme et les réflexions du milieu environnant en raison de la réflectivité de peau. Si un objet est placé sous le vêtement et ayant une constante diélectrique différente de la peau, l'image à ondes millimétriques (figure 1.9) révèle un changement de température radiométrique causé par l'objet. Les objets métalliques ou autres, tels que les plastiques et les céramiques, peuvent être vus.

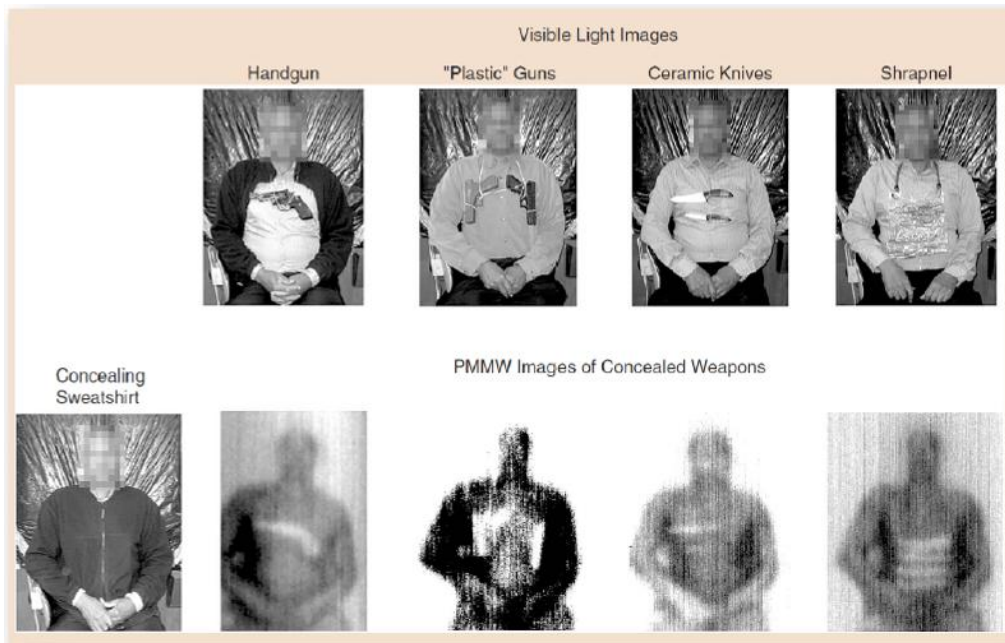


Figure 1.9 : La détection à ondes millimétrique d'une arme dissimulée [Yujiri et al. (2003)].

1.6 Conclusion

Ce chapitre a examiné le contexte physique de la radiométrie, les particularités des rayonnements à ondes millimétriques et leur propagation dans l'atmosphère, ainsi que leur utilité pour les systèmes d'imagerie. L'architecture d'un radiomètre standard à puissance totale et les principaux critères qui le régissent ont été présentés. Le chapitre se termine par un aperçu des différentes applications possibles d'une importance industrielle et commerciale élevée.

CHAPITRE 2 INTERCONNEXIONS VERTICALES INTÉGRÉES AU SUBSTRAT POUR DES CIRCUITS INTÉGRÉS TRIDIMENSIONNELS

2.1 Présentation

L'idée générale est de pouvoir fabriquer une interconnexion du plan-H au plan-E entièrement intégrée au substrat, présentant une configuration compacte et rigide, manifestant de faibles pertes, et pouvant être facilement incorporée à des réseaux de distribution de puissance. Dans le cadre de ce travail, une première étude a été faite sur ce type de coude tridimensionnel intégré à 35 GHz. Cela a permis de définir les règles de design, les caractéristiques d'une telle structure en ondes millimétriques et les paramètres critiques qui la régissent. Pour valider le concept, plusieurs circuits ont été fabriqués et testés.

2.2 Article 1 - Substrate Integrated Waveguide Vertical Interconnects for Three-Dimensional Integrated Circuits

B. Youzkatli El Khatib, T. Djerafi, and Ke Wu, *Fellow, IEEE*

“Substrate Integrated Waveguide Vertical Interconnects for Three-Dimensional Integrated Circuits”

Soumis dans dans “ *IEEE MTT-S Transaction* ” le 20 juin 2011.

Manuscript ID TMTT-2011-06-0491

Abstract—This work presents and demonstrates a class of three-dimensional integration platforms of substrate integrated waveguide. The proposed right angle E-plane corner based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology enables the implementation of various three-dimensional architectures of planar circuits with the PCB and other similar processes. This design scheme brings up attractive advantages in terms of cost, flexibility, and integration. Two circuit prototypes with both 0 and 45-degree vertical rotated arms are demonstrated. The straight version of the prototypes shows 0.5 dB of insertion loss from 30 to 40 GHz while the rotated version gives 0.7 dB over the same frequency range. With this H-to-E-plane interconnect, a T-junction is studied and designed. Simulated results show 20 dB return loss over 19.25% of bandwidth. Measured results suggest an excellent performance within the experimental frequency range of 32–37.4 GHz, with 10 dB return loss and less than ± 4 degree phase imbalance. An optimized wideband magic-T structure is demonstrated and fabricated. Both simulated and measured results show a very promising performance with very good isolation and power equality. With two 45 degree vertical rotated arm bends, two antennas are used to build up a dual polarization system. An isolation of 20 dB is shown over 32-40 GHz and the radiation patterns of the antenna are also given.

Index Terms—Antenna feed, antipodal Fermi tapered slot antenna (AFTSA), dual polarization, E-plane bend, magic-T, power divider, substrate integrated waveguide (SIW), T-junction.

2.2.1 Introduction

WAVEGUIDE components for antenna feeding networks, microwave and millimeter-wave circuits are one of the most critical parts in the design of high-performance systems [1]. These components must satisfy stringent criteria of size, weight, shielding and cost. The Substrate Integrated Waveguide (SIW) becomes well known for its very good tradeoff between metallic waveguide and planar structure [1]. A large number of designs and practical examples of SIW antennas and circuits have been reported in the literature for antenna feeds and circuit structures [3-5]. Those basic feeding topologies and building block circuits are constructed in the form of power dividers (T and Y junctions, magic-T, couplers ...) and corners.

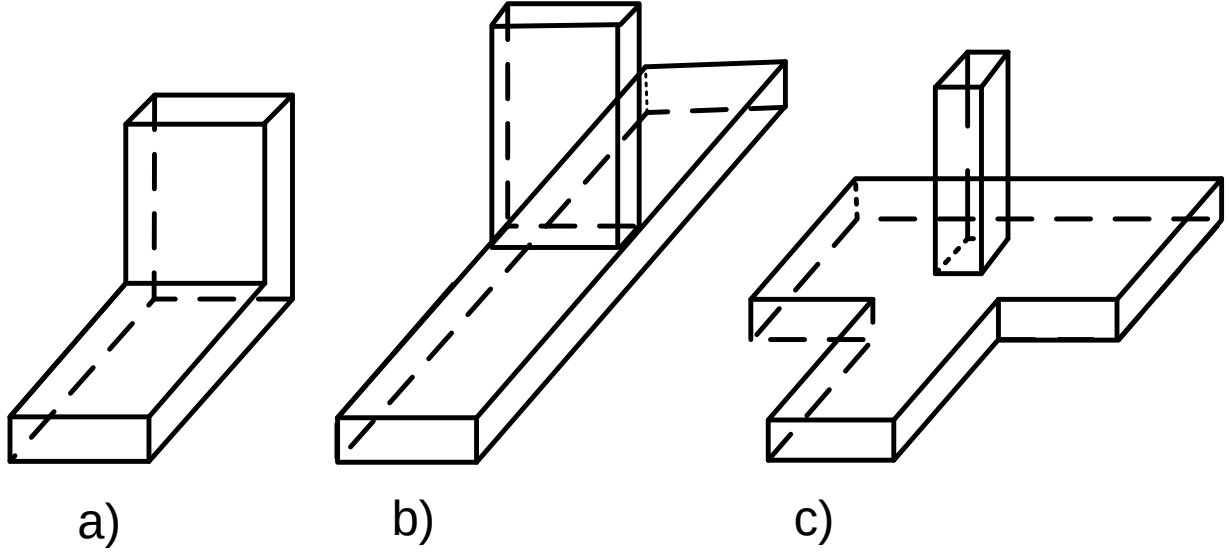


Fig. 1. E-plane structures: a) E-plane bend, b) T-junction, c) Magic-T.

As a general design consideration, H-plane and/or E-plane components are desirable in the development of three-dimensional feeding and circuit structures. In the case of using SIW schemes, different components are generally designed in H-plane single layer or within two layer structures such as couplers in [5][6], power dividers as T and Y in [7], radial power dividers in [8], bends [10-12], and magic-T junctions in [13-17]. This is because the SIW structure demonstrated so far has been used only for its H-plane-based circuits and components.

However, a wide range of applications require the integration of non-planar topologies or the extension of H-plane into E-plane operations such as E-plane bend, T-junction and magic-T as shown in Fig. 1. Metallic rectangular waveguides are still widely used to make the transition from the H-plane to the E-plane [17]. Different E-plane designs with the standard rectangular waveguide technology are popular such as E-plane bends [18], T-junctions [18], hybrid T-junctions [20-25], rings [20] and quadrature hybrid couplers [25], radial E-plane power dividers with radial cavity or coaxial cavity [18]. To further explore the advantages of the SIW technology in light of its light weight and integration capability, these E-plane and H-plane components should be designed entirely on the basis of the SIW platform.

In this paper, various vertical structures deploying the H-to-E-plane (or vice-versa) interconnects are proposed and presented. The E-plane bend construction is detailed with regards to the fabrication tolerance as well as the power handling capability. Two corners with 0 and 45 degree

rotated vertical arms are fabricated and tested. A T-junction built up uniquely with the SIW lines is also designed and fabricated.

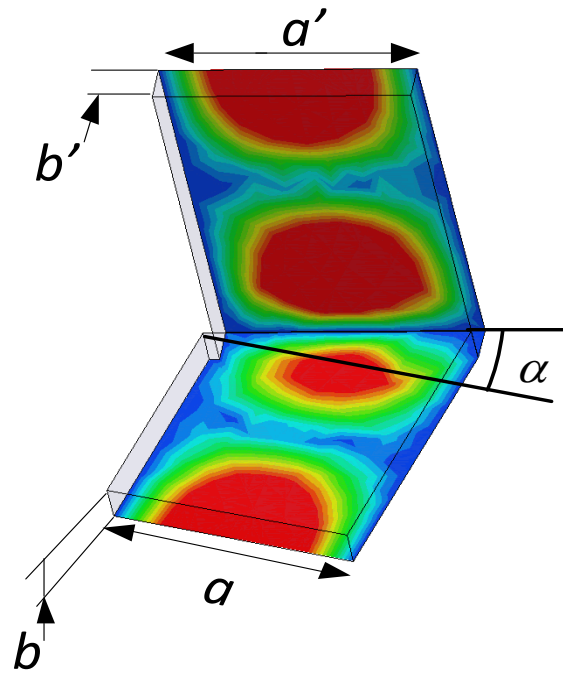


Fig. 2. Simulated E-field magnitude distributions obtained by HFSS at 35 GHz, along the corner.

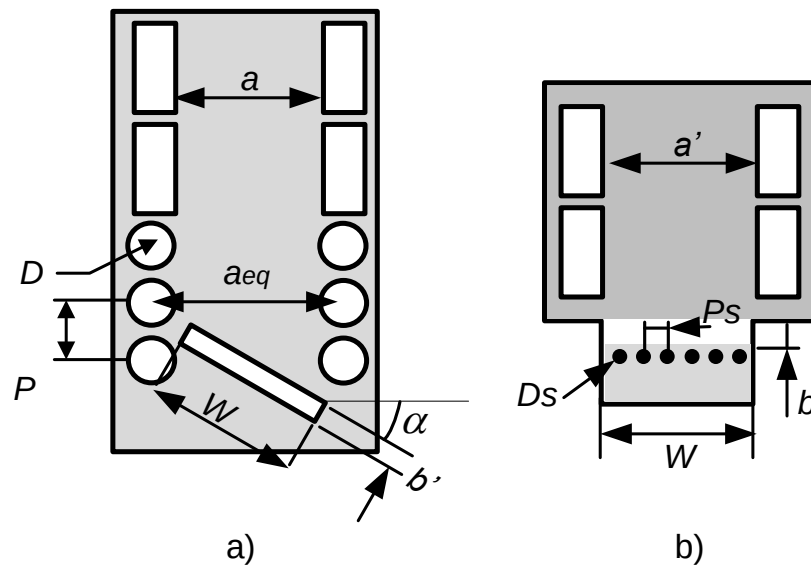


Fig. 3. Layout of the two SIW waveguides used to construct the E-plane corner with microstrip transition: a) horizontal line, b) vertical line.

Similarly, an SIW magic-T is constructed. Unlike the previous work developed with this technology, this T-splitter preserves the same geometry of the traditional metallic waveguide E-plane T-junction. The design procedure of these components is explained in detail. Simulation results are compared with measurement ones, which have shown a good agreement. As the examples for applications, two SIW tapered slot antennas (TSA) are connected with 90 degree arrangement to define a dual polarization feed. Details of the proposed feeding system and experimental results of the constructed prototype are presented in this paper. A commercial finite element method (HFSS) package is used to optimize the electromagnetic performances of the different components.

2.2.2 Right angle E-plane corner

Bends are the essential components in microwave systems. They can be constructed in connection with H-plane or E-plane, which have been considered simple components in the standard waveguide technology. However, it is critical and difficult to adapt the design of such building blocks in new technologies such as SIW in the E-plane. In fact, the H-plane bends are well studied in the SIW structure [10-12] while the design issue of E-plane elements has been not addressed yet in the SIW technology. The E-plane corner is very useful in the development of a multi-polarization antenna feeding or in the layer-to-layer vertical interconnects in the development of three-dimensional circuit systems.

In this work, two waveguides are used to construct the proposed E-plane bend of Fig. 2. To realize the corner, the vertical line is inserted into the horizontal line as shown in Fig. 3. In the horizontal line, a slot is created that has the width of the vertical line substrate thickness (b') and the length (W) equal to the vertical line equivalent waveguide width (a'). The vertical line is terminated by a non metalized section having the width of the equivalent waveguide (a') and the length equal to the substrate thickness of the horizontal line (b).

Fig. 4 shows the schematic view of a circuit model for the proposed E-plane bend where λ_g is the guide wavelength and T' is the terminal. This circuit model of the right angle E-plane corner, considering equal dimensions for the horizontal and vertical lines, was established by Marcuvitz [26]:

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{\left(\frac{B_a}{Y_0}\right)^2 + 1}{\frac{B_b}{Y_0}} - 2 \frac{B_a}{Y_0}, \quad (1)$$

$$\frac{B_a}{Y_0} \approx \frac{2b}{\lambda_g} \left[0.878 + 0.498 \left(\frac{2b}{\lambda_g} \right)^2 \right], \quad \frac{2b}{\lambda_g} \ll 1, \quad (2)$$

$$\frac{B_b}{Y_0} \approx \frac{\lambda_g}{2\pi b} \left[1 - 0.114 \left(\frac{2b}{\lambda_g} \right)^2 \right], \quad \frac{2b}{\lambda_g} \ll 1, \quad (3)$$

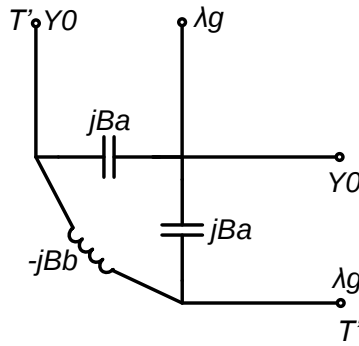


Fig. 4. Circuit model of the right angle E-plane corner.

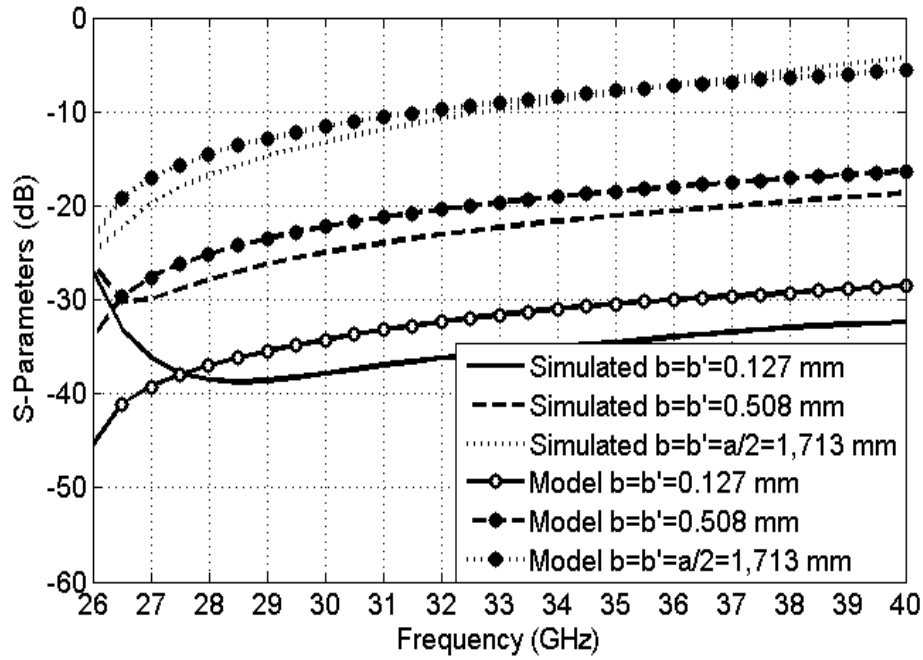


Fig. 5. Return loss obtained by the simulations and the circuit model for different substrate thickness ($b=b'$).

A comparison of the results obtained by the circuit model with the use of equations (1) to (3) and simulated results by Ansoft HFSS is shown in Fig. 5. Rogers 6002 substrate is used in the model and simulation. The effect of the waveguide thickness is studied with the above model. The corner with a thinner waveguide presents better results. As a matter of fact, the capacitance value tends to be negligible ($Ba \rightarrow 0$) and the inductance becomes noteworthy ($Bb \rightarrow \infty$) with a thinner waveguide. The model shows that the limit of this basic corner design as a function of width a and height b is reached when $b=b'=a/2$.

In the following, parametric studies will be used to demonstrate the capability and the robustness of this topology.

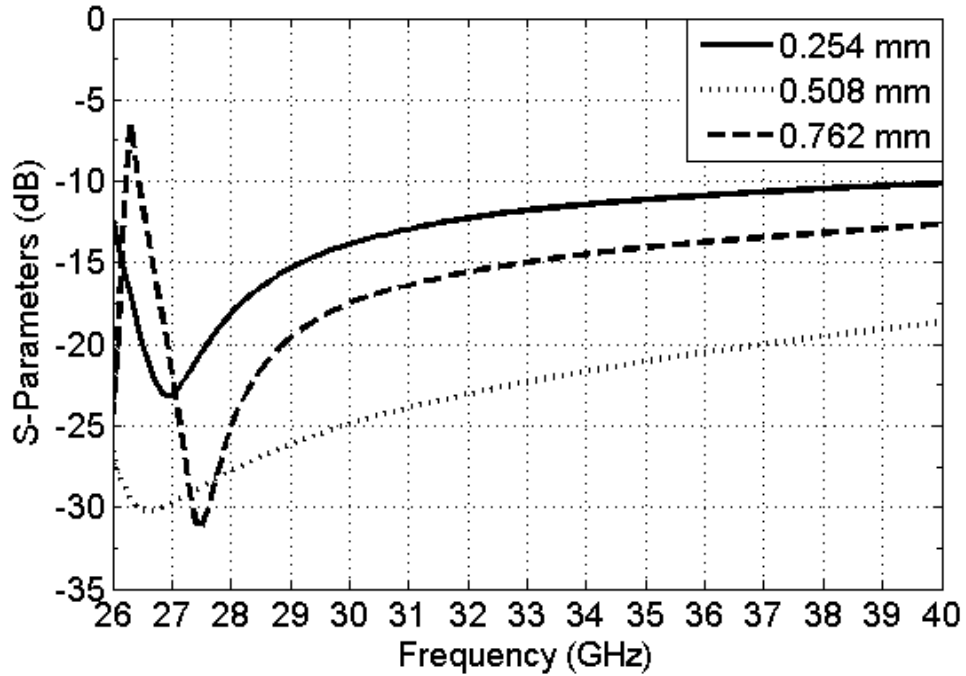


Fig. 6. Return loss for variable vertical line thickness ($b'=0.254$ mm, 0.508 mm and 0.762 mm) with a constant horizontal line thickness ($b=0.508$ mm).

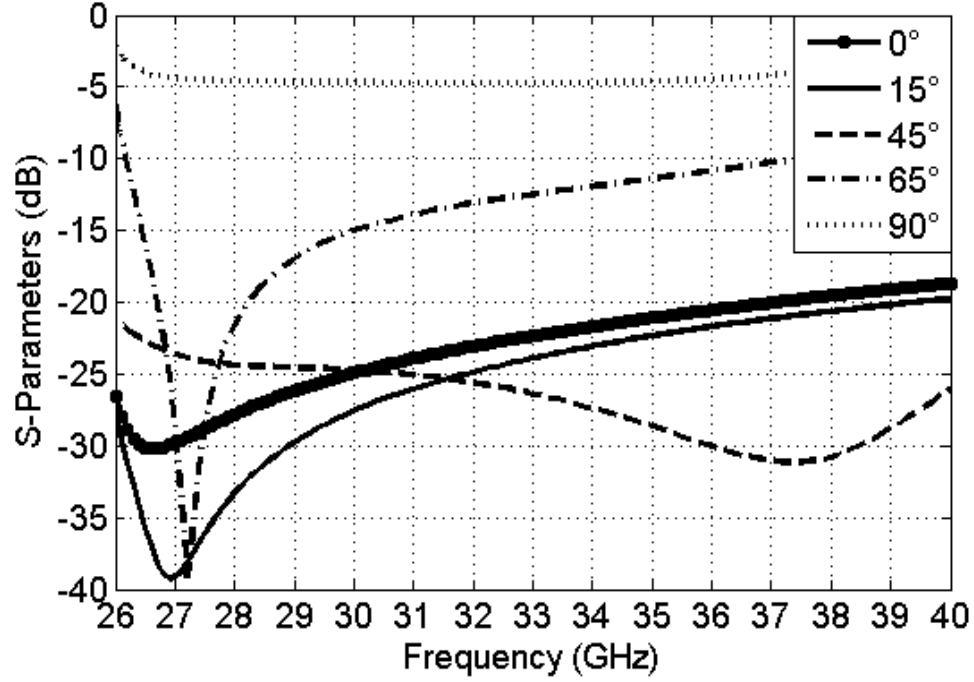


Fig. 7. Return loss for different vertical line rotation angle (α).

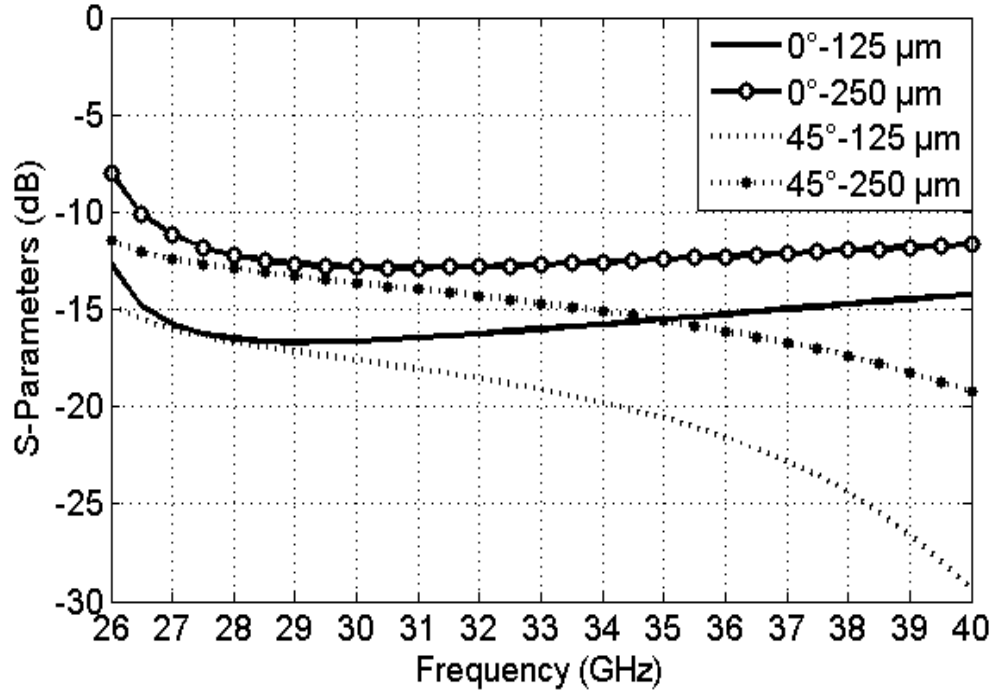


Fig. 8. Return loss for different air gap considering different rotation angle.

2.2.2.1 Parametric studies

The connected SIW lines that form the corner can have two different widths. In Fig. 6, the vertical SIW lines with different thickness b' are investigated when the thickness of the

horizontal line b is fixed at 0.508 mm. The line with the same thickness ($b'=0.508$ mm) yields a better performance, and the return loss is better than 18 dB over the entire simulated band from 26 to 40 GHz. Otherwise, the line with a larger thickness ($b'=0.762$ mm) presents a better return loss than the line having a smaller one ($b'=0.254$ mm).

Depending on applications, the vertical line of the E-plane corner may present different rotation angle (α) as shown in Fig. 2 and Fig. 3. In Fig. 7, the vertical SIW line is studied with different rotation angle (α) from 0 degree to 90 degree. Simulation results suggest that the lines having rotation angle around or below 45 degree present a return loss better than 18 dB in the entire simulated band from 26 to 40 GHz. For angles higher than 45 degree, the return loss deteriorates and 5 dB return loss is observed at 90 degree angle. Acceptable results with the 10 dB return loss can be seen for 65 degree.

A potential air gap may appear between the vertical and horizontal lines. This gap is the superposition of error in connection with the thickness of the substrate plate, the fabrication error due to an oversize cutting estimated at 50 μm in the Poly-Grames research center and also the deformation in the manual assembling and operation. Fig. 8 shows the return loss for two different metalized air gap widths (125 μm and 250 μm) considering two rotation angles (0 degree and 45 degree). In all of the four cases, the return loss is still better than 10 dB in the entire simulated bandwidth. However, for different air gap widths, the 45 degree rotation case appears to be the least affected by the air gap especially at higher-end frequencies over the frequency range of interest.

2.2.2.2 Power handling

Similar to the study of the average power handling capability (APHC) realized in [27] and applied to the case of H-plane bends, an investigation is made in the case of SIW-based E-plane bends. Equation (16) in [27] has been used in order to estimate the APHC of the E-plane corner applied to the cases of 0 degree and 45 degree rotation angles, respectively. It can be seen from Fig. 9 that both of them have almost the same APHC with a small advantage for the 45 degree case. Normalized by the SIW line width (a) and permittivity, the E-plane corner compared to the H-plane counterpart can handle 50% less of power.

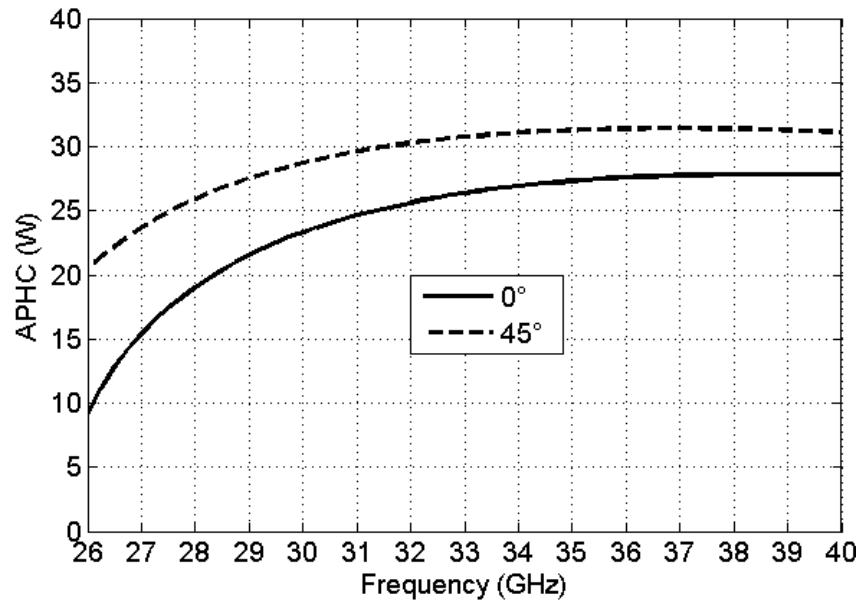


Fig. 9. Average power handling capability (APHC) for SIW E-plane bends.

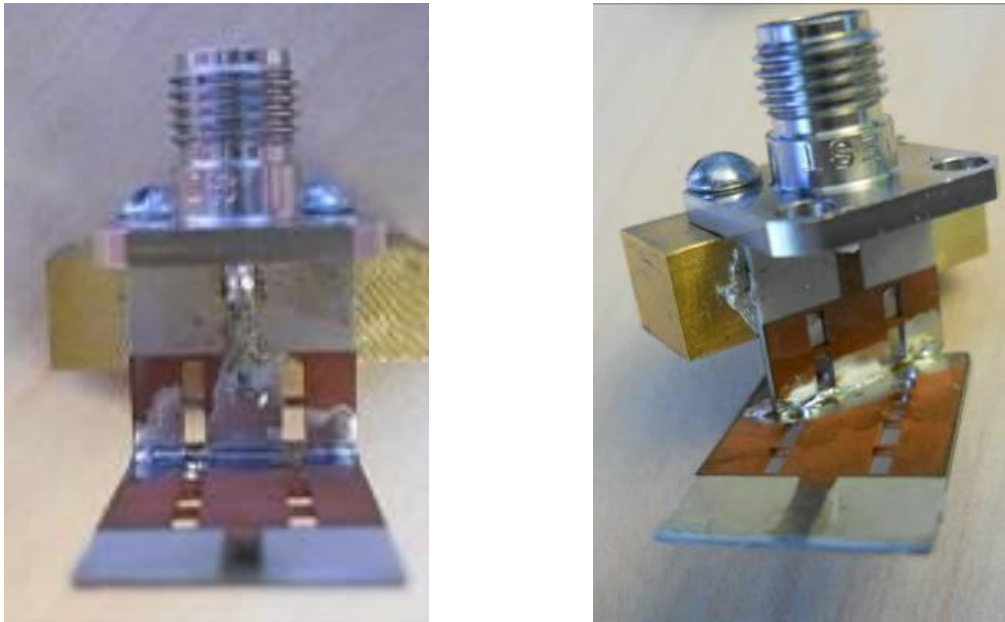


Fig. 10. E-plane corner fabricated prototypes.

2.2.2.3 Experimental results

The layouts of the circuit are shown in Fig. 3. The design of the E-plane corner is simply based on the use of two SIW lines. A circular hole is used in the horizontal line and small

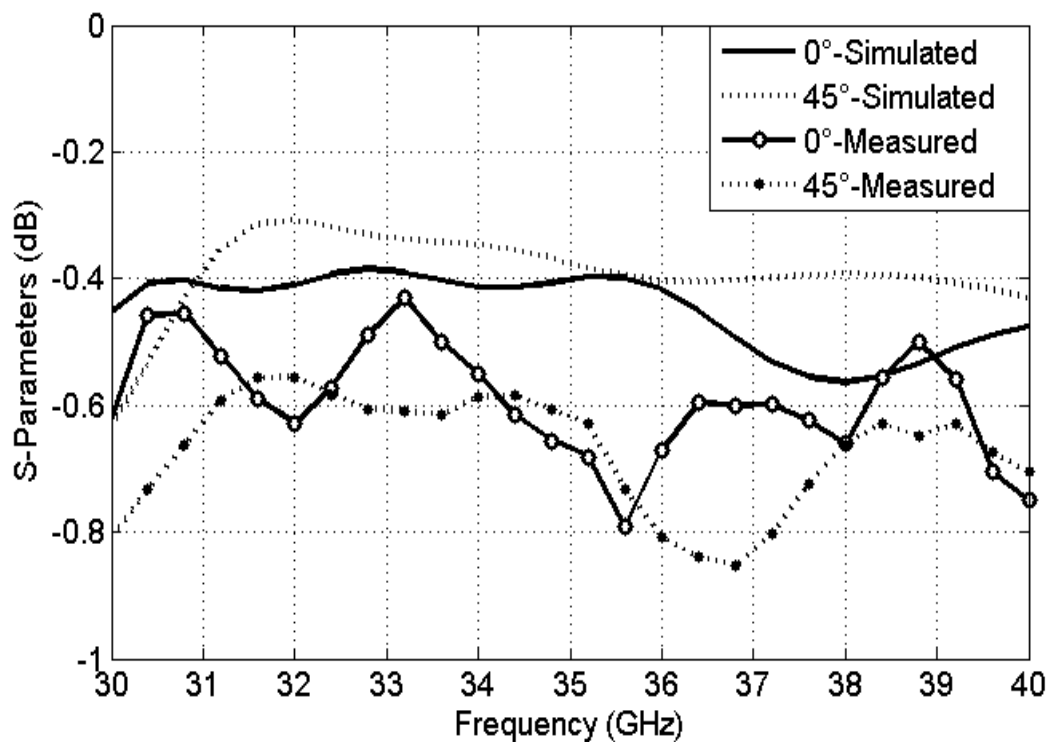
metalized holes are used to build up the short circuit wall in the vertical line to enhance the mechanical robustness in the corner region. For the measurement, the SIW to microstrip transitions are added [28] and TRL calibration is used. Optimized parameters of the corner are noted in Table I. As discussed in the above parametric studies, the 0.508 mm thick 6002 Rogers substrate is used. Table I lists the optimized values of design parameters of the two corner prototypes as illustrated in Fig.3.

As shown in Fig.10, the two prototypes of the E-plane corner were fabricated; the first was designed with 0 degree vertical arm rotation angle and the second with 45 degree (in the figures, the second connector is avoided to illustrate the corner).

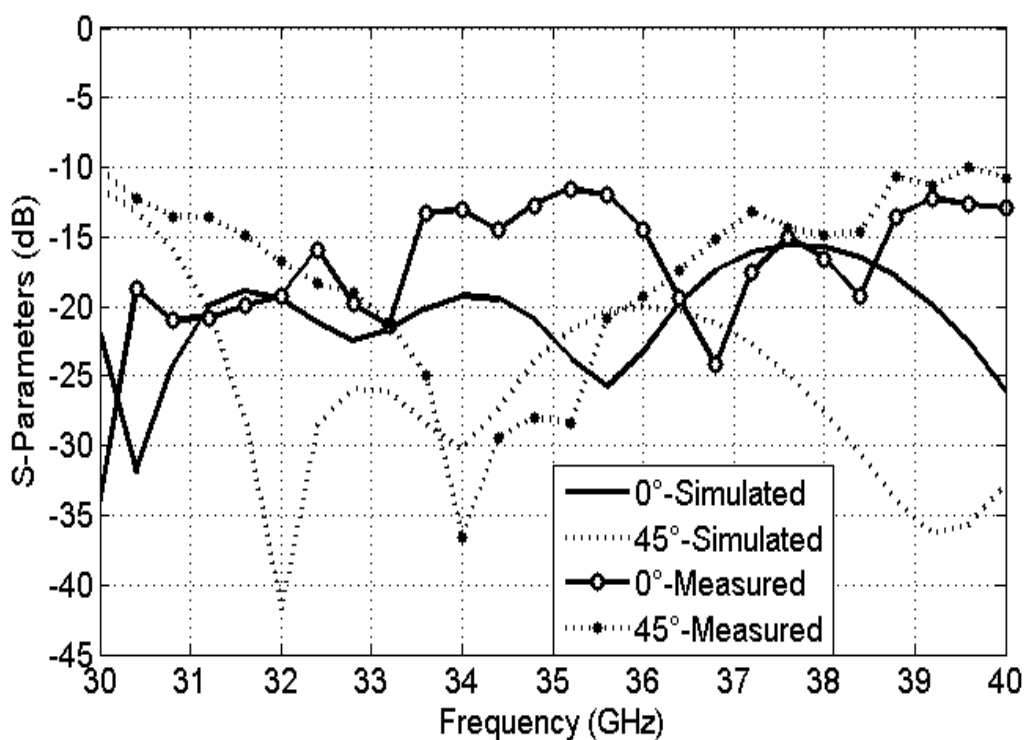
TABLE I
DIMENSIONS OF THE REALIZED CORNERS (mm)

Symbol	0 Degree	45 Degree
a	3.759	3.957
a'	3.904	3.637
a_{eq}	4.895	4.933
b	0.508	0.508
b'	0.508	0.508
w	3.904	3.637
D	1.298	1.229
P	1.620	1.549
D_s	0.279	0.279
P_s	0.625	0.569

Fig. 11 (a) and (b) show the comparison between the simulated and measured S-parameters of the SIW corners. The simulated insertion loss is approximately 0.5 dB and the return loss is better than 10 dB in the frequency range from 30 to 40 GHz. The insertion loss in the measured results is around 0.7 dB and the return loss is better than 10 dB at 30 GHz for both configurations.



(a)



(b)

Fig. 11. Simulated and measured S-parameter results of the E-plane corners: (a) insertion loss and (b) return loss.

2.2.3 Applications

The H-to-E-plane interconnect is very useful to build different E-plane junctions exclusively with SIW lines. In this section, a T-junction and a magic-T are explored, fabricated and measured. As demonstrated and tested in the last part of this section, two E-plane bends can be used in a predetermined spatial configuration to construct a dual polarization setup. A straightforward application of the proposed SIW E-plane corner is the development of an E-plane T-junction which has the function of a transition from one planar SIW structure to another perpendicular to the first line and also it acts as a power divider. When an incident wave is transmitted into the main vertical port (as illustrated in Fig. 1.b) of this three port equal power divider, the powers received at the two symmetrical horizontal ports have the same magnitude with the opposite phase. In [17], the T-junction that was based on both SIW and waveguide was proposed with a gradually stepped structure transition. Simulated bandwidth shows a return loss below 15 dB in about 25.3% (67-86 GHz) of the bandwidth.

An ideal magic-T can be simply described as a matched four port, reciprocal network characterized by the following properties. When a port is excited, the incident power is evenly divided between two symmetrical ports while delivering no power to the remaining port (as illustrated in Fig. 1.c). The power incident on two planar conjugate ports forms a vector sum at one port while forming a vector difference at the remaining port [29]. The magic-T is known as one of the core components in power combiners/dividers, balanced mixers, balanced amplifiers, and feeding networks of antenna arrays [30]. A close look at the structure of a magic-T reveals that it is actually a 180-degree hybrid, which combines H-plane and E-plane junctions to realize a high-degree mutual decoupling between the two input ports [30]. In the SIW technology, the magic-T proposed in [12] consists of one slotline T-junction and two phase-reverse slotline-to-SIW T-junctions. Good results were achieved in a 3% bandwidth with more than 1 dB transmission loss. The same authors presented in [13] a wider junction. However, the use of a slot line transition in this case increases the loss and presents some additional constraints in integrating the junction with other SIW structures. In [14], a multilayer SIW magic-T structure was presented using slotline-SIW transitions, thus achieving a measured 11% bandwidth with a 12 dB return loss. In [15] and [16], the proposed SIW magic-T was made of a two-layer structure. The lower layer is designed as a Y-junction power divider. A slot is placed along the longitudinal direction on the top ground of the lower layer and the corresponding place on the bottom ground

of the upper layer; it is used to couple the field between the two layers. In [15], a good performance of less than -10 dB was observed, the measured isolation between port 1 and port 4 is better than 30 dB over the entire frequency band from 9.5 GHz to 11 GHz (14.6%). In [16], the measured results yielded a good performance of the planar SIW magic-T in the desired frequency range of 5.6–5.9 GHz (5.2%). The return losses are below -20 dB and isolation is better than 22 dB.

Different parameters of the discussed designs as well as related experiments are presented in the following subsections.

2.2.3.1 E-plane T-junction

The SIW junction is constructed by the insertion of a vertical SIW line in the middle of the second line, as shown in Fig. 12. To match the inserted line, two step impedance transformers are used at the corner level. Table II lists the optimized values of the design parameters as illustrated in Fig. 12.

TABLE II
DIMENSIONS OF THE E-PLANE T-JUNCTION (mm)

Symbol	Value
a	3.138
a'	3.193
b	0.508
b'	0.508
w_1	5.579
w_2	4.643
w	3.193
c_1	2.186
c_2	3.736
D_s	0.279
P_s	0.602

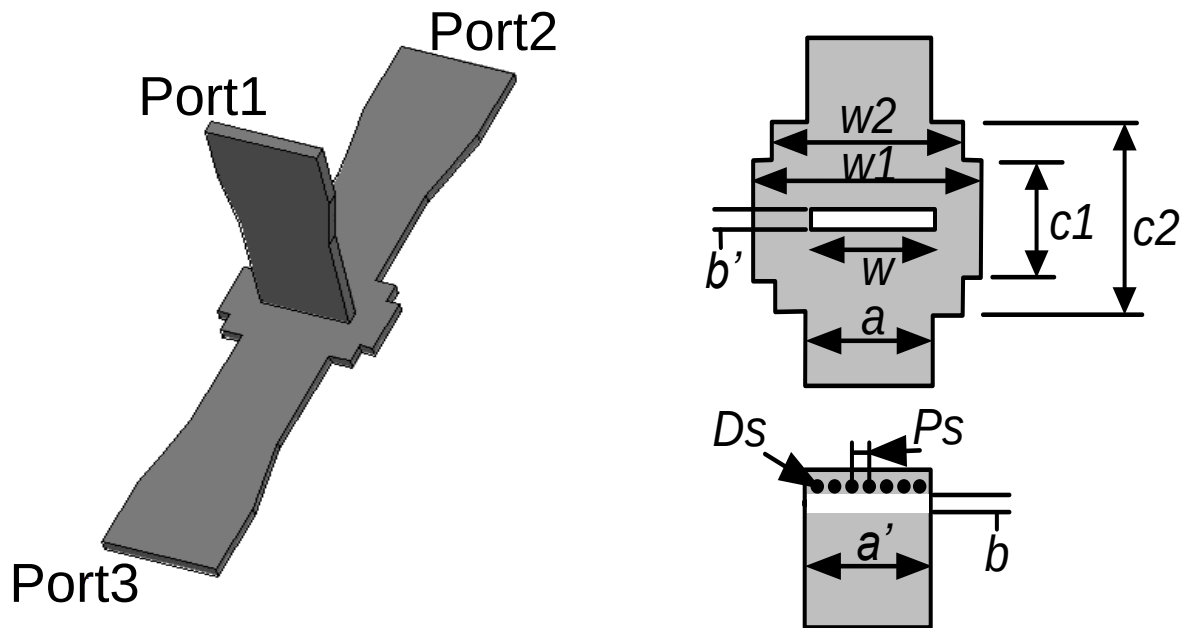


Fig. 12. Topology and design parameters of the E-plane SIW T-junction.

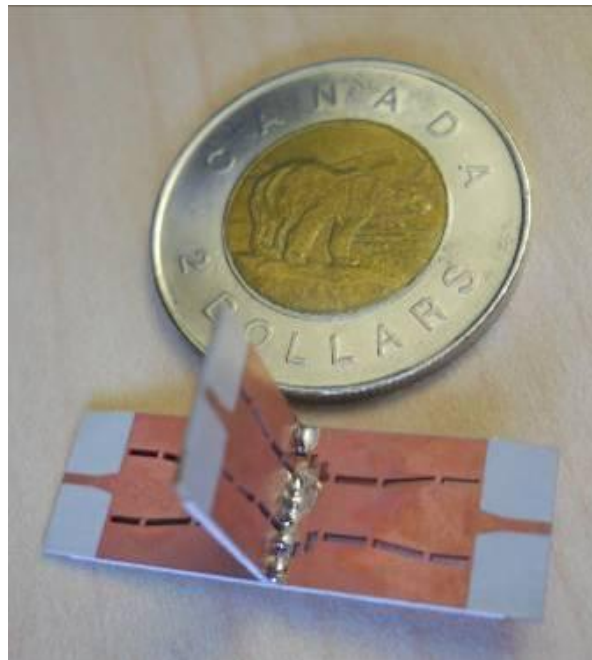


Fig. 13. Photograph of the E-plane SIW T-junction.

The photograph of the fabricated prototype is shown in Fig. 13. The 6002 substrate with 0.508 mm thickness is chosen for this design. Simulated and measured S-parameters are shown in Fig. 14. The SIW T-junction presents a less than 0.5 dB insertion loss. Measured return loss is better than 10 dB over 19% of the bandwidth (31-37.4 GHz) of interest compared to a wider bandwidth of 30-38 GHz in the simulated counterpart (23.5%). In addition, measured phase imbalance of the SIW T-junction is less than ± 4 degree from 32 GHz to 38 GHz as shown in Fig. 15.

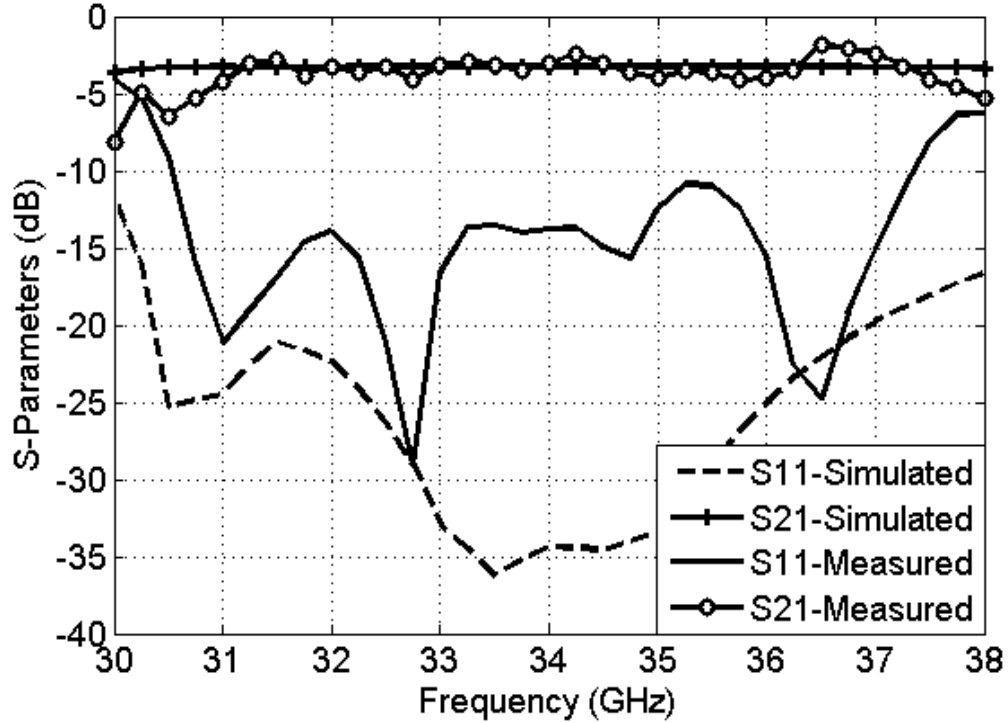


Fig. 14. S-parameters of the E-plane SIW T-junction.

Our proposed E-plane T-junction shows an excellent return loss better than 20 dB over 19.25% (30.5-37 GHz) of the bandwidth in the simulation.

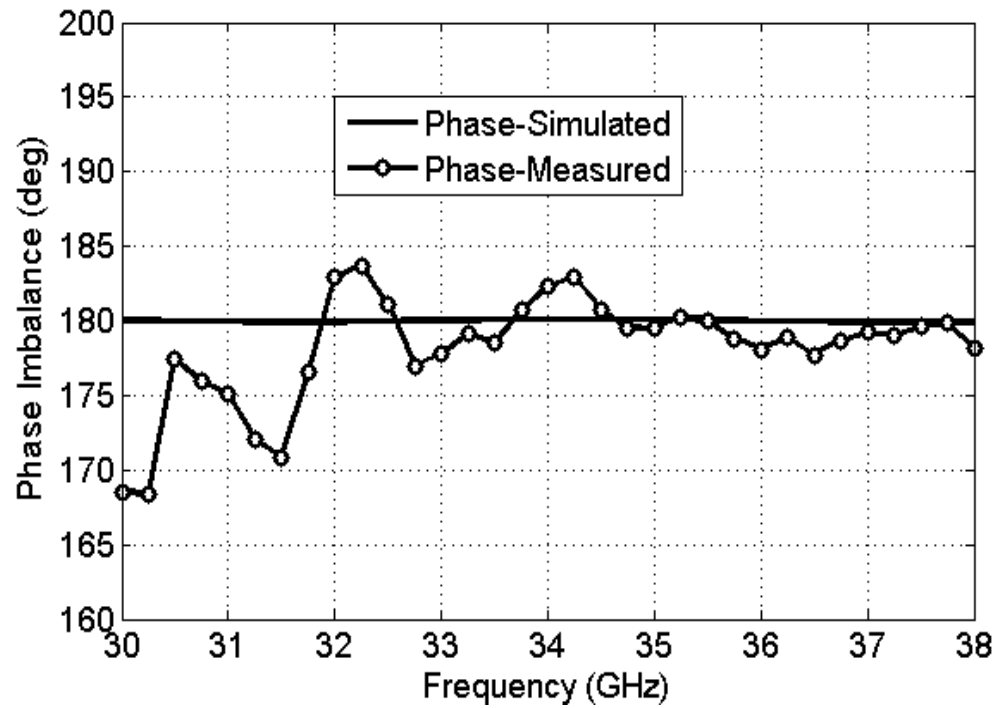


Fig. 15. Simulated and measured results of phase imbalance characteristics of the E-plane SIW T-junction.

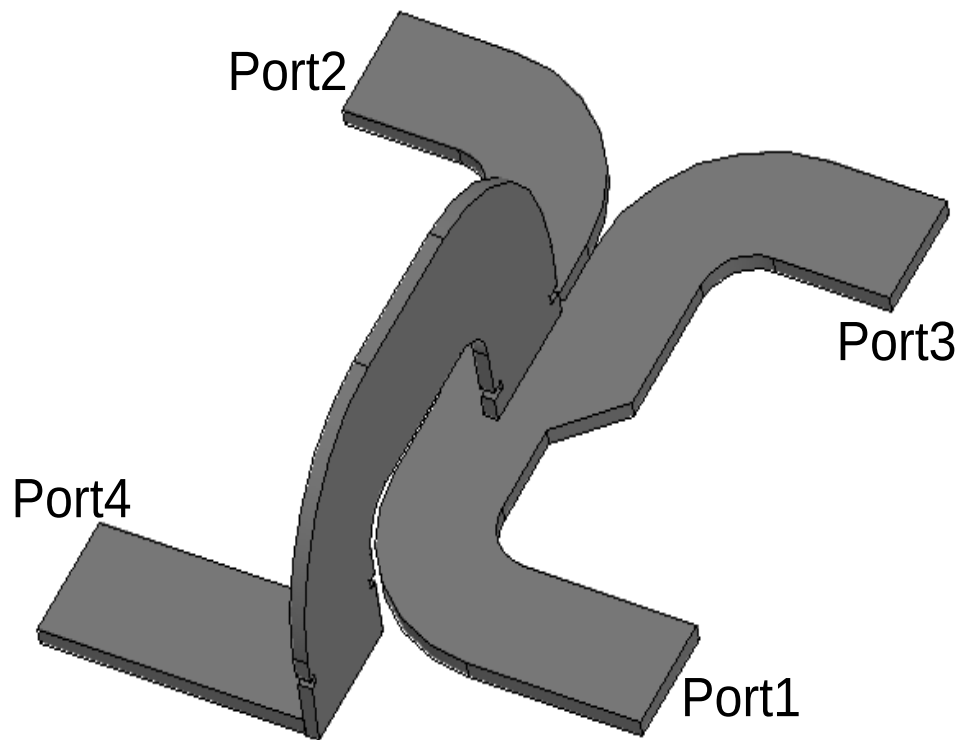


Fig. 16. Topology of the E-plane SIW magic-T.

2.2.3.2 E-plane magic-T

The particularity of the proposed magic-T structure with the H-to-E-plane bend lies in the fact that it represents the first three-dimensional magic-T structure solely based on the SIW technology without the use of a multilayer technology or slotline-to-SIW transitions. The displayed structure in Fig. 16 is based on the design of an H-plane folded magic-T, to which a 180 degree H-plane bend is added in order to redirect the signal to the horizontal plane. Inductive posts are added to ensure a low reflection.

The layouts of the two planar pieces constituting the proposed magic-T are shown in Fig. 17 with various design parameters. The 6002 substrate with 0.508 mm of thickness is again used in this design. The optimized values of geometric parameters are presented in Table III.

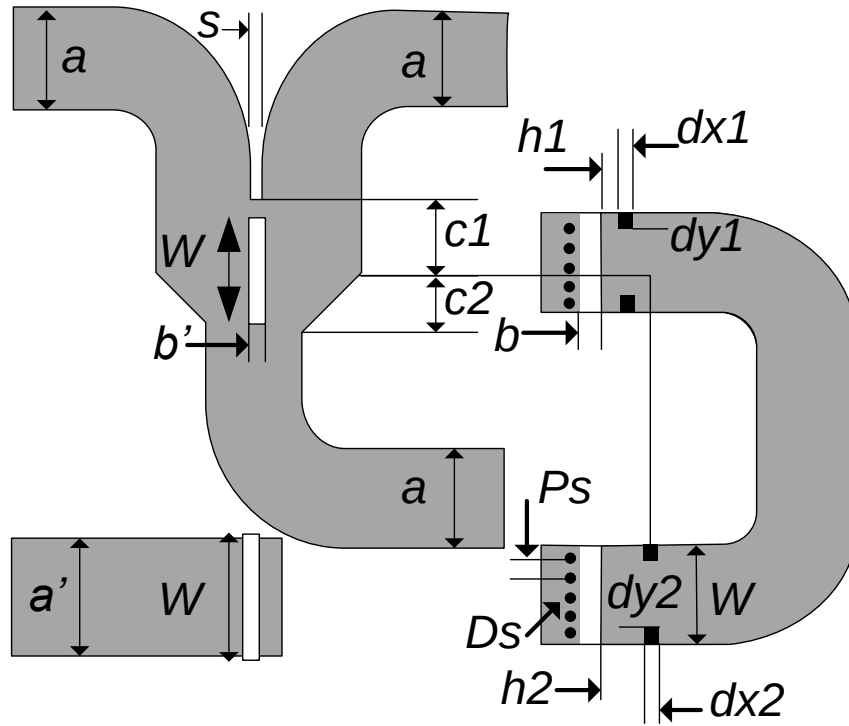


Fig. 17. Design parameters of the SIW E-plane magic-T.

TABLE III
DIMENSIONS OF THE SIW MAGIC-T (mm)

Symbol	Value
a	3.784
a'	4.140
b	0.508
b'	0.508
w	4.222
s	0.276
c_1	2.159
c_2	1.844
h_1	0.686
h_2	1.364
dx_1	0.266
dx_2	0.282
dy_1	0.458
dy_2	0.290
Ds	0.279
Ps	0.687

The photograph of the fabricated prototype is shown in Fig. 18. The vertical and horizontal layers making up the magic-T were fabricated using a conventional printed circuit board (PCB) process. Then, the vertical part is inserted into the horizontal one. Simulated and measured S-parameters are shown in Fig. 19 (a) and (b). The measured return loss is better than 15 dB for the 30-38 GHz bandwidth for port 4 and better than 18 dB for port 1. The magic-T provides an in-band insertion loss of 0.25 dB. The power splitting is well equalized around 3.5 ± 0.5 dB in the measurement from 31 to 38 GHz. The isolations between the power-dividing arms (port 2 and port 3) and between the sum and difference ports (port 1 and port 4) are, respectively, better than 20 dB and 54 dB from 30 to 38 GHz in the simulation. In the

measurement over the same frequency band, the isolations are about 13 dB and 20 dB respectively.

In addition, measured and simulated phase performances of the magic-T are shown in Fig. 21. The in-phase phase imbalance is ± 2.5 degree and the out-of-phase phase imbalance is ± 7.5 degree, respectively.

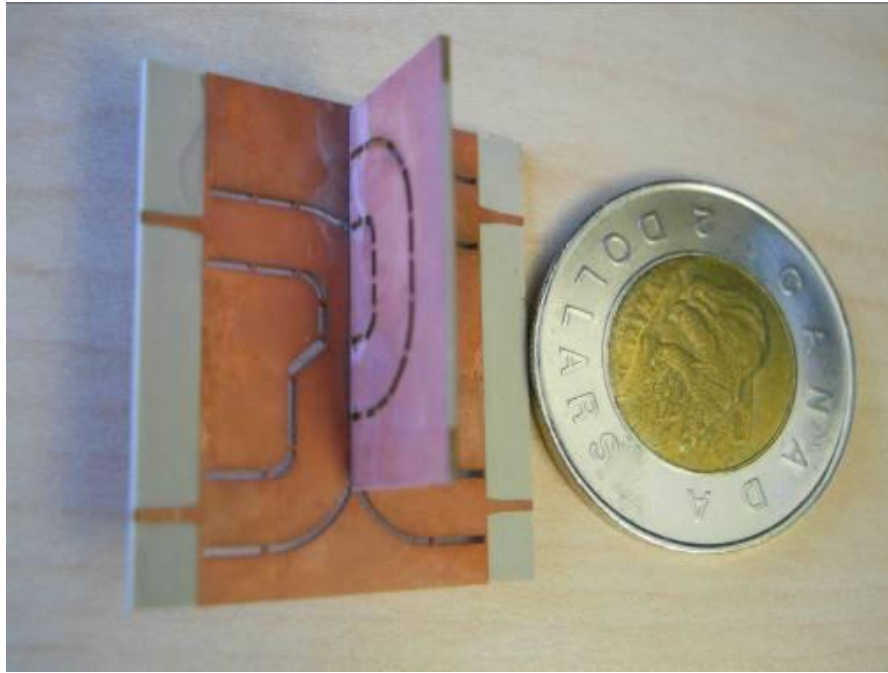


Fig. 18. Photograph of the fabricated magic-T.

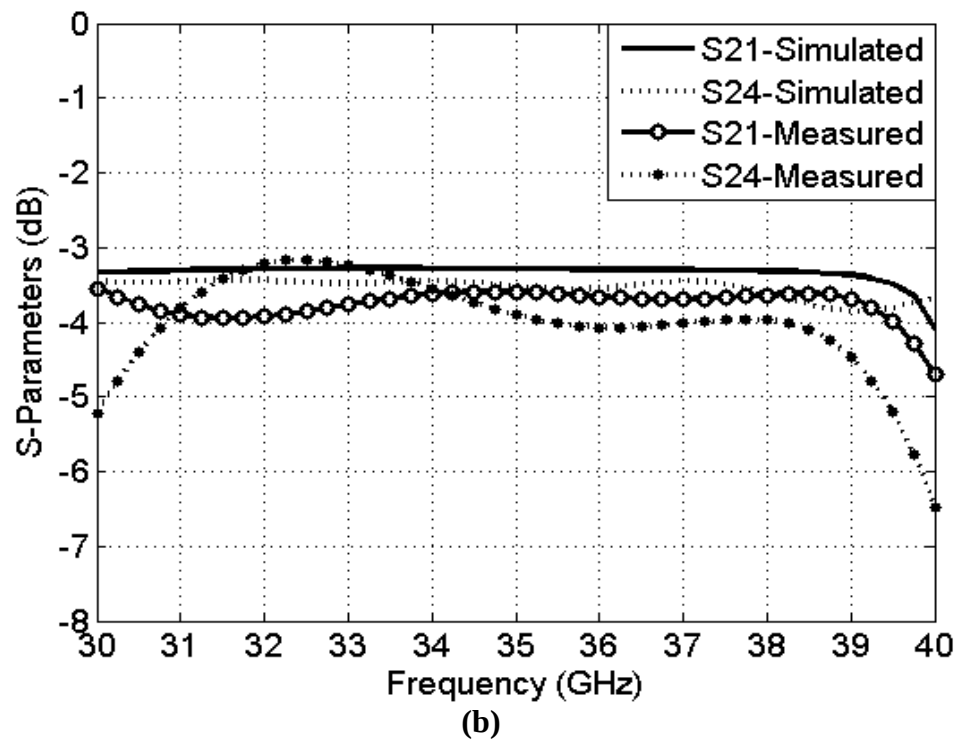
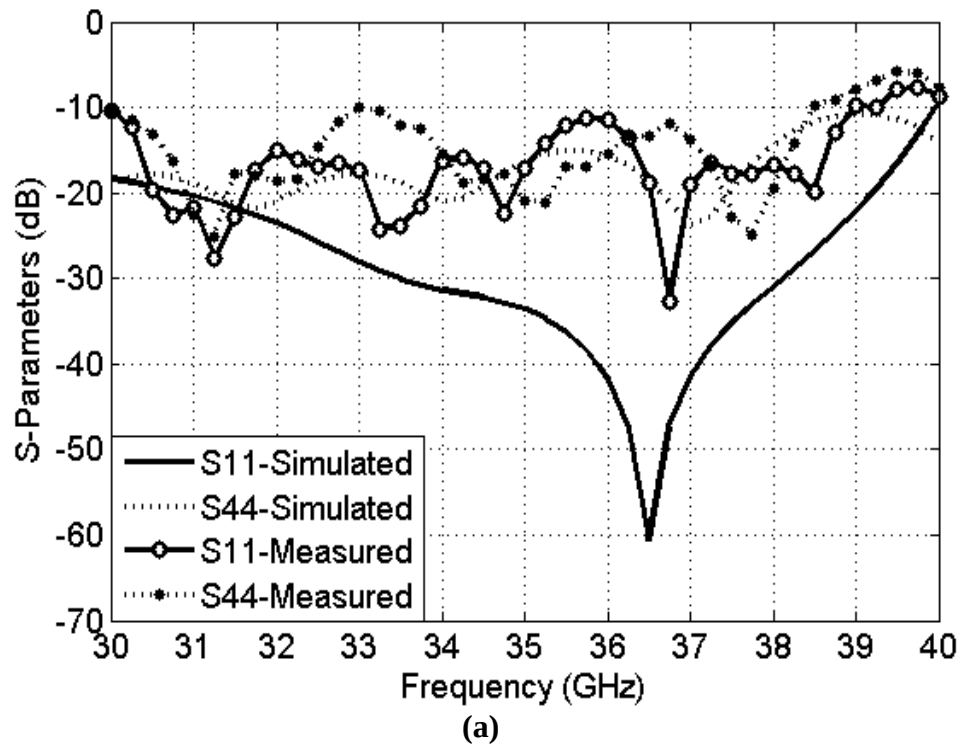


Fig. 19. Simulated and measured frequency responses of the magic-T: (a) return loss, and (b) insertion loss.

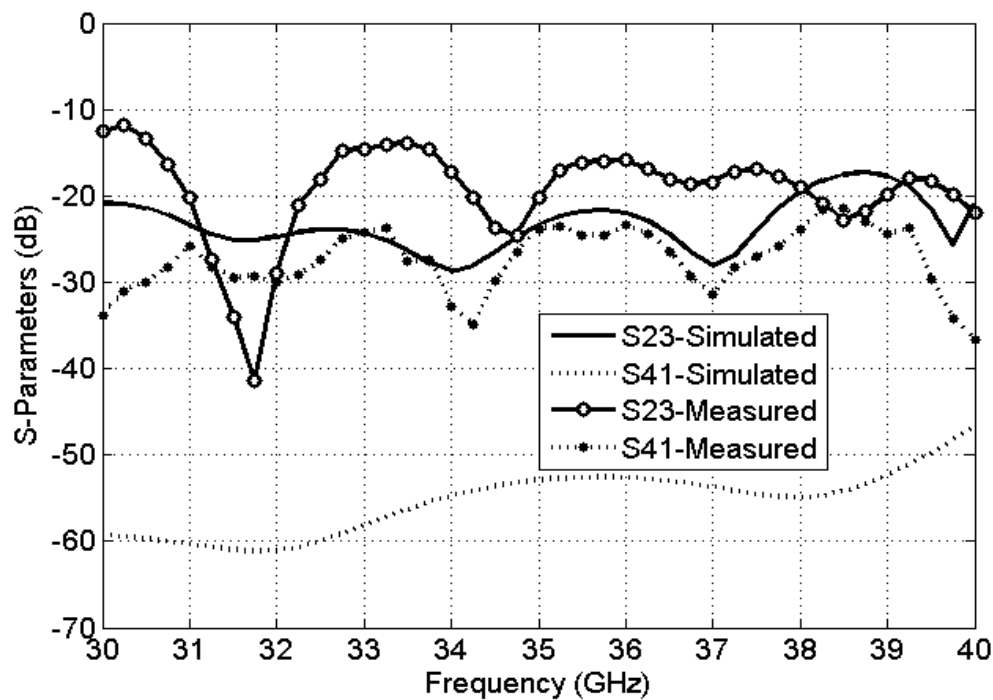


Fig. 20. Simulated and measured isolation characteristics of the magic-T.

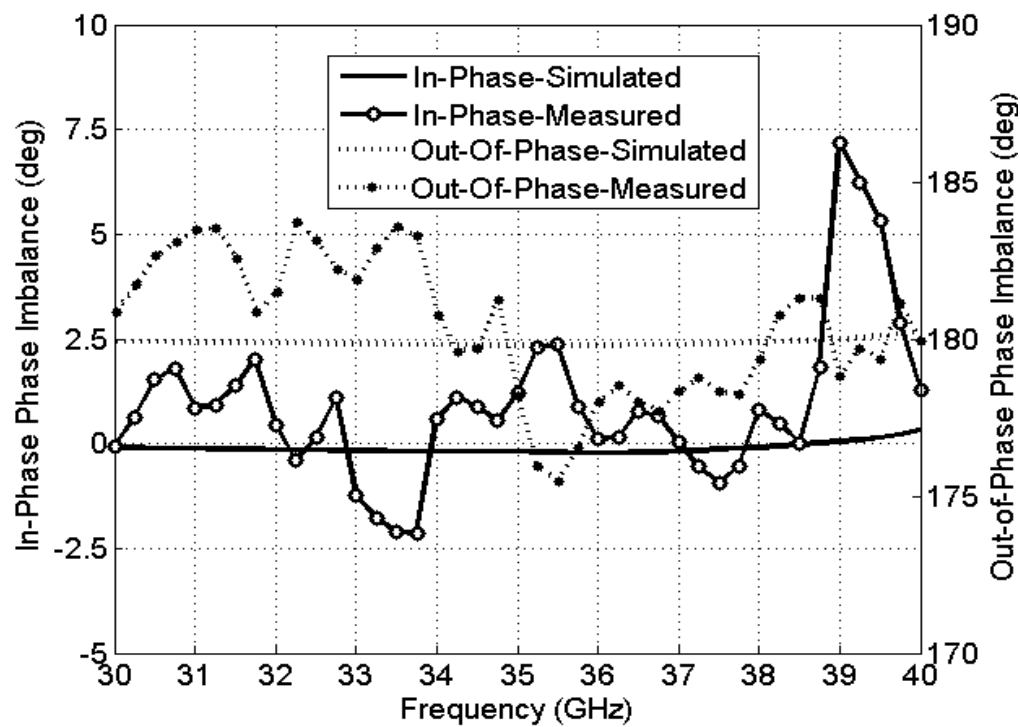


Fig. 21. Simulated and measured results of phase imbalance characteristics of the magic-T.

2.2.3.3 A dual polarization Fermi tapered slot antenna setup using E-plane corner

The proposed E-plane bend can be also used to feed reflector antennas with the dual-polarization. The antipodal tapered slot antenna (ATSA) has already demonstrated a multi-octave bandwidth, low profile and high gain. This type of antenna is easily fed by SIW lines, which can effectively avoid the use of baluns in the design. The level of cross-polarization is low in this type of antenna, thus making it an excellent candidate to be used in the realization of a dual polarization. Compared to other types of tapered slot antennas, the corrugated Fermi-ATSA provides almost the same E-plane and H-plane patterns, presenting at the same time a low side lobe level [31]. Two 45 and -45 degree vertical arm rotated E-plane bends are arranged in parallel to feed two Fermi antennas in the posture of 90 degrees, as illustrated in Fig. 22 (a).

The photograph of the fabricated prototype is shown in Fig. 22 (b). Measured and calculated S-parameters of the dual polarization setup are shown in Fig. 23. The bandwidth covers from 30 GHz to 40 GHz or 28.57% at 35 GHz, for both polarizations. The isolation (S_{21} parameter) between the two ports is better than 15 dB in the simulation over the entire 32-40 GHz band and better than 20 dB in the measurement. The measured performance matches well with the simulation prediction. It should be pointed out that the SIW structure presents a naturally self-shielding feature for its transmission. Therefore, the SIW feeder can minimize any potential interference to a negligible level. This is a very important advantage compared to other planar transmission lines.

Fig. 24 presents co-polar (E-plane) radiation patterns measured for the designed prototype at 0, 90 degree plane angles. The two ports are fed in phase simultaneously in this case. The E-field amplitude in the 0 degree plane is the geometrical addition of the two. In counterpart, the 90 degree plane is the subtraction of the two. The difference between the E-fields at 0 and 90 planes is about 20 dB in the broadside direction as shown in Fig 24. In the case where each port is fed separately with the other port loaded, the radiation curves are very similar (that is normal given the symmetry of this structure) and the cross polarization is below 25 dB.

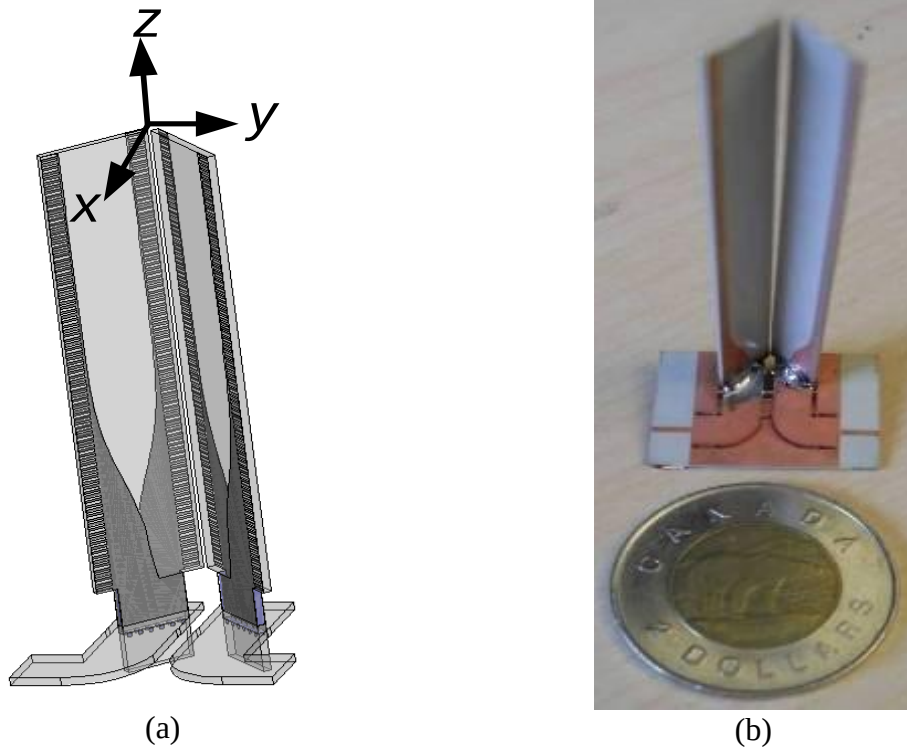


Fig. 22. The proposed SIW dual polarization system: (a) topology of the structure, and (b) photograph of the fabricated prototype.

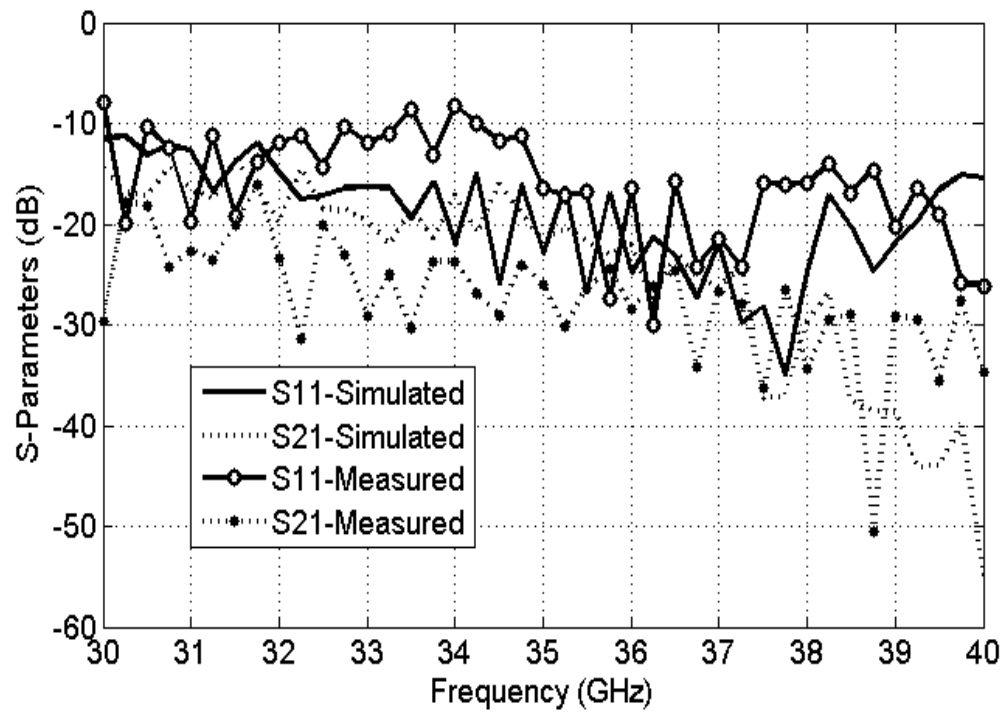


Fig. 23. S-parameter characteristics of the prototyped antennas.

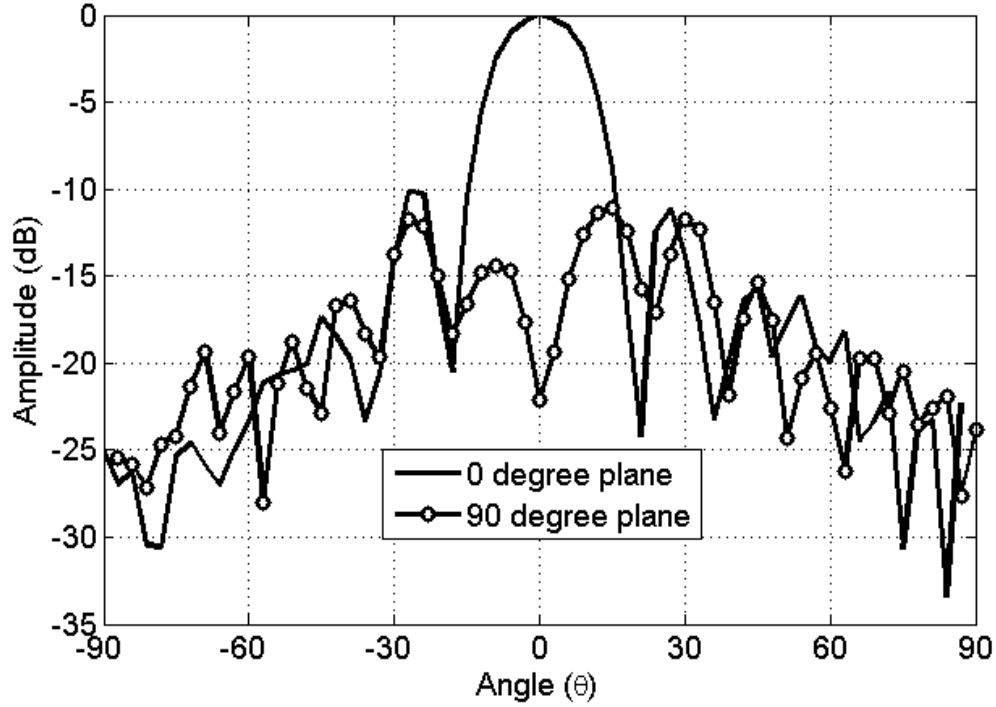


Fig. 24. Radiation pattern performances at 35 GHz.

2.2.4 Conclusion

In this paper, we have demonstrated for the first time the concept and feasibility of E-plane bends based on the SIW technology. This three-dimensional vertical structure will offer a greater leeway to the SIW components, circuits and systems with a number of selected application examples ranging from circuits to antennas. First of all, two basic E-plane building block prototypes are fabricated with two different angles, namely 0 degree and 45 degree. The measured results have shown a very good performance over the 28% bandwidth around 35 GHz. A wideband T-junction power splitter with 180 degree phase shift between the outputs is then introduced, designed, and fabricated. The measured phase imbalance of the SIW T-junction is found less than ± 4 degree from 32 GHz to 38 GHz. Moreover, the three-dimensional SIW magic-T is also studied and demonstrated, which features low cost, compact size, and high isolation. All of the four accesses are in the same layer thanks to E-plane bends. The in-phase phase imbalance is ± 2.5 degree and the out-of-phase phase imbalance is ± 7.5 degree, respectively from 30 to 38 GHz. A more targeted application is highlighted through the design and fabrication of a dual polarization setup showing a comfortable 28.57% bandwidth around 35 GHz, as well as isolation better than 20 dB in the 32-40 GHz band thanks to SIW feeding.

The simulated and measured results of the above-discussed components have validated the proposed scheme. The arrangement of SIW E-plane building blocks with their H-plane counterparts allow the design and development of a large number of three-dimensional integrated antennas and circuits such as compact phased antenna systems and distributed power amplifiers in a cost-effective and flexible way.

References

- [1] "Beam Forming Networks," EMS Technologies, Inc., 2004. [Online]. Available: <http://www.emsdss.com/uploadedFiles/pdf/BFN.pdf>
- [2] D. Deslandes, and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, Jun. 2006.
- [3] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, X. P. Chen, and K. Wu, "A novel feeding technique for antipodal linearly tapered slot antenna array," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Long Beach, CA, Jun. 2005, pp. 1641–1643.
- [4] S. Lin, S. Yang, A. E. Fathy, and A. Elsherbini, "Development of a novel UWB vivaldi antenna array using SIW technology," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 90, 369–384, 2009.
- [5] T. Djerafi, N. J. G. Fonseca, and K. Wu, "Planar Ku-Band 4X4 Nolen Matrix in SIW Technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no.2, pp. 259–266, Feb. 2010
- [6] Y. Cassivi, D. Deslandes, and K. Wu, "Substrate integrated waveguide directional couplers," in *Proc. Asia–Pacific Microw. Conf.*, Kyoto, Japan, Nov. 2002, pp. 1409–1412.
- [7] T. Djerafi and K. Wu, "Super-compact substrate integrated waveguide cruciform directional coupler," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 11, pp. 757–759, Nov. 2007.
- [8] S. Germain, D. Deslandes, and K. Wu, "Development of substrate integrated waveguide power dividers," in *Proc. Can. Electr. Comput. Eng. Conf.*, May 2003, vol. 3, pp. 1921–1924.
- [9] Song, K., Fan, Y., and Zhang, Y.: 'Radial cavity power divider based on substrate integrated waveguide technology', *Electron. Lett.*, 2006, 42, (19), p. 1100–1101.
- [10] D. Deslandes and K. Wu, "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components," in *Proc. 32th Eur. Microw. Conf.*, Milan, Italy, Sep. 2002, vol. 2, pp. 881–884.

- [11] L. Geng, W. Che, and K. Deng, "Propagation characteristics of H-plane folded substrate integrated waveguide bends," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 12, pp. 2977-2981, Dec 2007.
- [12] J. J. Simpson, A. Taflove, J. A. Mix, and H. Heck, "Substrate integrated waveguides optimized for ultrahigh-speed digital interconnects," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 1983-1990, May 2006.
- [13] F. F. He, K. Wu, W. Hong, H. J. Tang, H. B. Zhu, and J. X. Chen, "A planar magic-T using substrate integrated circuits concept," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 386-388, Jun. 2008.
- [14] F. F. He, K. Wu, X. P. Chen, L. Han, and W. Hong, "A planar magic-T structure using substrate integrated circuits concept," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, May 2010, pp. 720-723.
- [15] W. J. Feng, W. Q. Che, and K. Deng, "Compact planar magic-T using E-plane substrate integrated waveguide (SIW) power divider and slot-line transition," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 6, pp. 331-333, Jun. 2010.
- [16] L. Han, K. Wu, and S. Winkler, "Singly balanced mixer using substrate integrated waveguide magic-T structure," in *Proc. Eur. Wireless Technol. Conf.*, Oct. 2008, pp. 9-12.
- [17] M. Liu, and Z. Feng, "A novel hybrid planar SIW magic tee and mono-pulse antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, pp. 686-689, Mar. 2010.
- [18] Q. Zhang, and Y. Lu, "E-band T shape transitions between substrate integrated waveguide and standard waveguide," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, Dec. 2008, pp. 1-4.
- [19] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems. Theory and CAD*. Norwood, MA: Artech House, 1993.
- [20] W. A. Tyrrel, "Hybrid circuits for microwaves," *Proc. IRE*, vol. 35, pp. 1294-1306, Nov. 1947.
- [21] A. Okaya, "A five-port matched pseudo-magic tee," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-9, pp. 216-219, May 1961.
- [22] P. A. Loth, "Recent advances in waveguide hybrid junctions," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 4, no. 4, pp 268-271, Oct 1956.
- [23] W. K. Kahn, "E-plane forked hybrid-T junction," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-3, pp 52-58, Dec. 1955.

- [24] F. Alessandri, M. Barba, M. Mongiardo, and R. Sorrentino, "Rigorous and efficient analysis of hybrid T-junctions" in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Jun. 1993, pp. 1447-1450.
- [25] M. A. Meyer and H. B. Goldberg, "Applications of the turnstile junction," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-3, no. 6, pp. 40-45, Dec. 1955.
- [26] S. B. Cohn, and R. Levy, "History of microwave passive components with particular attention to directional couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 1046-1054, Sept. 1984.
- [27] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1951.
- [28] Y. J. Cheng, K. Wu, and W. Hong, "Power handling capability of sub-strate integrated waveguide interconnects and related transmission line systems," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 31, no. 4, pp. 900-909, Nov. 2008.
- [29] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, May 2010, pp. 704-707.
- [30] K. R. Vaden, "Computer aided design of Ka-band waveguide power combining architectures for interplanetary spacecraft," NASA, Cleveland, OH, Tech. Memo. NASA/TM 2006-214108, Feb. 2006. [Online]. Available: <http://gltrs.grc.nasa.gov>
- [31] C. P. Tresselt, "Broad-band high IF mixers based on magic T's," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-18, no. 1, pp. 58-60, Jan. 1970.
- [32] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, and K. Mizuno, "A mm-wave tapered slot antenna with improved radiation pattern," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 1997, pp. 959-962.

CHAPITRE 3 RÉSEAU D'ANTENNE PLANAIRE POUR DES APPLICATIONS D'IMAGERIE À 35 GHz

3.1 Les différents types de systèmes d'acquisition d'images pour des applications à ondes millimétriques

L'obtention d'une image d'une scène peut être réalisée de différentes façons, dont plusieurs sont présentées schématiquement dans la figure 3.1. Il est possible de construire une image d'une scène en balayant avec un récepteur à un seul pixel [Lettington et al. (2005), Luthi et al. (2005), Vizard et al. (2006)], et ceci soit en déplaçant un détecteur dans le plan focal d'une antenne ou en balayant mécaniquement ou électriquement la direction du faisceau du système. Cette technique, bien que lente et encombrante, est celle qui est la plus disponible pour plusieurs longueurs d'onde. Un autre type de système d'imagerie est celui construit à base d'antenne réseau à balayage électronique, dans lequel les signaux provenant d'un certain nombre d'éléments rayonnants indépendants peuvent être traités afin de synthétiser des faisceaux qui détectent le rayonnement arrivant de différentes directions [Martin et al. (2002)]. Dans la même lignée, des réseaux interférométriques sont largement utilisés dans la radio-astronomie, ainsi l'image est obtenue en corrélant les différents signaux d'antennes à l'aide d'une transformée de Fourier. Cependant, le développement des réseaux d'antennes à balayage électronique en ondes millimétriques est limité en raison des difficultés de conception d'éléments rayonnants efficaces en plus des pertes relativement importantes du système d'alimentation. Par ailleurs, les réseaux interférométriques [Goldsmith et al. (1993)] sont généralement réservés pour des applications de recherche en raison de leur coût et de leur complexité. Les systèmes à balayage mécanique sont largement utilisés pour différentes applications d'imagerie dans le domaine millimétrique, mais ils sont coûteux et relativement peu fiables à cause du débit de données faible. D'autre part, les réseaux de récepteurs à plan focal [Goldsmith et al. (1993), Dow et al. (1996), Kim et al. (2007)], dans lesquels chaque récepteur réalise un pixel, présentent des problèmes liés au couplage entre les différents récepteurs, et soulèvent des questions importantes liées au coût et à la complexité inhérente dans des systèmes employant un grand nombre de pixels et donc un grand nombre d'éléments récepteurs.

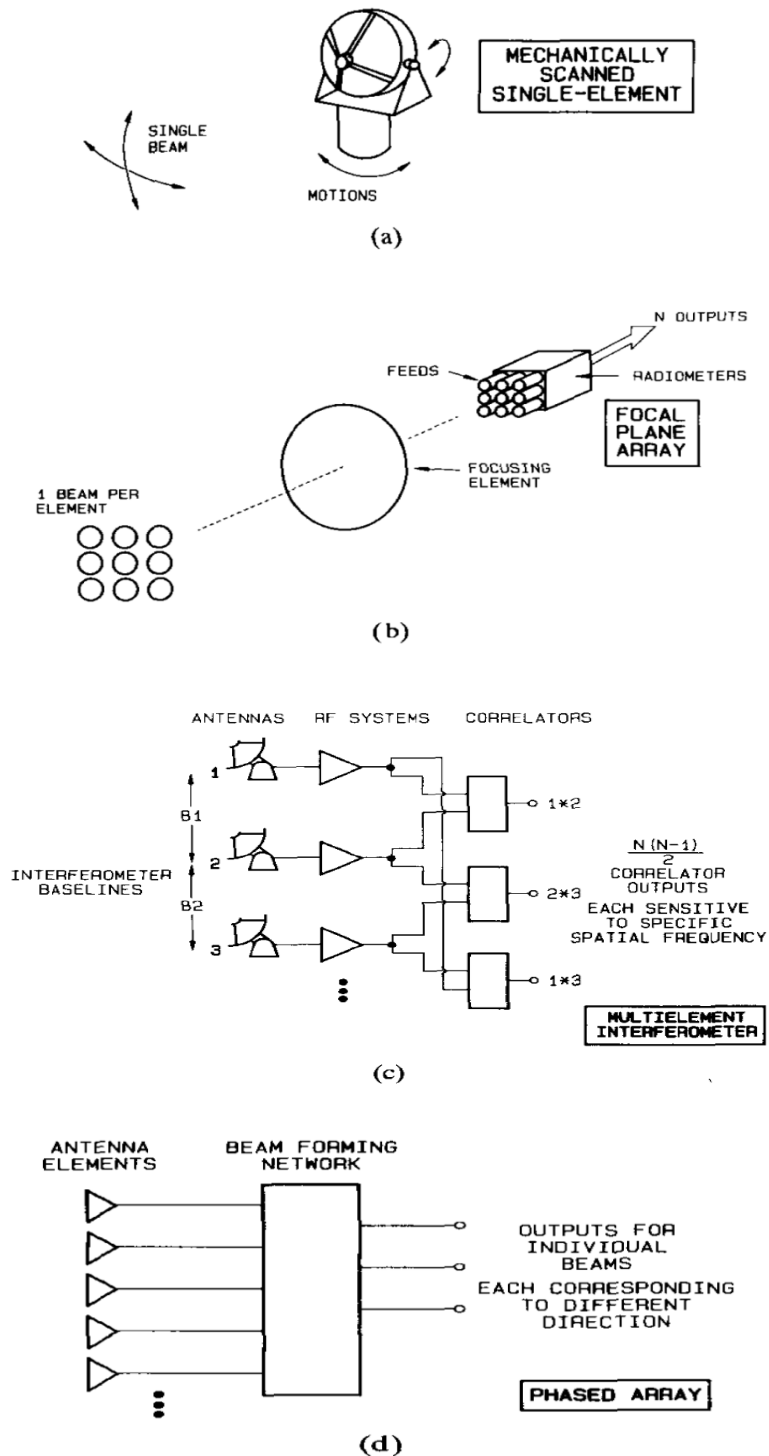


Figure 3.1 : les schémas des différents types de systèmes d'imagerie : (a) balayage mécanique avec un seul élément, (b) réseau à plan focal, (c) réseau interférométrique, (d) réseau d'antenne à balayage électronique [Goldsmith et al. (1993)].

3.2 Présentation

Cet article montre le processus menant à la mise en œuvre d'un réseau d'antenne 8x16 éléments affichant des critères ciblés en termes de fort gain, faible niveau de lobes secondaires et faibles pertes pour des applications d'imagerie à ondes millimétriques. Dans un premier temps, une antenne élément à fentes de type Fermi est fabriquée. Ensuite, un réseau linéaire d'antennes formé de 16 éléments et alimenté en GIS avec une distribution d'amplitude non uniforme a été simulé et réalisé. Finalement, la version tournée de 45° du coude GIS présenté au chapitre 2 a été utilisée pour construire et tester pour la première fois une antenne à 128 éléments alimentée par un réseau bidimensionnel à distribution non uniforme entièrement intégré au substrat. Le GIS est utilisé afin que le réseau de distribution ne perturbe pas la partie rayonnante du réseau d'antennes. Cela fournit une bonne isolation entre les 8 réseaux de distribution secondaires blindés étant donné qu'il n'y a pas de rayonnement parasite. Le coude plan-E GIS est utilisé pour minimiser les pertes dans la structure la rendant compatible avec les exigences des systèmes d'imagerie passive. Avec tous ces avantages, des déphaseurs variables combinés à des amplificateurs distribués peuvent être introduits sur le réseau d'alimentation, afin d'obtenir une antenne à balayage électronique très compétitive par rapport aux solutions disponibles actuellement dans le domaine de l'imagerie. D'autre part, l'antenne peut éventuellement être mise en cascade avec un radar/radiomètre GIS formant un système compact et portatif sans utiliser de transitions étant donné qu'il s'agit de la même technologie de guide qui est employée.

3.3 Article 2 - Three-Dimensional Architecture of Substrate Integrated Waveguide Feeder for Fermi Tapered Slot Antenna Array Applications

B. Youzkatli El Khatib, T. Djerafi, and Ke Wu, *Fellow, IEEE*

“Three-Dimensional Architecture of Substrate Integrated Waveguide Feeder for Fermi Tapered Slot Antenna Array Applications”

Soumis dans “*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*” le 21 juin 2011.

Manuscript ID AP1106-0739

Abstract—In this paper, a class of three-dimensional planar arrays in substrate integrated waveguide (SIW) technology is proposed, designed and demonstrated with 8x16 elements at 35 GHz for millimeter-wave imaging radar system applications. The antenna architecture for this type of applications should satisfy sine qua non conditions in term of high gain and low side lobe level (SLL). In addition, low cost and light weight characteristics are always required for highly integrated, reliable and portable systems. Endfire element is generally chosen to ensure initial high gain and broadband characteristics for the array. Fermi-TSA (tapered slot antenna) structure is used as element to reduce the beamwidth. Corrugation is introduced to reduce the resulting antenna physical width without degradation of performance. The achieved measured gain in our demonstration is about 18.4 dBi. A taper shaped air gap in the center is created to reduce the coupling between two adjacent elements. A 1x16 power divider is designed as the fundamental building block for one single-piece planar feeder. To measure the realized gain and the SLL level with Villeneuve modified distribution, the 16 element array is fabricated. The array achieves an attractive 23.4 dBi of gain and an SLL better than 27 dB. An SIW H-to-E-plane vertical interconnect is proposed in this three-dimensional architecture and optimized to connect eight 1x16 planar array sheets to the 1x8 final network. The overall architecture is exclusively fabricated by the conventional PCB process. In this way, the developed SIW feeder leads to a significant reduction in both weight and cost, compared to the metallic waveguide-based corresponding prototype. A complete antenna structure is then designed and fabricated. Measured results agree well with simulated counterparts, thus validating the proposed three-dimensional SIW design concepts. The planar array ensures a gain of 27 dBi with low SLL of 26 dB and beamwidth as narrow as 5.15 degrees in the E-plane and 6.20 degrees in the H-plane.

Index Terms—Corporate feed, E-plane corner, intelligent antenna system, power divider/combiner, sidelobe level (SLL), substrate integrated waveguide (SIW), tapered slot antenna (TSA), Villeneuve distribution.

3.3.1 Introduction

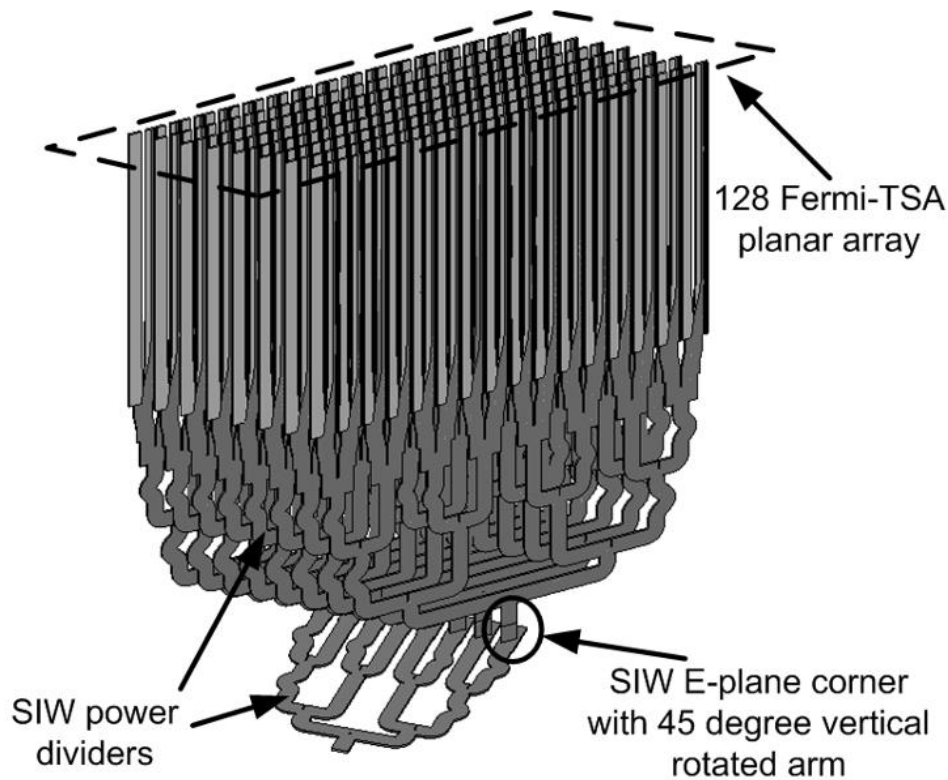


Fig. 1. Illustrative description of the proposed three-dimensional architecture of 128 element antenna array.

FOR microwave remote sensing and imaging applications, the radiometer antenna is used together with a very sensitive receiver for detecting and providing measurements of the electromagnetic radiation intensity received within a solid angle subtended by the antenna beam [1]. It is necessary to accommodate the antenna in those system designs and implementations with high gain, low side lobe level (SLL) and low cross-polarization. Array antenna schemes can be used to accomplish these goals. However, these solutions present a number of problems in connection with cost, weight and fabrication complexity of the feed networks [2]. Various discontinuities within a feed network should be avoided or used with caution since noise emitted or interference created by such components into the receiver could desensitize and confound the radiometric measurements [3]. The SIW waveguide line presents the advantage of field shielding and low cost and weight. Using this technology, planar array with stacked feeding networks can be used with broadside element [4]. Typical broadside radiating elements are microstrip patches,

printed dipoles, and slots. All these elements are resonant structures and yield narrow bandwidth and low gain. Endfire antenna as tapered-slot antennas (TSAs) generally presents wideband characteristics, which can achieve higher gain performances. TSAs [5-24] have many advantages such as low profile, low weight, easy fabrication, geometric suitability for conformal installation. The antipodal version of this antenna has been demonstrated to be easily feasible with the SIW technique [20-24]. Based on the SIW technology, different networks feeding TSA elements were presented in the past for linear array, which cannot be unfortunately generalized to planar array.

In this paper, a novel planar antenna composed of 8×16 element array of corrugated antipodal Fermi-TSA is proposed, fed with a substrate integrated waveguide power divider. The single element is designed to have a narrower beamwidth. This single element has been simulated with HFSS, fabricated and tested. A $1/16$ H-plane power divider is designed to produce a low SLL with amplitude distribution across the array aperture. This power divider is used to feed the designed corrugated Fermi-TSA. The single element is modified to present lower mutual coupling. The 1×16 array is then fabricated and measured. A three-dimensional power divider structure is constructed thanks to our proposed SIW H-to-E-plane interconnect. The array structure is fabricated; measured and simulated results are presented and discussed.

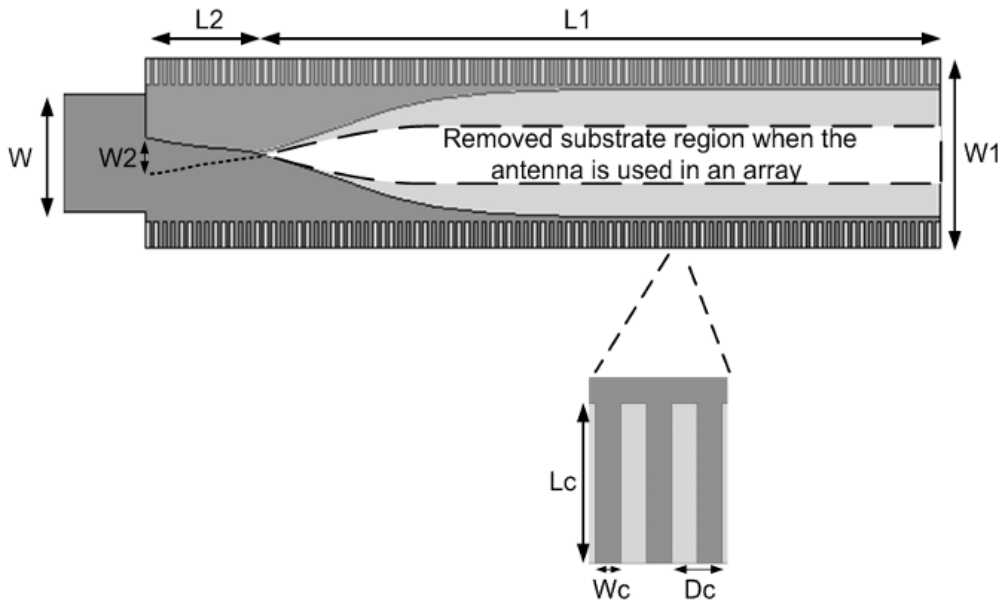


Fig. 2. Topology of the proposed SIW corrugated antipodal Fermi-TSA.

3.3.2 SIW-fed antipodal Fermi tapered slot antenna with corrugations

The TSA has been widely studied due to its simple structure, broad bandwidth, high efficiency, and high gain. A typical TSA consists of a tapered slot cut in a thin film of metal, which is present on only one side of a dielectric substrate [17-18]. The energy of electromagnetic wave is bound to the two separate conductor sheets with a small slot-line separation and progressively radiates into free space as the slot separation gradually increases. Various reported TSA structures differ from each other only in the taper profile. A variety of taper profiles [17] have been named in the literature as the Vivaldi, linear, and Fermi-Dirac [10]. The Fermi-TSA opens out the shortest while the Vivaldi opens out with the longest extension and the linear TSA is in the middle. Consequently, the beamwidth is narrowest for the Fermi-TSA and widest for the Vivaldi. The Fermi-TSA profile is defined by the following equation [8]:

$$f(x) = \frac{a}{1 + e^{-b(x-c)}} \quad (1)$$

By properly designing parameters a , b and c , the desired patterns can be obtained. In the antipodal version suggested first by [15], a balanced microstrip feed is used in a double-sided arrangement for the antenna. When the SIW waveguide is used to feed the antipodal TSA, the bandwidth limitation caused by balun can be removed [24].

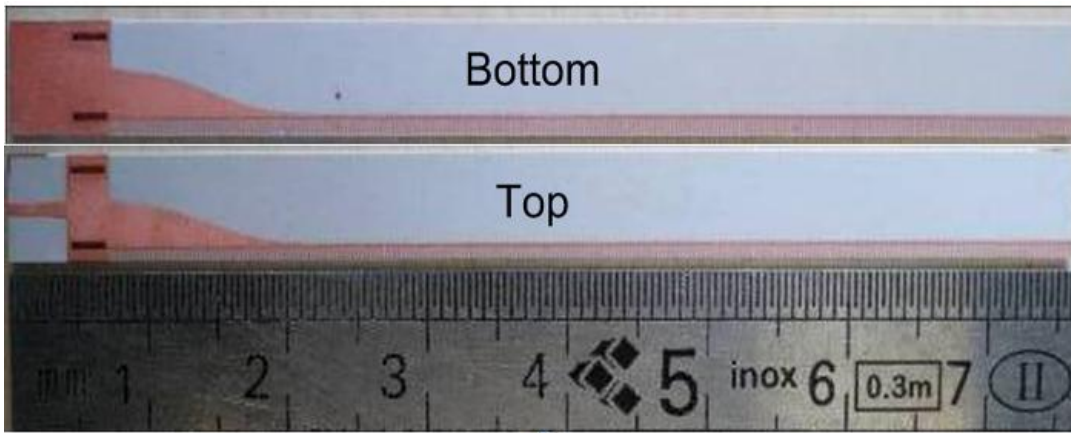


Fig. 3. Top and bottom photograph of the fabricated SIW corrugated antipodal Fermi-TSA (A microstrip transition is used).

In the formation of antenna arrays, a small spacing between antennas is needed. In the standard TSA version, width W_1 (Fig. 2) should be larger than 2λ . A degradation of radiation

pattern was observed for a narrower TSA width [10]. Sugawara et al. [10] propose a structure of corrugation which effectively reduces the width of TSAs without altering their antenna patterns. It has been successfully demonstrated that the use of corrugations along the sides can reduce the antenna width, improve the VSWR over a wide frequency range, and suppress the side lobe levels. It has been proven that the antenna gain can be amplified by increasing its length L_1 [17].

In this section, a single corrugated antipodal Fermi-TSA has been designed to cover the band of interest around 35 GHz for imaging array applications. The SIW line is used to feed the Fermi-TSA. The antenna has been simulated with HFSS to achieve a narrower beam with $a=2.75$ mm, $b=0.52$ mm⁻¹, and $c=3.8$ mm. Substrate RT/Duroid 6002 with thickness of 0.508 mm and dielectric constant of $\epsilon_r=2.94$ is used. The optimized parameters are given in Table I.

TABLE I
DIMENSIONS OF THE PROTOTYPED FERMI-TSA (mm)

Symbol	Value
$L1$	65.61
$L2$	3.2
W	4.2
$W1$	6.8
$W2$	1.135
Lc	0.95
Wc	0.152
Dc	0.305

The physical dimension of the slot corrugation is constrained by our laboratory fabrication process. In fact, the smallest possible slot, feasible under this current process, is 152 μm . The slot lengths are selected to be around $\lambda_r/4$, where λ_r is the wavelength in the dielectric substrate. To realize the desired gain, antenna length L_1 has been increased to reach the value of $8 \lambda_0$. The antenna width has been slightly modified due to the restrictions related to the design of antenna arrays where the inter-element distance should be less than $\lambda_0/2$. The width of the antenna is $0.79 \lambda_0$. The photograph of the fabricated SIW corrugated Fermi-TSA (top and bottom) is shown in Fig. 3. S-parameters are measured using Anritsu 37397C Vector Network Analyzer to

characterize the transmission properties of the proposed antenna over the frequency range of interest from 30 GHz to 40 GHz. Simulated and measured return losses versus frequency are presented in Fig. 4. It can be noticed that the antenna bandwidth covers the entire considered frequency band of 28.57% at 35 GHz for both measured and simulated results that are obtained by the use of HFSS. Radiation pattern measurement is made in our MI Technology compact range at the Poly-Grames Research Center. Fig. 5 presents simulated and measured co-polar E-plane and H-plane radiation patterns. From these results, it can be seen that there is a good agreement between the measured and simulated radiation patterns. The 3 dB beam widths are approximately 25.33° and 28° for both E-plane and H-plane patterns, respectively. The side lobes are lower in the E-plane compared to the H-plane. At 35 GHz, the antenna gain is about 19.4 dBi based on our simulations and almost 18.4 dBi is obtained in practice according to our measured results. The cross-polarization level is found to be better than 20 dB thanks to the overlapped flaring metal in the SIW version. The excellent radiation properties and compact size of this antenna make it ideal as either a standalone antenna with a broad pattern or as an array element.

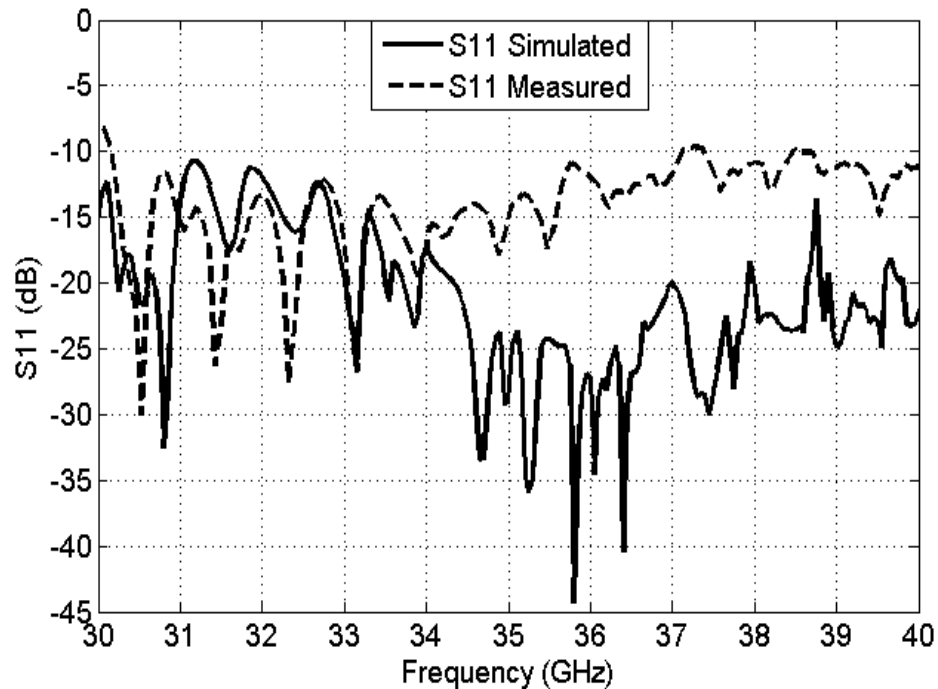


Fig. 4. Simulated and measured S-parameter characteristics of the SIW corrugated Fermi-TSA.

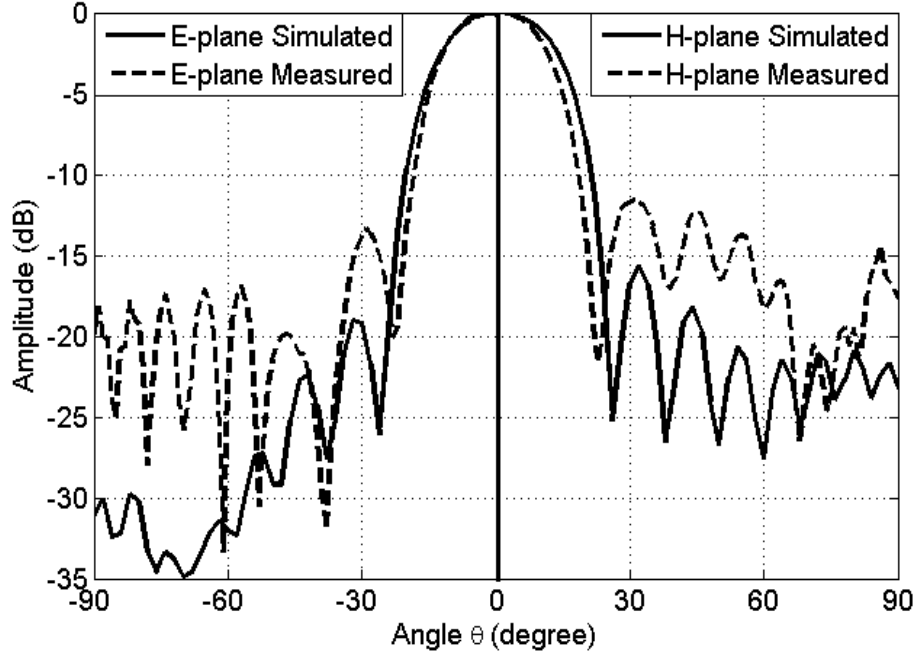


Fig. 5. E-plane and H-plane radiation pattern performances of the SIW corrugated Fermi-TSA at 35 GHz.

3.3.3 1x16 SIW unequally fed antipodal Fermi tapered slot antenna array with corrugations

To reduce the sidelobe level of an array, different types of power distribution have been studied and used such as binomial distribution, Dolph-Chebyshev distribution, or Taylor distribution. A 16-way unequal power divider is designed for sidelobe suppression. The Villeneuve distribution is used in this work. This scheme is developed for the design of Taylor linear arrays when the number of elements is too small for the sampling of a continuous Taylor distribution, achieving satisfactory results in term of efficiency [25].

3.3.3.1 16-way power divider

In this 17-port structure as displayed in Fig. 6., port 1 is the exiting port while the output ports are noted from the extremity (port 2) to the centre of the structure (port 9), with the mirror counterparts from port 2' to the port 9'. The 4-stage H-plane SIW power divider makes use of an equal-split T-junction power divider in the 1st stage. The 2nd and 3rd stages are composed of unequal T-junction power splitters to achieve the required aperture distribution. The latter are combined with H-plane bends that are used to compensate different delays generated by the

imbalanced power splitting [26]. The last stage divides the power evenly through the Y-junction splitters.

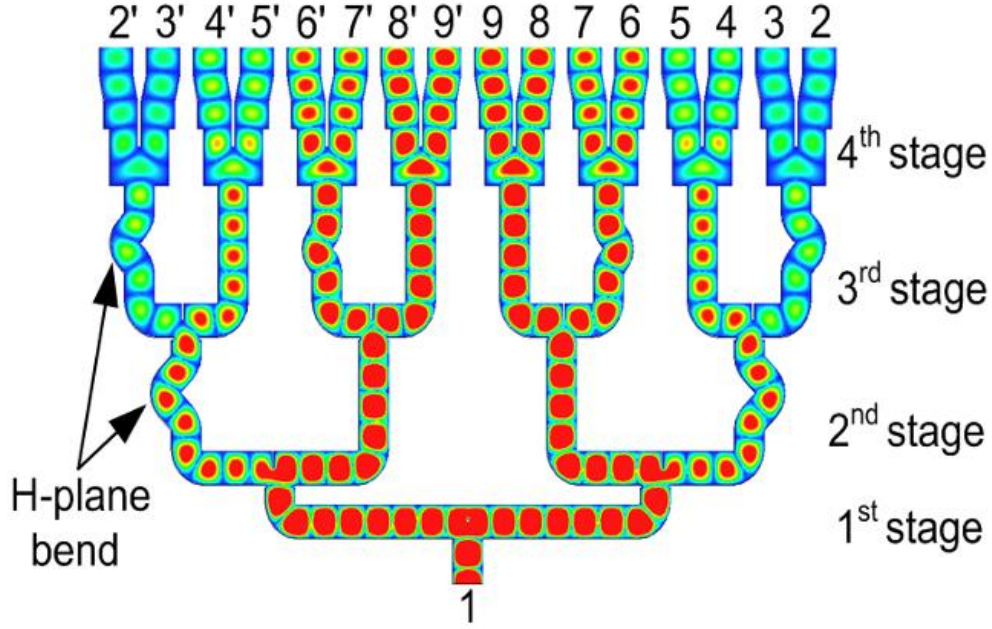


Fig. 6. Simulated E-field magnitude distribution obtained by HFSS at 35 GHz, along the unequally distributed 1/16 power divider.

TABLE II
16-WAY SPLITTER DISTRIBUTION COEFFICIENTS

Output Port	2	3	4	5	6	7	8	9
Villeneuve	0.25	0.32	0.45	0.59	0.74	0.86	0.95	1.00
Modified	0.30		0.54		0.82		1.00	

The equal power division in the 4th stage of the power divider represents a compromise that is needed due to the tight dimensions that are dictated by the element spacing. To estimate the effect of this approximation, the corresponding array factor, equally spaced at $0.68 \lambda_0$, for the distributions given in Table II, is shown in Fig. 7. The SLL of 30 dB is achieved with the standard Villeneuve distribution. With the modified distribution the SLL is depreciated to 23 dB. The 3 dB beamwidth remains the same.

Fig. 6 displays HFSS's simulation results of the E-field in the 16-way power divider, showing the modified Villeneuve distribution with in phase output signals. Simulated insertion loss from the input port to four distinguished output ports is shown in Fig. 8, with the port number labelled S_{i1} representing the insertion loss from the input port to the i^{th} output port, as described in Fig. 6. The optimised coefficients at 35 GHz are (-9.67,-11.95,-16.25 and -20.06 dB) compared with related ideal ones (namely, -9.13, -10.85, -14.55 and -19.74). All transmission coefficients fluctuate around the ideal coupling factor in the band of 30 to 40 GHz. With reference to the magnitude, the errors are 5%, 4.56%, 13.13% and 23.71% respectively.

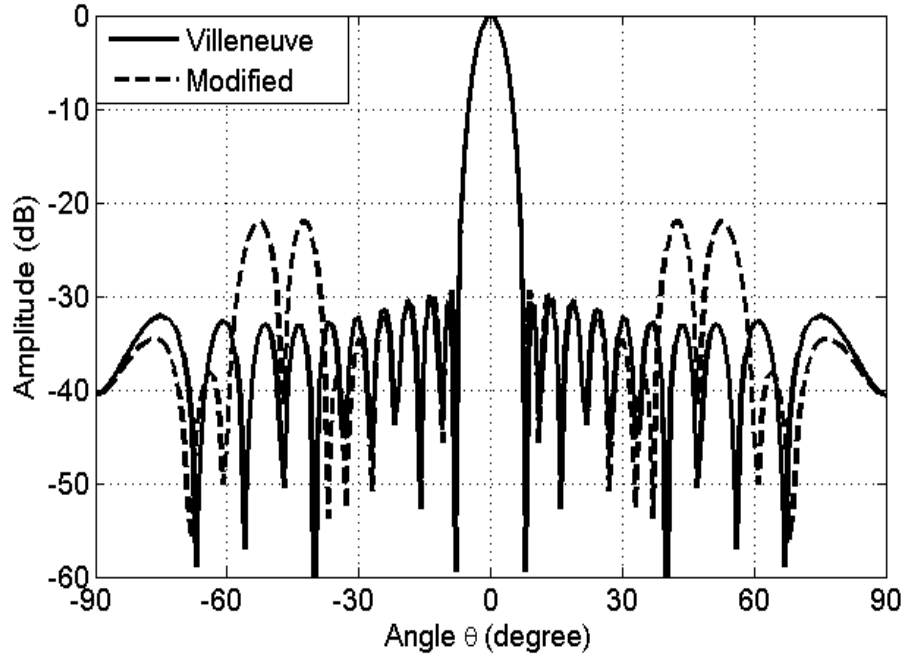


Fig. 7. Simulated array factor considering the Villeneuve distribution and its modified distribution in the 1/16 power divider.

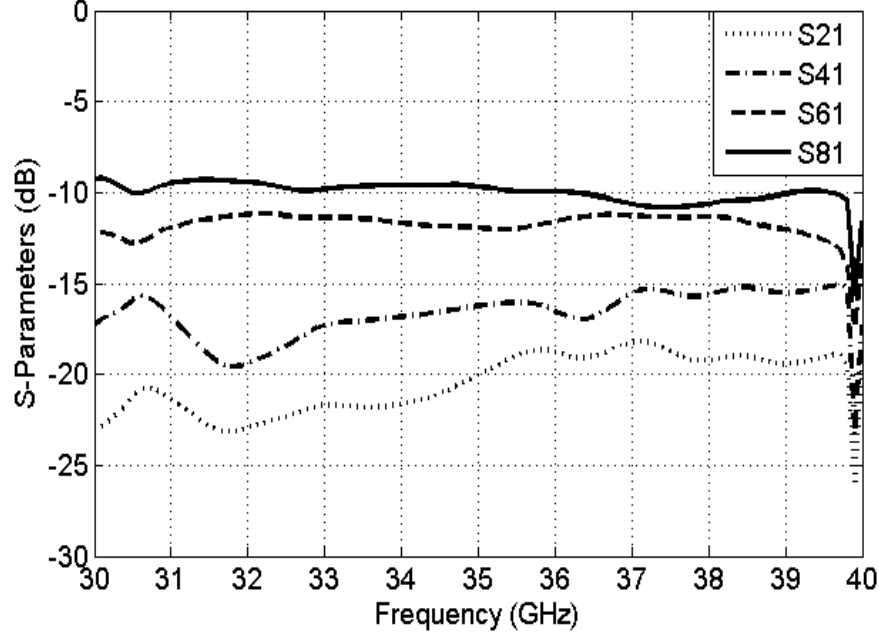


Fig. 8. Simulated S-parameter characteristics of the 16-way unequally distributed power divider.

3.3.3.2 Coupling

The mutual coupling between the elements of antenna arrays is a potential source of performance degradation. Therefore, it is a parameter that must be taken into account during the design process. The previously described antenna topology has been studied using HFSS simulations to evaluate the isolation levels between two adjacent elements (Fig. 9). The isolation is about 13 dB between the elements aligned along their E -plane and separated by $0.68 \lambda_0$. The dielectric is removed in the central region and the isolation between the two elements is 3 dB lower. To explain this improvement, simulated E-field distributions are shown in Fig. 10 along the antipodal Fermi-TSA structures with and without the substrate removal. The corrugation structure is used to alter the phase of currents flowing along the outer edge of the substrate. It changes the orientation of the electric field at the edge of the antenna substrate. The removal of the substrate makes the transition from the substrate to the free space more gradual and smooth. The effective antenna aperture is thus increased by such a removal, which ensures a plane wave phase front over the antenna aperture. As shown in the transverse view of the field distribution in Fig. 10, the field in the center region is more highlighted in the structure without the subtraction. In the modified antenna, the field is more spread along the transverse section. In fact, the air gap creates discontinuities and the field is confined along the air gap. When used in the two element array, the air slotted version gives more than 1 dB of gain improvement. The gain of one

simulated Fermi-TSA element in the presence of a second passive element is 2 dB lower than that of an isolated element. In the H-plane, as the field is confined around the material, the coupling is very small between two elements disposed in the parallel arrangement.

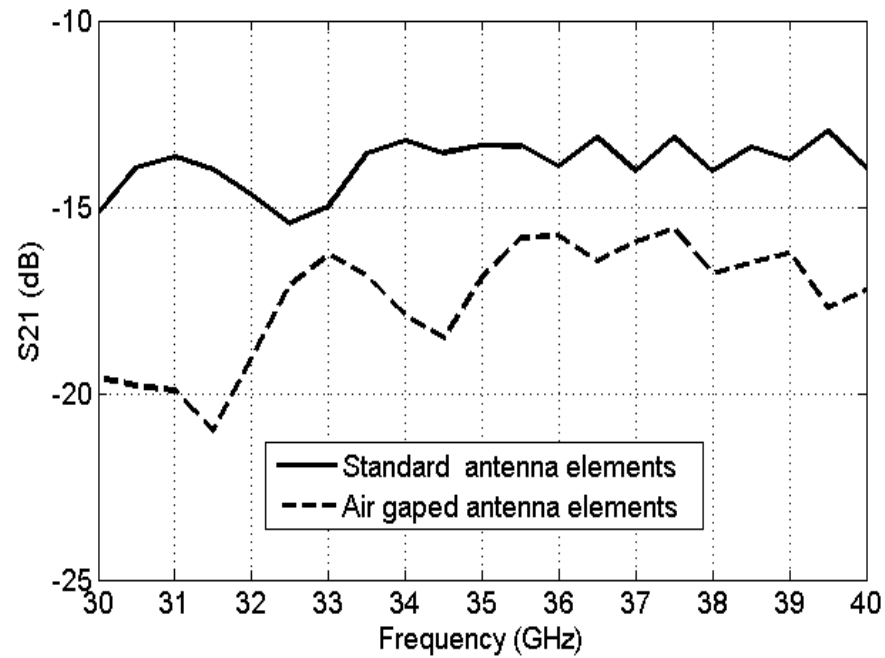
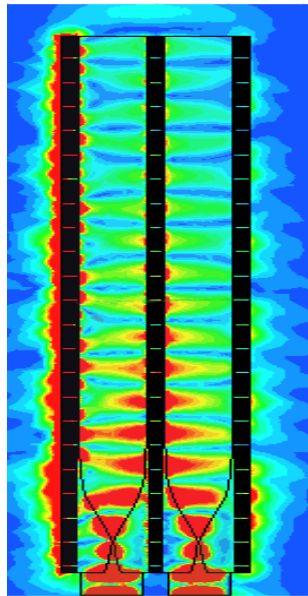
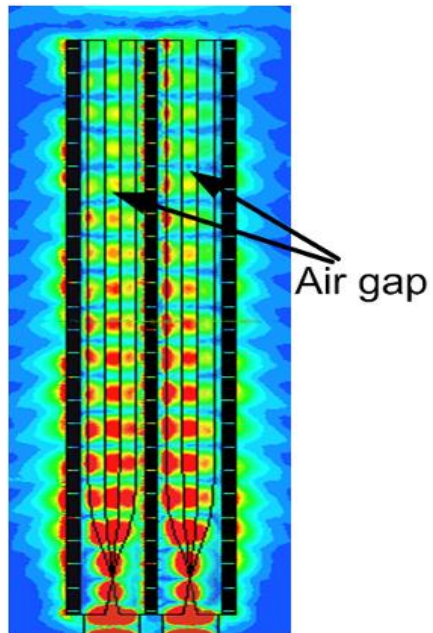
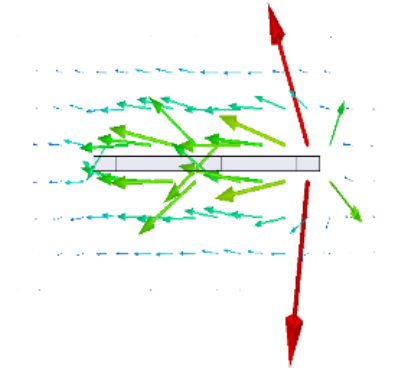


Fig. 9. Simulated mutual coupling for standard two element Fermi-TSA and for air gaped two element Fermi-TSA.



(a)



(b)

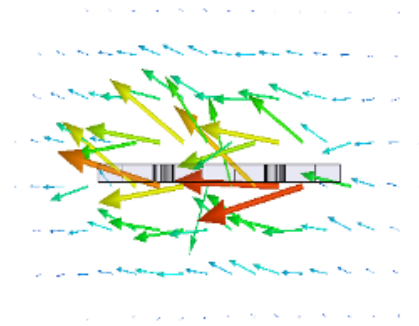


Fig. 10. Simulated E-field magnitude distribution obtained by HFSS along two Fermi-TSA elements and across the transversal section at 35 GHz: (a) without the substrate removal, and (b) with the substrate removal.

3.3.3.3 1x16 Fermi-TSA array

The constructed 1/16 power divider is used to feed the version with the air slot of the Fermi-TSA. The antenna array is measured by 94.55 mm (width) x 131.01 mm (length) x 0.508 mm (height). The corrugated antipodal Fermi-TSAs are distant by $0.68 \lambda_0$. As a matter of fact, the antipodal topology allows the possibility to superpose the corrugated region of two adjacent elements; given that every two consecutive corrugated arms are in two different parallel planes separated by the substrate thickness. The photograph of the fabricated 1x16 SIW Fermi-TSA antenna array prototype is shown in Fig. 11. The simulated and measured S-parameter characteristics of the planar array are shown in Fig. 12. The return loss is better than 10 dB in the HFSS simulation over almost the entire band of interest from 30 GHz to 40 GHz. Considering the same condition ($S_{11} < -10$ dB), the measured return loss is satisfactory from 30.6 GHz to 38.6 GHz or 23.12% at 35 GHz. The measured performance matches well with the simulation prediction.

Fig. 13 presents the simulated and measured co-polar (E-plane) radiation patterns for the linear array. The measured radiation pattern agrees well with the simulated one. The beamwidth is about 5.3 degrees in both measurements and simulations. The simulated peak antenna gain is about 24.5 dBi and almost 23.4 dBi can be achieved in practice according to our measured results. The SLL is better than 27 dB as expected. The cross-polarization in the E-plane is better than 14 dB.

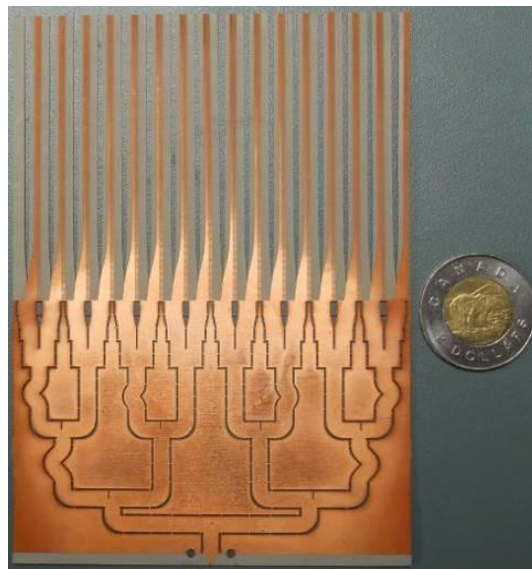


Fig. 11. Photograph of the fabricated 1x16 SIW corrugated Fermi-TSA linear array.

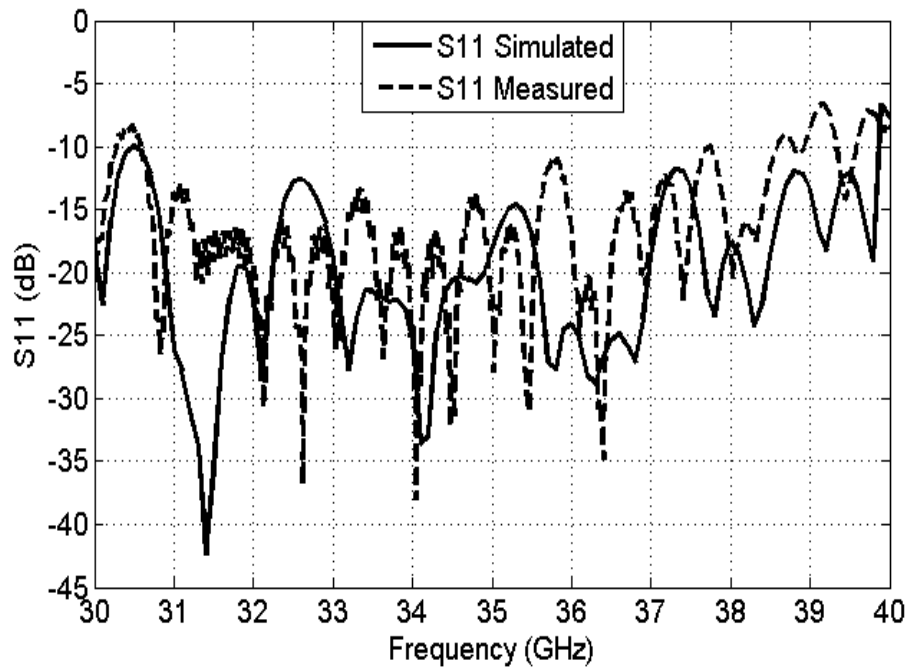


Fig. 12. Simulated and measured S-parameter characteristics of the 1x16 SIW corrugated Fermi-TSA linear array.

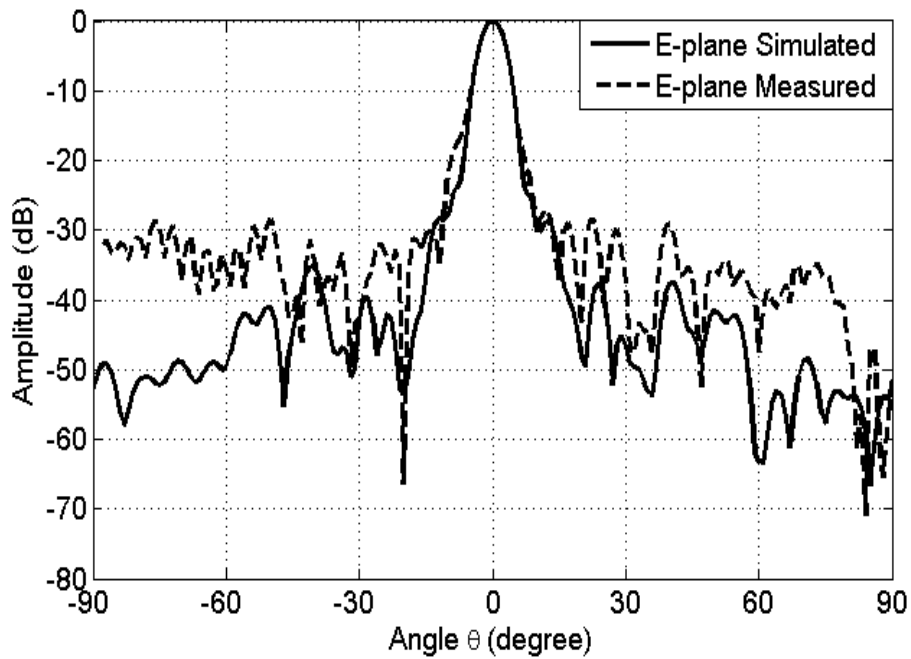


Fig. 13. E-plane radiation pattern performances of the 1x16 SIW corrugated Fermi-TSA linear array at 35 GHz.

3.3.4 8 x 16 SIW unequally fed antipodal Fermi tapered slot antenna array with corrugations

Based on the 16 element linear array previously introduced, a more elaborated structure is developed in order to construct an 8x16 planar array. Thus, an H-plane power divider is associated with each of its 8 outputs to an E-plane corner with 45 degree rotated vertical arm, in order to form the main power distributor of the desired antenna array. As a matter of fact, the introduction of such SIW exclusively built H-to-E-plane interconnects is the key part in the design of the desired SIW three-dimensional feeding network.

3.3.4.1 8-way power divider

Similar to the previous section, an 8-way T-junction power divider is designed in order to accommodate the feeding for eight samples of the above-discussed 1x16 linear array, thus forming the proposed integrated 8x16 planar antenna array.

A close look into the 9-port structure in Fig. 14 shows that port 1 is the exiting port while the output ports are listed from the extremity (port 2) to the centre of the structure (port 5), with mirror counterpart from port 2' to the port 5'. This 3-stages-based H-plane SIW power divider starts with an equal-split T-junction power divider in the 1st stage. The 2nd and 3rd stages are modeled with un-equal T-junction power splitters to obtain the desired field distribution. Once again, H-plane bends are introduced in order to produce equal phase at the outputs. The element spacing is about $0.68 \lambda_0$. The distributions are cited in Table III. The calculated SLL is better than 30 dB.

TABLE III
8-WAY SPLITTER DISTRIBUTION COEFFICIENTS

Output Port	2	3	4	5
Villeneuve	0.24	0.50	0.81	1.00

Fig. 14 shows HFSS's simulation results of the E-field in the 8-way power divider, illustrating the Villeneuve magnitude taper with in phase distribution.

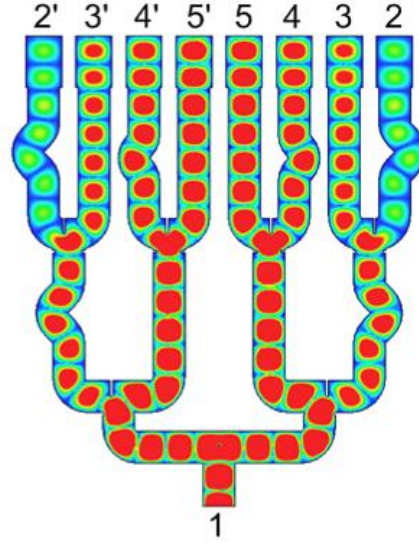


Fig. 14. Simulated E-field magnitude distribution obtained by HFSS at 35 GHz, along the unequally distributed 1/8 principal power divider.

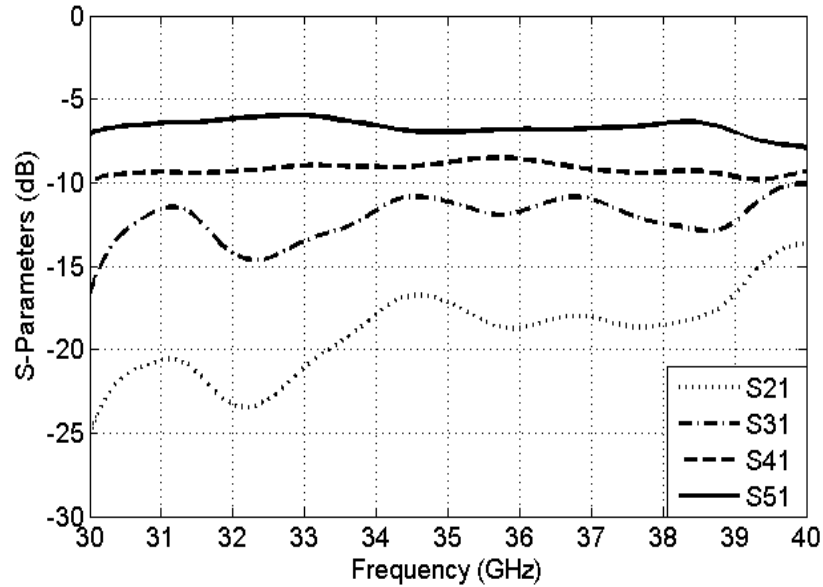


Fig. 15. Simulated S-parameter characteristics of the 8-way unequally distributed power divider.

Due to the symmetry of the structure, the simulated insertion loss is shown from the input port to only four output ports as presented in Fig. 15. The port number labelled S_{il} represents the insertion loss from the input port to the i^{th} output port, as shown in Fig. 14. The optimised coefficients at 35 GHz are (-6.96, -8.79, -11.14 and -17.18 dB) compared with related ideal ones (namely, -5.96, -7.76, -11.90 and -18.32 dB). All transmission coefficients fluctuate around the

ideal coupling factor in the band of 30 to 40 GHz. Regarding the magnitude, the errors are shown with the values of 4.93%, 2.85%, 34% and 59.1%, respectively.

3.3.4.2 E-plane corner

The E-plane rectangular waveguide corner is very useful in multi-polarization antenna feeding. It is critical to adapt the conventional design in new technologies such as SIW in the E-plane. In fact, the H-plane bends are well studied in the SIW technology [27-29]. Two waveguides are used to construct the proposed E-plane bend of Fig. 16. To realize the corner, a vertical line is inserted into a horizontal line. In the latter, a slot was made having the width of the vertical line substrate thickness and the length equal to the vertical line equivalent waveguide width. The vertical line is terminated by a non-metalized section having the width of the equivalent waveguide and the length equal to the horizontal line substrate thickness. As shown in Fig. 16, a prototype of the 45 degree rotated arm E-plane corner was fabricated in this work.

Fig. 17 shows a comparison between the simulated and measured S-parameters of the SIW corner. The simulated insertion loss is approximately 0.5 dB and the return loss is better than 10 dB in the bandwidth from 30 to 40 GHz. The insertion loss in the measured result is around 0.7 dB and the return loss is better than 10 dB over the entire bandwidth.



Fig. 16. Photograph of the fabricated 45 degree vertical rotated arm E-plane corner prototype.

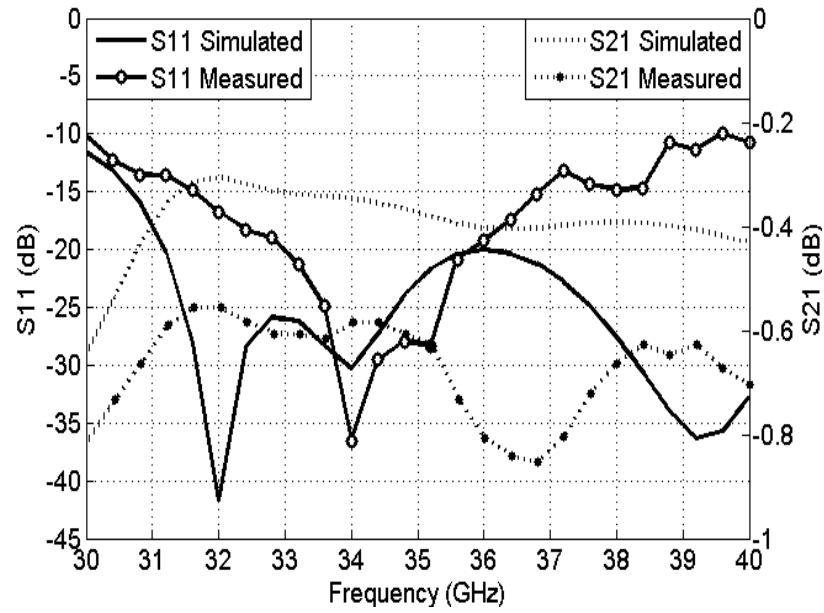


Fig. 17. Simulated and measured S-parameter characteristics of the 45 degree vertical rotated arm E-plane corner prototype.

3.3.4.3 8x16 Fermi-TSA array

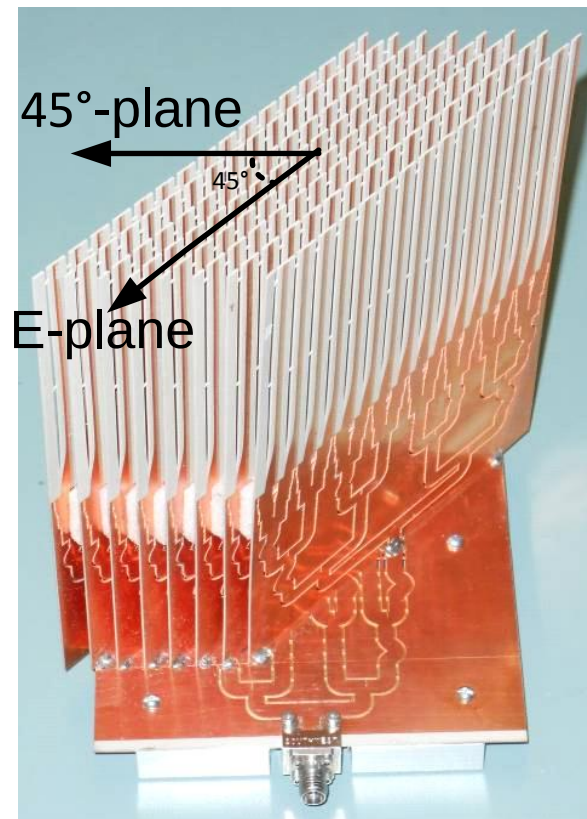


Fig. 18. Photograph of the fabricated 8x16 SIW corrugated Fermi-TSA planar array prototype.

In this design, three types of slots must be realized by the laser micro-machining at Poly-Grames Research Center using Nd-Yag pulsed (Q-Switched) laser. The slots that define the waveguide lateral walls must be metalized by electroplating. The slots joining the vertical and horizontal lines forming the E-plane corner, and the slots made in tapered region of the Fermi-TSAs to remove the material are not metalized. The transition and corrugations are realized by a standard PCB process. A series of eight 16 element array are produced. By associating the 45 degree vertical rotated arm E-plane corner with each of the eight outputs of the previously developed 1/8 power divider, the main power feed for the 8x16 array is obtained. The 45 degree configuration of the E-plane corner facilitates the design of the main power divider to ensure a parallel arrangement of the eight linear array platforms. The photograph of the fabricated 8x16 SIW Fermi-TSA array prototype is shown in Fig. 18. The total weight of the structure with aluminum base is 175 g. The simulated and measured S-parameter characteristics of the novel three-dimensional structure are shown in Fig. 19. The measured return loss is better than 10 dB over 21.14% of the considered bandwidth (31.4-38.8 GHz) compared to a narrower counterpart from 32.6 to 37.3 GHz in the simulation (13.43%) using ADS. Fig. 20 presents measured co-polar E-plane and 45°-plane radiation patterns for the planar array in MI Technology compact range. The beamwidth (3 dB definition) is about 5.15 degrees in the E-plane and 6.20 degrees in the 45°-plane. The peak antenna gain is about 27 dBi based on our measurements. The SLL is better than 26 dB in both planes. The cross-polarization in the E-plane is better than 12 dB.

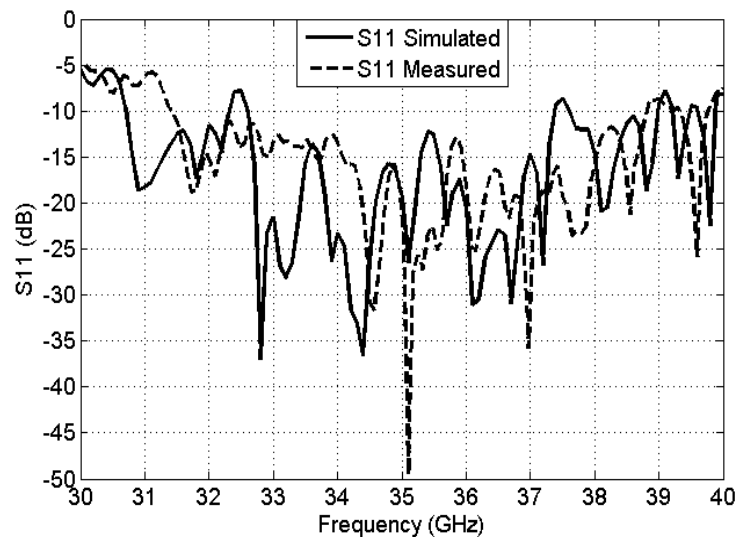


Fig. 19. Simulated and measured S-parameter characteristics of the 8x16 SIW corrugated Fermi-TSA planar array.

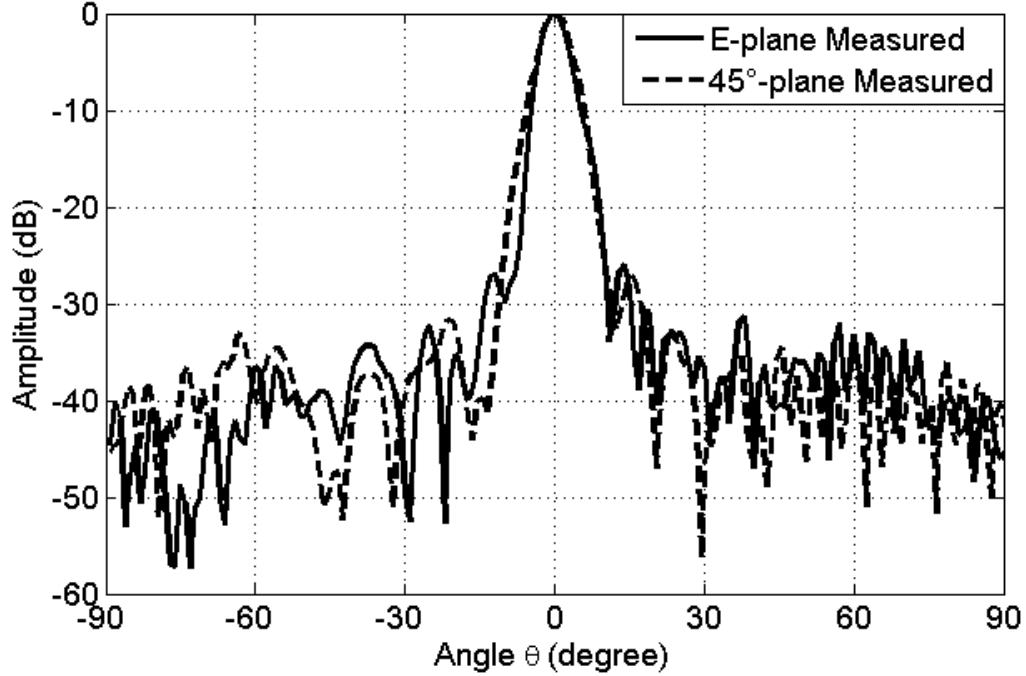


Fig. 20. E-plane and 45°-plane radiation pattern performances of the 8x16 SIW corrugated Fermi-TSA planar array at 35 GHz.

3.3.5 Conclusion

In this paper, a very compact and light-weight planar antenna array based on endfire structure and three-dimensional power divider is constructed in SIW exclusively. A high performance integrated corrugated antipodal Fermi-TSA has been proposed, studied, fabricated, and measured. Measured results meet the proposed design specifications, which are in good agreement with simulated results. The antenna has experimentally demonstrated a bandwidth of 28.57% at 35 GHz, and a gain of 18.4 dBi. Mutual coupling of two elements on the same substrate was found to be below 12 dB. To ensure a better behavior, the tapered region substrate is removed in order to improve the coupling and gain of single element in the presence of another element. Power divider with the Villeneuve distribution is used to feed the Fermi-TSA with the removed material in the tapered region. The linear array with 16 elements is fabricated and shows 23.4 dBi of gain and 27 dB of SLL in the E-plane. We have presented E-to-H-plane interconnect which ensures, with eight 1x16 and one 1x8 power dividers, the construction of one block feeding network for 128 antenna element array. The whole antenna is fabricated with a standard PCB process. The gain of the planar array is 27 dBi, and the SLL is better than 26 dB in both E-plane and 45°-plane. Compared to a 35 GHz slotted metallic waveguide array developed by

Rantec microwave systems [30] presenting a 28.3 dBi of gain, the aperture area of our proposed antenna (27.90 cm^2) is 4.68 times smaller than the one shown by the slot array (130.65 cm^2). This work suggests that the proposed concept provides light-weight, low-cost, high-performance and full-integration solutions for imaging and other microwave and millimeter-wave applications. With the integration of phase shifters and distributed amplifiers into the SIW feeding lines, it can be expected that those new active array antennas will provide a very attractive design alternative for a wide range of microwave and millimeter-wave system applications.

References

- [1] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2007.
- [2] “Beam Forming Networks,” EMS Technologies, Inc., 2004. [Online]. Available: <http://www.emsdss.com/uploadedFiles/pdf/BFN.pdf>
- [3] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. London, U.K.: Peter Peregrinus, 1989.
- [4] S. Yang, S. H. Suleiman, and A. E. Fathy, “Low profile multi-layer slotted substrate integrated waveguide (SIW) array antenna with folded feed network for mobile DBS applications,” in *Proc. Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, Honolulu, HI, Jun. 2007, pp. 473–476.
- [5] E. de Lera Acedo *et al.*, “Study and design of a differentially-fed tapered slot antenna array,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 1, pp. 68–78, Jan. 2010.
- [6] L. Yang, N. Ito, C. W. Domier, N. C. Luhmann, Jr., and A. Mase, “18–40-GHz beam-shaping/steering phased antenna array system using fermi antenna,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 4, pp. 3697–3703, Apr. 2008.
- [7] S. G. Kim and K. Chang, “Ultra wideband exponentially tapered antipodal Vivaldi antennas,” in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, 2004, pp. 2273–2276.
- [8] H. Sato, K. Sawaya, Y. Wagatsuma, and K. Mizuno, “Broadband FDTD analysis of fermi antenna with narrow width substrate,” in *IEEE AP-S Int. Symp.*, 2003, vol. 1, pp. 261–264.
- [9] Y. Venot, K. Schuler and W. Wiesbeck , “Tapered Slot Antenna for LTCC MultilayerSubstrate Integration in mm-Wave Applications ,” *INICA-2003, ITG-Conference on Antennas, ITGFuchbereich*, Berlin Germany, Sep. 2003.

- [10] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, K. Mizuno, “ Characteristics of a mm-wave tapered slot antenna with corrugated edges,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, pp. 533-536; June 1998.
- [11] D. H. Schaubert, “A class of E plane scan blindnesses in single-polarized arrays of tapered-slot antennas with a ground plane,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 954–959, July 1996.
- [12] P. R. Acharya, H. Ekstrom, S. S. Gearhart, S. Jacobsson, J. F. Johansson, E. L. Kollberg, and G. M. Rebeiz, “Tapered slotline antenna at 802 GHz” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.41, No. 10, pp.1715-1719, Oct. 1993.
- [13] P. R. Acharya, J. Johansson, and E. L. Kollberg, “ Slotline antenna for millimeter and sub millimeter wavelength, ” *Proc. 20th Eur. Microwave Conf*, Budapest, Hungary, Sep. 1990, pp.353-358.
- [14] S. K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y. S. Kim, E.L. Kollberg and J. F. Johansson, “The tapered slot antenna - a new integrated element for mm wave applications”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.37, No.2 pp.365-374, Feb. 1989.
- [15] E. Gazit, “Improved design of the Vivaldi antenna,” *Proc. Inst. Elect. Eng.*, pt. H, vol. 135, pp. 89–92, Apr. 1988.
- [16] R. Janaswamy and D. H. Schaubert, “Analysis of the tapered slot antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, pp. 1058–1065, Sept. 1987.
- [17] K.S. Yngvesson, D.H. Schaubert, T.L. Korzeniowski, E.L. Kollberg, T.T Thungren, J. F. Johansson “Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, pp. 1392-1400, Dec. 1985.
- [18] P. Gibson, “The Vivaldi aerial,” in *Proc. 9th European Microwave Conf.*, Brighton, U.K., 1979, pp. 101–105.
- [19] L. R. Lewis, M. Fasset, and J. Hunt, “A broad-band stripline array element,” in *IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Dig.*, 1974, pp. 335–337.
- [20] B. Li, L. Dong, and J-C Zhao, “The research of broadband millimeter-wave vivaldi array antenna using SIW technique,” in *Proc. Int. Microwave Millimeter Wave Technology Conf.*, May. 2010, pp. 997–1000.
- [21] S. Lin, S. Yang, and A. E. Fathy, “Development of a novel UWB Vivaldi antenna array using SIW technology,” in *Proc. Progress Electromagn. Res. PIER* 90, pp. 369–384, 2009.

- [22] Y. J. Cheng, W. Hong, and K. Wu, "Design of a monopulse antenna using a dual V-type linearly tapered slot antenna (DVL TSA)," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2903–2906, 2008.
- [23] S. Yang, A. Elsherbini, S. Lin, A.E. Fathy, A. Kamel, and H. Elhennawy, "A highly efficient Vivaldi antenna array design on thick substrate and fed by SIW structure with integrated GCPW feed," in *Proc. Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, Honolulu, HI, Jun. 2007, pp. 1985–1988.
- [24] Z.-C. Hao, W. Hong, J.-X. Chen, X.-P. Chen, and K. Wu, "A novel feeding technique for antipodal linearly tapered slot antenna array," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 12–17, 2005, pp. 1641–1643.
- [25] A. T. Villeneuve, "Taylor patterns for discrete arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, pp. 1089–1093, 1984.
- [26] T. Anthony, and A.I. Zaghloul, "Designing a 32 element array at 76 GHz with a 33 dB Taylor distribution in waveguide for a radar system," in *IEEE AP-S Int. Symp.*, 2009, pp. 1–4.
- [27] L. Geng, W. Che, and K. Deng, "Propagation characteristics of H-plane folded substrate integrated waveguide bends," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 12, pp. 2977–2981, Dec 2007.
- [28] J. J. Simpson, A. Taflove, J. A. Mix, and H. Heck, "Substrate integrated waveguides optimized for ultrahigh-speed digital interconnects," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 1983–1990, May 2006.
- [29] D. Deslandes and K. Wu, "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components," in *Proc. 32th Eur. Microw. Conf.*, Milan, Italy, Sep. 2002, vol. 2, pp. 881–884.
- [30] "AK-10044 Slotted Array 35 GHz Antenna," Rantec Microwave Systems, Inc., 2011. [Online]. Available: <http://www.rantecmdm.com/ak10044.htm>

CHAPITRE 4 MESURES EN LABORATOIRE AVEC UN BANC D'ESSAI POUR IMAGERIE PASSIVE À 35 GHz

Dans ce chapitre, des images à ondes millimétriques mesurées en laboratoire à l'aide des différentes antennes développées dans le chapitre 3, sont présentées, analysées et comparées. Pour ce faire, il a fallu avoir recours à un banc d'essai de radiomètre standard qui est le résultat d'une coopération d'un groupe d'étudiants et de stagiaire postdoctoral dans le groupe de Professeur Ke Wu au Centre de recherche Poly-Grames dont le candidat au doctorat Ali Doghri, le stagiaire postdoctoral Anthony Ghiotto et l'auteur du mémoire. Le système d'imagerie utilise une technique de balayage mécanique (x,y) utilisant les antennes présentées dans le chapitre précédent.

4.1 Présentation du système d'imagerie

Le récepteur radiométrique a été conçu pour fonctionner autour de 35 GHz, comme c'est le cas pour les antennes développées précédemment. Ce récepteur est basé sur l'architecture d'un radiomètre à puissance totale à détection directe à 35GHz (figure 4.1), ne nécessitant donc pas l'utilisation d'un mélangeur. Le bloc RF (encadré en pointillé à la figure 4.1), la cible et le dispositif de traitement de signal ont été conçus par les membres du groupe d'imagerie au Centre de recherche Poly-Grames cités au début du chapitre. Comme le montre la figure 4.1, le récepteur est formé d'une architecture simple composée de l'antenne à testée, un amplificateur RF faible bruit et d'un filtre RF passe bande. Le signal RF filtré est transmis à un puissance-mètre afin d'évaluer la puissance collectée. Les tensions de sortie DC sont communiquées à un PC par une interface microcontrôleur PIC afin de pouvoir afficher les résultats sous forme d'images grâce à une interface Matlab. Une cible à température variable a été montée de toute pièce afin de faciliter les tests en laboratoires. Figure 4.2 montre une photographie du bloc RF du récepteur réalisé en technologie GIS. Le signal à mesurer est généralement un bruit très faible de l'ordre de -80 dBm. Pour cette raison, il est nécessaire d'inclure un amplificateur faible bruit afin d'être en mesure de pousser le niveau de rayonnement incident à un niveau dépassant le seuil de bruit du récepteur pour rendre le signal mesurable par le puissance-mètre. Pour ce faire, le choix est tombé sur l'amplificateur Hittite HMC263 présentant un gain de 18.8 dB à 35 GHz. Pour avoir un signal largement détectable, il a été décidé de cascader 3 amplificateurs en série (figure 4.2).

Le signal amplifié est filtré par un filtre passe bande à cylindres inductifs avant d'être détecté par le puissance-mètre. La bande passante du filtre est de 1.5 GHz autour de 35 GHz. Le gain total de la chaîne de réception RF en technologie GIS est de 48 dB.

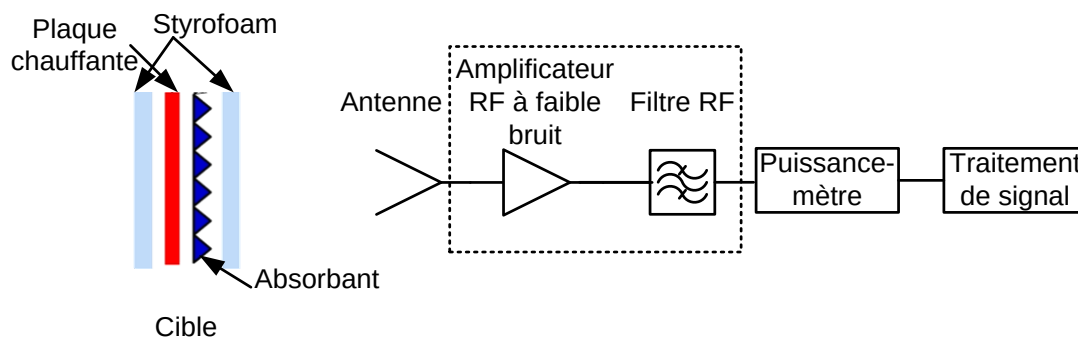


Figure 4.1 : Architecture du radiomètre à détection directe à 35 GHz avec la cible proposée.

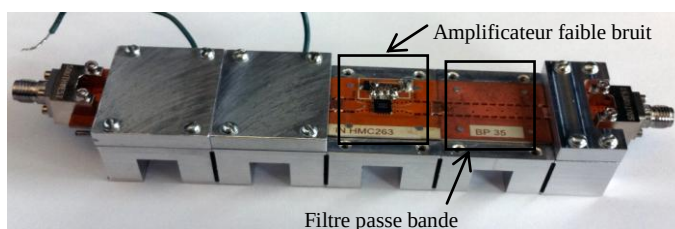


Figure 4.2 : Photographie du bloc de réception RF fabriqué par le groupe d'imagerie au centre de recherche Poly-Grames.

Il a été prouvé que la mesure de signaux radiométriques représente une tâche difficile en raison du niveau de faible puissance observée. Dans de nombreux cas, il est difficile de distinguer le bruit radiométrique mesuré du bruit du système omniprésent. Par conséquent, il est préférable de disposer d'une cible de référence qui est entièrement contrôlable en température pouvant donc offrir des résultats prévisibles. Ainsi, une cible qui peut être chauffée à des températures arbitraires est utilisée comme le montre la figure 4.3. La plupart des systèmes de télédétection micro-ondes utilisent un corps noir comme une cible standard à des fins de test. Une feuille d'absorbant d'ondes millimétriques a été utilisée, dont la température peut prendre la valeur désirée en utilisant des éléments chauffants. Une plaque d'aluminium répand la chaleur uniformément, et deux parois latérales en mousse de polystyrène (styrofoam), transparentes aux

ondes millimétriques, sont collées afin de protéger la cible. Une photographie de la cible chauffante est montrée dans la figure 4.4.

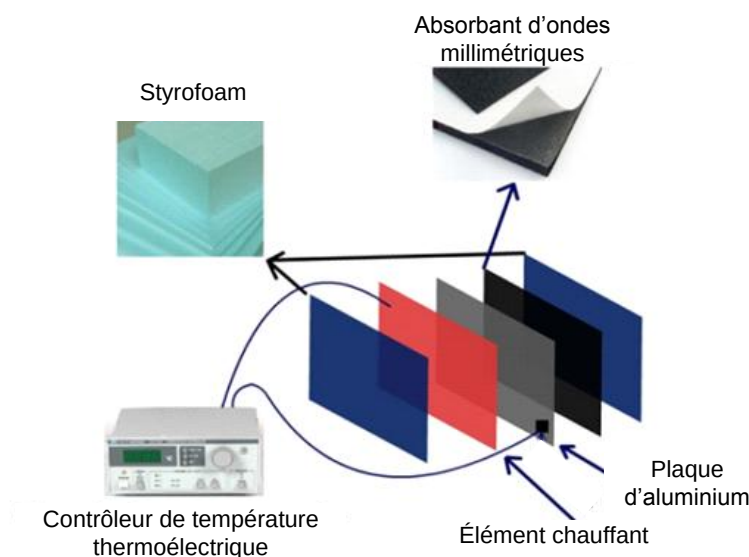


Figure 4.3 : Illustration de la composition de la cible.

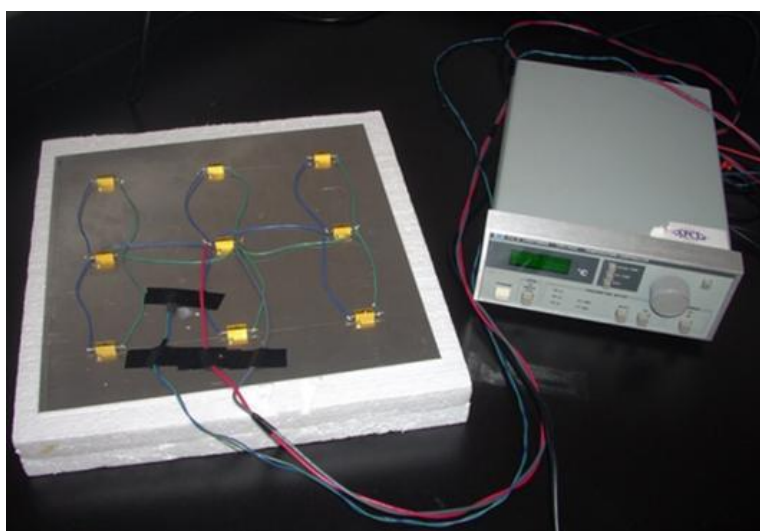


Figure 4.4 : Photographie de la cible chauffante utilisée.

L'une des différentes possibilités d'obtenir une image passive à ondes millimétriques est d'effectuer un balayage (x,y) sur la scène d'intérêt à l'aide d'un récepteur à un seul élément. Le système de balayage proposé (figure 4.5) est muni d'une plateforme au centre sur laquelle il est possible de disposer le récepteur et l'antenne. Ainsi, il est envisageable de contrôler la rotation de la plateforme autour de deux axes indépendants en utilisant deux moteurs pas à pas indépendants.

Les deux moteurs utilisés dans le système sont des motoréducteurs Portescap du type 42M série 'Z' (figure 4.6). Ces moteurs, qui sont des dispositifs électromécaniques, convertissent des impulsions électriques en des mouvements mécaniques discrets. Comme leur nom l'indique, ils se déplacent d'un pas à la fois, à la différence des moteurs conventionnels qui tournent en permanence. L'envoi d'une commande à un moteur pas à pas résulte en une application de signaux pulsés entraînant la rotation de l'arbre du moteur et une rotation progressive du nombre exact désiré de pas avec un arrêt subséquent. Les moteurs sont contrôlés par une carte dédiée de type BS0710. Il s'agit d'un système complet de contrôle de deux moteurs pas à pas unipolaires / bipolaires, qui peut être contrôlé à partir d'un ordinateur via une connexion USB. Il possède la capacité de commander un ou deux moteurs pas à pas. L'interface USB est basée sur un port série RS-232. Afin de faciliter la communication des données avec la carte de contrôle, une simple interface Matlab régissant le mouvement des moteurs est développée. Cette interface permet d'initialiser la position du moteur et de définir les paramètres de balayage comme le nombre de pixels désiré et l'étendue du champs de balayage (x,y) en degrés. En plus des fonctions précédentes, l'interface Matlab affiche l'image à ondes millimétriques en noir et blanc ; le noir représentant la température la plus élevée observée dans la scène d'intérêt et le blanc signalant la température la plus basse détectée. Ensuite de simples algorithmes de traitement d'images sont appliqués afin d'améliorer le contraste de l'image originale.

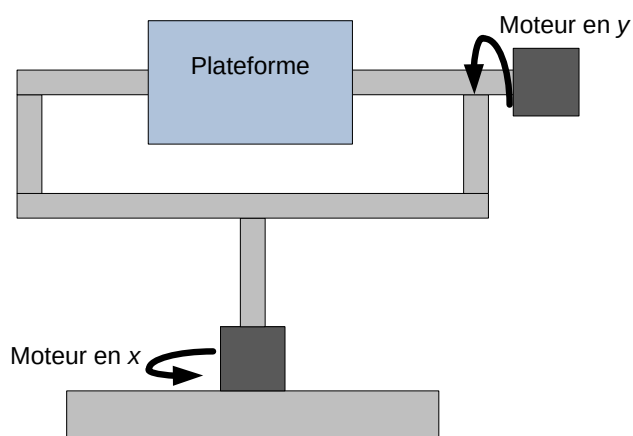


Figure 4.5 : Illustration du dispositif de balayage mécanique bidimensionnel (x,y).



Figure 4.6 : Moteur pas à pas Portescap du type 42M série 'Z'.

4.2 Tests d'antennes avec la cible à température contrôlée

Le banc d'essai radiométrique à 35 GHz introduit à la section 4.1 a été exploité afin de comparer les performances en termes d'imagerie passive des 3 antennes fabriquées et présentées au chapitre 3, à savoir l'antenne élément Fermi, le réseau linéaire à 16 éléments, et le réseau planaire à 128 éléments. Les trois tests ont été réalisés avec les mêmes conditions :

- La cible carré (figure 4.4) est chauffée et stabilisée à 80°C ou 353 K.
- La distance entre l'antenne et la cible est fixe et de l'ordre de 1.20 m.
- Le nombre de pixels proposé est le même et vaut 400 (20x20)

Le fait de chauffer la cible facilite la réalisation des mesures, car le niveau de bruit thermique émis par la cible devient largement supérieur au bruit thermique environnant. Par conséquent, la détection du bruit de la cible par le puissance-mètre devient plus facile améliorant ainsi la qualité de l'image, sachant la variation de puissance liée au bruit est très faible par nature malgré un grand écart en température.

La figure 4.7 montre les photographies des trois dispositifs montés en laboratoire ainsi que les résultats obtenus. En examinant de près les trois images acquises autour de 35 GHz, on peut constater, comme il peut être prédit, que c'est l'image perçue par le réseau planaire qui s'approche le plus de la forme de la cible. En effet, le contour de ladite image épouse remarquablement la forme carré de la cible, ce qui prouve que l'antenne à 128 éléments est suffisamment directive en x et en y pour représenter une candidate idéale pour des applications à imagerie passive à courte distance. D'autre part, en observant l'image obtenue par le réseau linéaire, on remarque que les sections verticales du contour (déterminées par le balayage en x)

sont plus définies que les sections horizontales (déterminées par le balayage en y) qui semblent plutôt arrondies et moins définies. En fait, ces résultats sont parfaitement prévisibles étant donné que l'antenne à 16 éléments est disposée horizontalement sur le banc d'essai, et donc la distribution d'amplitude non uniforme de Villeneuve s'effectue suivant l'axe des x d'où la clarté des contours verticaux. Par contre, dans l'axe vertical, les lobes secondaires sont relativement importants, ce qui n'est pas le cas pour le réseau 8×16 . Finalement, l'image obtenue par l'antenne élément présente un contour irrégulier et visiblement arrondi camouflant ainsi la véritable forme carré de la cible et validant le fait cette antenne présente un lobe principal beaucoup plus large et donc moins directif que les deux antennes précédentes. Par ailleurs, indépendamment de l'antenne utilisée, il est naturel de ne pas obtenir une image parfaitement carré car le plan de l'objet est projeté sur les coordonnées élévation-azimut.

4.3 Détection de présence humaine en laboratoire à 35GHz

Dans la même lignée des expériences réalisées précédemment, le même banc d'essai est utilisé pour acquérir l'image du haut du corps de l'auteur dissimulant une plaque métallique sous les vêtements. Pour effectuer cette image à ondes millimétriques présentée à la figure 4.8, le réseau d'antenne planaire à 128 éléments a été sollicité. En observant attentivement cette image à 50×25 (1250) pixels dans laquelle le noir symbolise les températures chaudes (en l'occurrence la température du corps) et le blanc représente les températures froides (en l'occurrence la température ambiante), il est possible de distinguer la tête, les épaules et la plaque métallique qui se manifeste sous forme de marque blanche au centre du corps en noir. Il est à noter que certains pixels en x sont déplacés par rapport à leur position réelle induisant par conséquent une irrégularité dans les contours du corps et de la plaque métallique. Ce phénomène est dû au fait que la position réelle des moteurs n'est pas constamment synchronisée avec la position envoyée par la carte de contrôle, particulièrement quand les moteurs effectuent un balayage à la volée. Pour asservir la position des moteurs, un encodeur d'angle peut éventuellement être utilisé. D'autre part, le dispositif de balayage mécanique monté en laboratoire présente une certaine faiblesse en termes de rigidité générant ainsi des vibrations lors des mouvements, ce qui a pour effet de détériorer la qualité de l'image obtenue. Par ailleurs, pour avoir une bonne sensibilité au niveau de la détection de puissance mesurée, il est primordial de réduire au maximum la figure de bruit à l'entrée de la chaîne de réception avant le premier amplificateur. Or, dans notre cas, cette

condition n'est pas rigoureusement respectée à cause de l'utilisation de deux connecteurs et d'une liaison coaxiale pour connecter l'antenne à la chaîne de réception occasionnant ainsi des pertes indésirables. Finalement, un étalonnage du radiomètre précédant les mesures permettrait d'éliminer le bruit généré par le système.

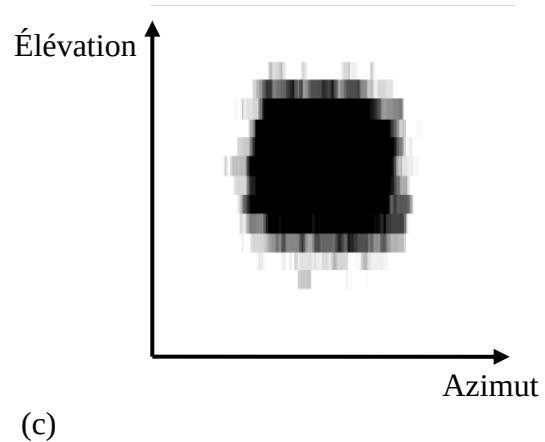
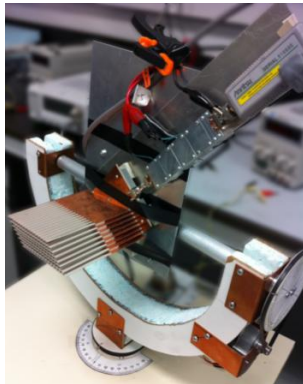
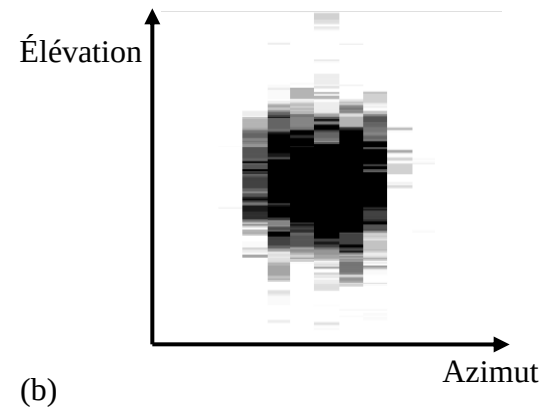
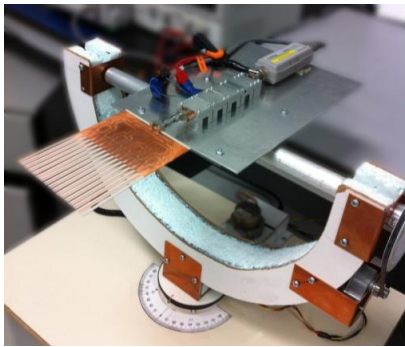
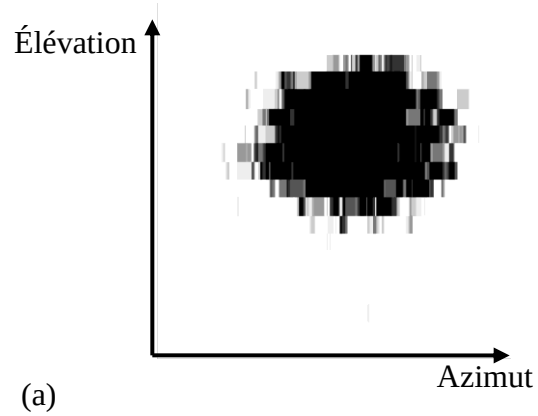
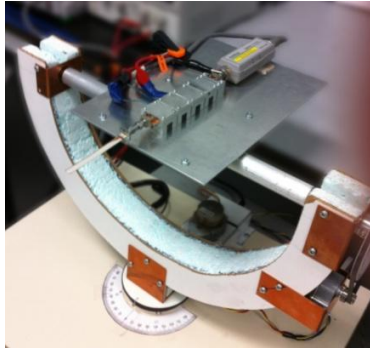


Figure 4.7 : Photographies des montages de mesures et images de la cible obtenues : (a) avec antenne élément Fermi, (b) avec un réseau linéaire à 16 élément et (c) avec le réseau planaire à 128 éléments.

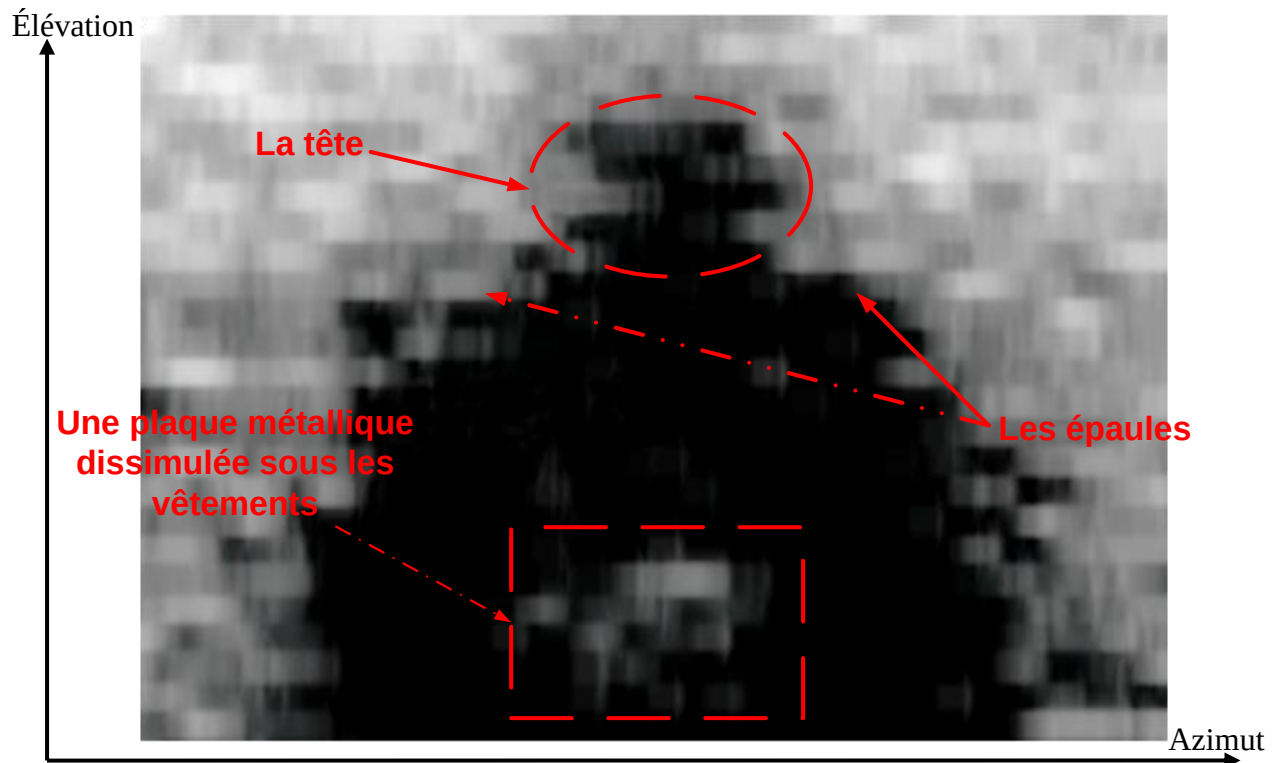


Figure 4.8 : Image à ondes millimétriques d'un homme dissimulant une plaque métallique à température ambiante, réalisée avec le réseau à 128 éléments.

4.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté les différentes expérimentations réalisées avec les trois antennes démontrées au chapitre 3. Pour mener à bien ces mesures, un banc d'essai d'imagerie radiométrique à détection directe développé au centre de recherche Poly-Grames a été utilisé. L'ensemble des résultats encourageants, et particulièrement ceux obtenus avec le réseau d'antenne à 8x16 éléments, ont permis de valider les différents concepts abordés dans ce projet de recherche.

CHAPITRE 5 DISCUSSION GÉNÉRALE

Ce mémoire traite de la conception d'un réseau d'antenne planaire fonctionnant dans une bande autour de 35 GHz pour un système d'imagerie passive, dans le cadre d'un grand projet entrepris au sein du centre de recherche Poly-Grames. Une fois connectée à une chaîne de réception à base d'amplificateur et de filtre, cette antenne directive permet d'acquérir l'image d'une scène d'intérêt d'une façon passive et non invasive. Afin de pouvoir aboutir à un système adapté aux nouvelles applications de plus en plus exigeantes, il semble judicieux de choisir des composants adéquats, compatibles entre eux et répondant au mieux aux besoins. Les deux articles présentés traitent de l'étude et de la conception des différentes parties menant à la réalisation, en un seul bloc compact, de cette antenne alimentée avec un réseau de distribution de puissance tridimensionnel. L'interconnexion verticale du plan-E au plan-H, le point clé dans le développement de cette structure d'antenne, a été démontré pour la première fois en littérature avec la technologie guide d'ondes intégré au substrat. Les perspectives d'une telle avancée ayant des impacts dépassant le cadre de ce projet de recherche, nous ont encouragés à concevoir d'autres circuits intégrés tridimensionnels à ondes millimétriques largement sollicités, se basant sur le même principe. Ainsi, une jonction-T plan-E, un T-magique et un système à double polarisation ont été développés dans le premier article. La fabrication de tels circuits tridimensionnels permet, en ajoutant une nouvelle dimension aux circuits planaires, d'atteindre d'excellentes performances dans des dimensions réduites ainsi que d'apporter des possibilités de conception inédites. Cela a permis, entre autres, d'aménager les quatre ports d'un T-magique dans le même plan, ou bien de disposer deux antennes planaires en quadrature spatiale, tout en les alimentant dans le même plan avec la technologie guide d'ondes intégré au substrat. Par ailleurs, l'intégration de réseaux d'antennes linéaires dans une même structure d'antenne réseau peut aussi poser des problèmes étant donné la proximité des éléments. Par conséquent, il faut concevoir un système sans que ses composants internes ne se perturbent l'un l'autre. Ce projet propose une solution aux problèmes de perturbation par radiation en utilisant des guides intégrés au substrat évitant ainsi que les éléments rayonnant ne soient perturbés par le réseau d'alimentation. Les technologies modernes en micro-ondes étant essentiellement planaires, et la difficulté de fabrication de circuits non planaires nécessitant des transitions en microruban ou en guide métallique et des ressources supplémentaires, font que leur potentiel n'a pas beaucoup été exploré et que peu de circuits en tirent profit. Ce projet propose donc une solution de conception pour ce

type de circuit avec une réduction des coûts de fabrication. En effet, ces circuits peuvent être naturellement fabriqués avec les procédés de fabrication courants et ne requièrent aucune technique spécifique, étant donné que les parties verticales et horizontales peuvent être facilement assemblées à la main. Les mesures et les simulations montrent les excellentes performances atteintes par chacun des composants, et notamment l'antenne réseau 8x16 éléments avec laquelle on a été capable de réaliser des images à ondes millimétriques en laboratoire.

CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

Ce mémoire présente l'analyse, la conception et la réalisation d'une antenne réseau planaire à 128 éléments en technologie guide d'ondes intégré au substrat (GIS) pour des applications d'imagerie passive à ondes millimétriques. Les différentes étapes menant à la formation de ce réseau ont été analysées. La rédaction de ce mémoire est articulée autour de deux articles dont le premier a été soumis dans *IEEE MTT-S Transaction* et le deuxième a été soumis dans *IEEE Transaction on Antennas & Propagation*.

La première partie présente le principe de la radiométrie et décrit l'architecture d'un radiomètre à puissance totale et ses principales caractéristiques avant de montrer quelques exemples d'applications d'imagerie passive.

La deuxième partie traite de l'analyse et de la conception d'une interconnexion verticale du plan-H au plan-E ou vice-versa intégrée au substrat permettant la mise en œuvre d'une structure d'antenne tridimensionnelle. L'analyse des paramètres de conception a été effectuée pour identifier les paramètres critiques. Deux premiers prototypes sont fabriqués. La version standard affiche des pertes d'insertion de 0,5 dB de 30 à 40 GHz, tandis que celle pivotée de 45 degrés produit 0,7 dB de pertes sur la même plage de fréquences. Avec ce même élément de base, une jonction-T plan-E est étudiée et conçue, dont les mesures révèlent 10 dB de pertes par réflexion sur 19% de largeur bande autour de 35 GHz avec moins de ± 4 degrés de déséquilibre de phase. Le T-magique, cette jonction hybride très sollicitée en micro-ondes, a été optimisé et fabriqué. Les simulations et les mesures montrent une distribution uniforme de la puissance et un très bon isolement entre les différents ports avec de faibles pertes par réflexion sur une large bande de 30 à 40 GHz. L'assemblage en duplication miroir de deux antennes avec deux coudes aux bras verticaux pivotés de 45 degrés aboutit à un système de double polarisation intégré au substrat. Une bonne isolation de plus 20 dB est obtenue entre 32 et 40 GHz.

Dans la troisième partie, une antenne à fente corruguée Fermi à rayonnement longitudinal alimentée en GIS est fabriquée. Les mesures des paramètres de dispersion montrent une bonne largeur de bande de 28.57% autour de 35 GHz. Les mesures montrent un gain élevé d'environ 18 dBi. La polarisation-croisée observée est supérieure à 20 dB. Pour améliorer les performances de cette antenne quand elle est utilisée dans un réseau, une fente a été créée au centre, dans la partie où le substrat est non métallisé, diminuant ainsi le couplage entre deux antennes adjacentes. Un

réseau de 16 éléments en GIS, avec une distribution d'amplitude de Villeneuve modifiée, est fabriqué. Ce réseau linéaire atteint un gain mesuré de 23,4 dBi avec un niveau de lobes secondaires meilleur que 27 dB dans le plan-E. Les diagrammes de rayonnement mesurés correspondent aux simulations. À ce stade ci, le principe du coude plan-E pivoté de 45 degré est exploité afin connecter 8 copies du réseau linéaire à un diviseur principal 1/8 pour former le réseau planaire à 128 éléments. Ce prototype d'antenne assure un gain très élevé de 27 dBi avec une largeur de faisceau aussi étroite que 5,15 degrés dans le plan-E et 6,20 degrés dans le plan-45°, et un niveau de lobes secondaires meilleur que 26 dB dans les deux plans.

La quatrième partie permet, à travers des tests en laboratoire, de démontrer le bon fondement de la démarche initiée précédemment. Il a été possible, grâce à un banc d'essai d'imagerie passive à détection directe à 35 GHz, développé par notre groupe d'imagerie, de tester les trois antennes fabriquées. Les résultats obtenus sont encourageants particulièrement pour l'image acquise, avec le réseau planaire, d'une cible en forme carré chauffée uniformément. Par ailleurs, grâce à sa haute directivité, ce même réseau a permis d'établir avec succès l'image d'un corps humain dissimulant une plaque métallique. Tous ces résultats ne peuvent que consolider le travail entrepris dans ce projet.

Cette structure d'antenne étant fabriquée avec le procédé standard de circuit imprimé (PCB) pour former un seul bloc compact, laisse suggérer que le concept proposé offre des solutions à faible poids, à faible coût, avec des performances élevées et une haute intégrabilité pour, entre autres, des applications d'imagerie micro-ondes et à ondes millimétriques. D'autre part, ce réseau possède un gain très élevé permettant d'avoir une bonne résolution d'image ou une augmentation de la portée. Par conséquent, ce design montre beaucoup de potentiel pour des applications d'imageries à 94 GHz permettant de réaliser des images à plus haute résolution, tout en offrant la possibilité de concevoir des imageurs portatifs à taille compacte.

Parmi les améliorations futures à apporter à cette antenne 8x16 éléments, on peut citer le remplacement des coudes plan-H, utilisés pour compenser le déphasage créé par la distribution d'amplitude non uniforme de Villeneuve, par des déphaseurs double stub plan-E large bande (tableau 1 (a)). Ainsi, l'exploitation de la dimension verticale grâce au coude plan-E permet de réduire la taille du réseau de distribution. D'autre part, l'architecture d'antenne proposée peut être facilement transformable en intégrant des déphaseurs électroniques et des amplificateurs

distribués sur les lignes d'alimentation en GIS, permettant d'obtenir un réseau d'antenne active à balayage électronique présentant une alternative attrayante pour les systèmes micro-ondes et à ondes millimétriques temps réel. Cette opération, permettant de s'acquitter de la technique du balayage mécanique lente et encombrante, n'a pas été faite faute de temps. De plus, il est possible avec la structure dont on dispose d'implanter une polarisation circulaire permettant de capter plus d'informations sur une image.

Par ailleurs, dans l'éventualité de disposer de machines laser capables de creuser obliquement des fentes dans un substrat, il sera possible de générer une gamme complète de coudes plan-E avec différents angles d'inclinaison en utilisant la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (tableau 1 (b)), offrant ainsi plusieurs choix d'aménagement spatial des circuits micro-ondes.

Enfin, le sujet présenté constitue un vaste champ de recherche et un domaine très intéressant pour des actuelles et futures applications industrielles.

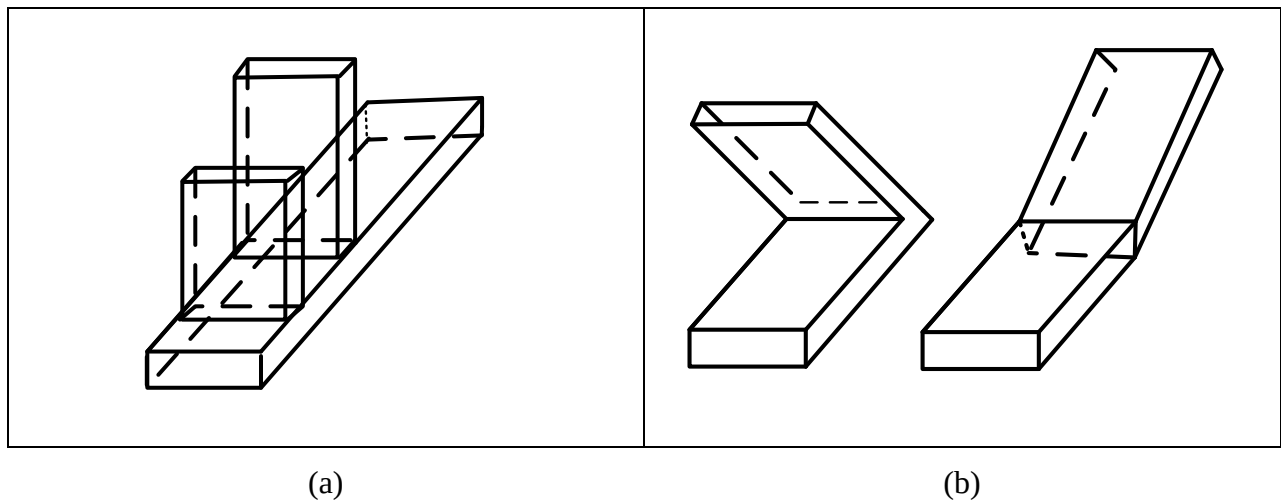


Tableau 1 : Différentes configurations basées sur le concept de coude plan-E : (a) déphaseur double stub plan-E, et (b) coudes plan-E inclinés.

RÉFÉRENCES

- Appleby R., et Lettington A. H., “*Passive millimetre wave imaging*,” *Communication Engineering Journal*, vol. 3, pp. 13-16, Fev. 1991.
- Chen H.-M., Lee S., Rao R. M., Slamani M.-A., and Varshney P. K., “*Imaging for concealed weapon detection: a tutorial overview of development in imaging sensors and processing*,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 22, pp. 52-61, Mar. 2005.
- Deslandes D. , et Wu K., “*Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide*,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 6, pp. 2516–2526, Juin 2006.
- Deslandes D., Cassivi Y., et Wu, K., “*Design Consideration and Perfonnance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components*,” *European Microwave Conference Proceedings*, 2002.
- Detlefsen E., Dallinger A., et Schelkshorn S., “*Approaches to millimeter-wave imaging of humans*,” *Proc. 1st European Radar Conference*, Amsterdam, pp. 279-282, Oct. 2004.
- Dow G. S., Lo D. C. W., Guo Y., Lin E. W., Chung T. T., Biedenbender M. D., Miromontes O., Marashi A., Yujiri L., Lee P. S. C., Shoucric M. M., et Allen B. R., “*Large scale W-band focal plane array for passive radiometric imaging*,” *Proc. IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, San Francisco, CA, pp. 369-372, Juin 1996.
- Goldsmith P. F., Hsieh C.-T., Huguenin G. R., Kapitzky J., et Moore E. L., “*Focal plane imaging systems for millimeter wavelengths*,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, pp. 1664-1675, Oct. 1993.
- Kim H., Duffy S., Herd J., et Sodini C., “*SiGe IC-based mm-wave imager*,” *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, New Orleans, LA, pp. 1975-1978, Mai 2007.
- Lettington A. H., Dunn D., Alexander N. E., Wabby A., Lyons B. N., Doyle R., Walshe J., Attia M. F., et Blankson I., “*Design and development of a high-performance passive millimeterwave*

imager for aeronautical applications,” Optical Engineering, vol. 44, pp. 093202-1- 093202-6, Sep. 2005.

Lettington A. H., Dunn D., Attia M., et Blankson I. M., “*Passive millimetre-wave imaging architectures*,” Journal of Optics A: Pure and Applied Optics, vol. 5, pp. 103-110, Jul. 2003.

Luthi T., et Matzler C., “*Stereoscopic passive millimeter-wave imaging and ranging*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, pp. 2594-2599, Aug. 2005.

Maas S. A., *Noise in Linear and Nonlinear Circuits*, Norwood, MA: Artech House, 2005.

Martin C., Clark S., Galliano J., et Lovberg J., “*Advances in millimeter-wave imaging technology for enhanced vision systems*,” Proc. 21st Digital Avionics Systems Conf., Irvine, CA, pp. 11-14, Oct. 2002.

Nyquist H., *Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors*, Physical Review, 1928.

Skou N., et Le Vine D., *Microwave Radiometer Systems*, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2006.

Sugawara S., Maita Y., Adachi K., Mori K., et Mizuno K., “*A mm-wave tapered slot antenna with improved radiation pattern*,” in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig, pp. 959–962, 1997.

Ulaby F. T., Moore R. K., Fung A. K., *Microwave Remote Sensing*, Addison-Wesley, 1981 (vol. 1), 1982 (vol.2), 1986 (vol. 3).

Vizard D. R., et Doyle R., “*Invited paper: Advances in millimeter wave imaging and radar systems for civil applications*”, IEEE MTT-S Int. Symp., San Francisco, CA, pp.94-97, June 2006.

Yngvesson S. K. S., Korzeniowski T. L., Kim Y. S., Kollberg E.L., et Johansson J. F., “*The tapered slot antenna - a new integrated element for mm wave applications*”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol.37, No.2 pp.365-374, Feb. 1989.

Yujiri L., Shoucri M., et Moffa P., “*Passive millimeter-wave imaging*,” IEEE Microwave Magazine, vol. 4, Iss. 3, Sep. 2003, pp. 39-50.