

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION ET ANALYSE DE COMBINEURS SPATIAUX DE PUISSANCE
POUR DES APPLICATIONS D'AMPLIFICATION ET DE MULTIPLICATION DE
FRÉQUENCES

MEKKI BELAID
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ELECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)
(GÉNIE ELECTRIQUE)
JANVIER 2004



National Library
of Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

Acquisitiions et
services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 0-612-90815-1

Our file Notre référence

ISBN: 0-612-90815-1

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

CONCEPTION ET ANALYSE DE COMBINEURS SPATIAUX DE PUISSANCE
POUR DES APPLICATIONS D'AMPLIFICATION ET DE MULTIPLICATION DE
FRÉQUENCES

présentée par: BELAID Mekki

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

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

M. BOSISIO Renato.G, M.Sc.A., président

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

M. KASHYAP Raman., Ph.D., membre

M. DELISLE, Gilles Y, Ph.D., membre

DÉDICACE

À mes parents, à mes enfants et à ma femme.

REMERCIEMENTS

Plusieurs personnes ont collaboré à la réalisation de tous les travaux de recherches effectués dans cette thèse et je voudrais particulièrement les remercier.

Les premières personnes à qui mes remerciements s'adressent sont les deux techniciens du laboratoire, Steve Dubé et Jules Gauthier, qui ont contribué de près à la fabrication et aux montages de tous les composants et de toutes les structures conçues. Leur aide ainsi que leurs judicieux conseils ont largement contribué, tout au long de ces années, à l'aboutissement de plusieurs résultats expérimentaux de façon concluante. Je voudrais aussi remercier Jean-Frédéric Gagné, Slim Boumaiza, Williams Darazio, Dominic Deslandres, Train Antonescu et particulièrement Raquel Martinez et Ginette Desparois pour leur aide et conseils.

Je voudrais remercier le professeur Jean-Jacques Laurin ainsi que Zacharia Ouairdirhi pour leur aide et leur autorisation à utiliser leur montage expérimental.

Je remercie mon directeur de recherche, Professeur Ke Wu pour la chance qu'il m'a offert de travailler à ses côtés. Son aide et sa collaboration ont été indispensables et inestimables. Elles m'ont permis de travailler dans un environnement où tous les moyens ont été mis à ma disposition pour réaliser mes travaux de la façon la plus efficace.

À mes parents, mes enfants et ma femme à qui je dédie ce travail et qui m'ont aidé à surmonter les moments difficiles et qui n'ont cessé de m'encourager tout au long de ces années.

RÉSUMÉ

Les composants MMIC connaissent de nos jours un développement remarquable. Elles permettent d'obtenir des performances inégalées par rapport aux systèmes basés sur des tubes à ondes progressives, au point de vue des performances électriques (consommation DC), des performances RF (largeur de bande, stabilité, bruit, gain, etc.), des coûts et de leurs encombrements. Reste que le niveau de la puissance de sortie de ces composants demeure modéré, et même faible, au fur et à mesure que la fréquence augmente. Par conséquent, pour des applications de hautes puissances, elles ne sont pas utilisables à moins de trouver un moyen de les combiner de façon efficace.

Jusqu'à environ 10 GHz, les réseaux de combineurs*/diviseurs traditionnels de puissance formés de lignes de transmissions permettent de combiner de façon efficace un grand nombre de composants qui fournissent des niveaux de puissance de sortie élevés. Au-delà de 10 GHz, la combinaison de composants semi-conducteurs en utilisant un réseau traditionnel devient rapidement inefficace lorsque leur nombre devient grand. Les différentes techniques de combinaison de la puissance dans l'espace permettent, de façon remarquable, de surmonter ce handicap en offrant une solution qui permet d'obtenir une très grande efficacité de combinaison pour un grand nombre de composants à combiner.

Les premières solutions qui ont été proposées utilisaient une topologie de type grille qui consistait à présenter à l'onde incidente une surface formée d'un maillage d'éléments actifs et positionnée perpendiculairement à la direction de propagation. Le signal amplifié est émis de l'autre côté de la grille ou encore du même côté, mais de polarisation perpendiculaire au signal incident. Dans un espace libre, cette solution est très intéressante. Par contre dans un guide rectangulaire, cette solution devient inutilisable faute d'espace à cause des dimensions du guide d'ondes rectangulaire. Cet effet devient encore plus insurmontable au fur et à mesure que la fréquence augmente, car les dimensions du guide d'ondes diminuent considérablement. Un autre désavantage de cette technique est qu'elle offre une largeur de bande très limitée.

La deuxième approche consiste à placer les éléments dans la direction de propagation de l'onde incidente. Dans cette approche, la technique consiste à utiliser un réseau de lignes à ailettes métalliques pour diviser et combiner de façon spatiale le mode TE_{10} .

Le premier amplificateur qui a été conçu fut donc basé sur une configuration qui utilise ces lignes de transmission à ailettes en bande Ku (12.5-18 GHz). Le seul mode qui se propage dans cette structure est le mode fondamental TE_{10} . Cette approche permet des applications sur de très larges bandes, ce qui est très intéressant dans le cas où l'on veut combiner des composants MMIC. Des résultats très prometteurs ont été obtenus avec cette configuration.

Au même moment, une équipe de chercheurs a publié des travaux se basant exactement sur la topologie que nous proposons. Les seules différences se situaient dans la bande de fréquence d'application (bande X dans leur cas) et dans la méthode de conception (il y avait aussi une autre différence qui se situait dans la transition entre la ligne à ailettes et les amplificateurs MMIC). Basée sur la conception de la structure déjà effectuée en bande Ku et sur les résultats obtenus par l'équipe du Dr Bob York, une nouvelle approche originale a été développée pour améliorer les performances d'un amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire (*Spatial Power Combiner Amplifier*) en utilisant un mode de propagation quasi-TEM à la place du mode TE_{10} . Pour obtenir le mode quasi-TEM, des surfaces sélectives en fréquence appelées UC-EBG ont été utilisées sur les surfaces latérales du guide d'ondes rectangulaire. Cette technique a permis d'améliorer considérablement les performances de l'amplificateur SPCA faisant passer l'efficacité de la structure de 70 % à 85 %. Par contre, une diminution importante de la bande de fréquence a été obtenue.

Pour améliorer cette lacune, une solution originale a été proposée permettant de faire passer la largeur de bande de 0.6 GHz à 1.4 GHz. Cette solution consiste à intégrer des éléments actifs sur les surfaces UC-EBG pour modifier leurs comportements en

fréquence. Avec cette nouvelle solution, une légère diminution de l'efficacité de la structure a été remarquée la faisant passer à 82 %.

Une fois ce projet complété, il s'agissait ensuite de déterminer si la structure pourrait opérer avec une plus grande efficacité de combinaison. Après plusieurs simulations, un résultat important a été obtenu montrant que la structure pourrait fournir une efficacité de combinaison pouvant atteindre les 92 % dans le cas d'une distribution de puissance uniforme sur les différents amplificateurs. C'est ce qui a poussé au développement d'une deuxième topologie qui va permettre d'obtenir jusqu'à 91 % d'efficacité de combinaison. Dans cette nouvelle configuration, un mode TE_{20} est utilisé à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire. Ce mode est obtenu après conversion du mode TE_{10} dans le même guide d'ondes rectangulaire. Cette nouvelle approche originale permet, pour un nombre d'amplificateurs bien déterminé, une distribution de la puissance égale sur ces amplificateurs.

Ce qui est remarquable avec cette technique, c'est que les dimensions du guide d'ondes rectangulaire sont largement augmentées pour permettre la propagation du mode TE_{20} , ce qui représente un grand avantage pour des applications à haute fréquence. La technique peut être étendue en générant à la place du mode TE_{20} un mode TE_{40} . Ce qui aurait pour impact une augmentation encore plus importante des dimensions physiques du guide d'ondes, et donc, une augmentation du nombre d'amplificateurs à combiner. D'ailleurs, une première configuration et quelques résultats expérimentaux de cette configuration ont été entrepris.

Différentes analyses ont aussi été élaborées pour évaluer la pertinence d'utiliser ce type de configuration par rapport à une configuration traditionnelle qui emploie des lignes de transmission pour réaliser les réseaux de division et de combinaison de la puissance. Cette étude fait ressortir les avantages indéniables de l'utilisation de cette technique pour combiner un grand nombre de composants et même pour des applications à basse fréquence (8 GHz). Une étude thermique a été aussi effectuée pour évaluer le comportement thermique de la structure et ainsi déterminer la capacité de la structure à

évacuer la chaleur pour maintenir les composants MMIC au-dessous de la température recommandée de fonctionnement.

La même approche a aussi été utilisée pour concevoir une nouvelle structure qui permet de combiner des multiplicateurs de fréquences. Le doubleur de fréquences est constitué de la combinaison de quatre doubleurs de fréquences MMIC opérant à son entrée dans la bande de fréquence entre 11 et 13 GHz et, à sa sortie, entre 22 et 26 GHz. Une augmentation de la puissance de sortie a été observée avec une efficacité de combinaison de 70 %. Les éliminations de la première et de la troisième harmonique sont respectivement égales à 70 dBc et 20 dBc grâce à la configuration de la structure formée de deux sections de guide d'ondes rectangulaire de dimensions différentes mises bout à bout.

Ce qui serait intéressant pour des applications futures, c'est de combiner aussi la technique d'illumination en utilisant un mode TE_{no} avec une application de multiplication de fréquences. Il existe sur le marché des doubleurs de fréquence MMIC qui fournissent 18 dBm à 77 GHz pour un signal d'entrée dont la puissance est égale à 5 dBm à 38.5 GHz. En combinant ces composants dans un guide d'ondes rectangulaire surdimensionné, des niveaux de puissances modérés et élevés pourraient être facilement obtenus. Ce type de structure pourrait être utilisé dans des applications qui suscitent de nos jours un grand intérêt, particulièrement les radars anticollision pour les automobiles.

ABSTRACT

MMIC devices experience a remarkable development nowadays. They make it possible to obtain unequalled performances compared to vacuum electronic devices. Remain that the output power of these devices remains moderate, and even weak as the frequency increases. However, solid-state electronics are generally more desirable in terms of size, weight, reliability, and manufacturability. Economic consideration can also favor solid-state systems which can be mass produced using modern IC technology. Consequently, for applications of high powers, they are not usable unless finding a way of combining them in an effective way. Until approximately 12 GHz, binary networks make it possible to combine in an effective way a great number of devices. Beyond 12 GHz, combining MMIC devices by using a binary network quickly becomes ineffective when the number of devices to be combine increases. The various techniques of spatial power combining allow, in a remarkable way, to overcome this handicap by offering a solution which makes it possible to obtain a very great combining efficiency for a great number of devices.

The first solutions which were studied used a topology called the tile tray approach which consisted to have a grid of active elements that is positioned perpendicularly to the propagation direction of the incident wave. The amplified signal is emitted on the other side of the grid or in the same side but with a perpendicular polarisation to the incidental signal. In an open space, this solution is very interesting. On the other hand in a rectangular waveguide, this solution quickly becomes unusable as the frequency increases because of the reduction of dimensions of the rectangular waveguide. It is also possible to use these grids inside a rectangular waveguide whose dimensions must be increased to accommodate this grid but excitation of higher order modes can degrade the performances of the structure. Another disadvantage of this technique is the limited bandwidth of application.

The second approach, called tray array, consists in placing the elements in the direction of the incidental wave. In this approach, it was thus necessary to find a technique which makes it possible to collect the TE_{10} mode to divide it and to combine it in space. After a research on the existing techniques, the ideal candidate was the Fin-line. The first amplifier which was designed was thus based on a configuration which uses these fin-lines in Ku band (12.5-18 GHz). The only mode which is propagated in this structure is fundamental TE_{10} mode. This approach allows applications on very broadband, which is very interesting if one wants to combine MMIC devices.

Very promising results were obtained from this configuration. Unfortunately, at the same time a team of researchers published work based exactly on topology that we propose. The only differences were at the levels of the frequency band (Band X in their case) and of the method of design (There was also another difference which located at the level of the transition between the fin-lines and the MMIC amplifiers). Based on the design already carried out in Ku band and on the results obtained by the team of professor York, a new original approach was developed to improve the performances of an SPCA amplifier in a rectangular waveguide. This new approach consisted of using a Quasi-TEM propagating mode inside the rectangular waveguide instead of the TE_{10} mode. To obtain the Quasi-TEM mode, frequency selective surfaces called UC-EBG were used on the two side of the rectangular waveguide. This technique made it possible to improve considerably the performances of amplifier SPCA making the combining efficiency structure passes from 70% to 85%. On the other hand, a major reduction in the frequency band was obtained. To improve this reduction, another original solution was proposed making it possible to pass from 0.6 GHz to 2.5 GHz of bandwidth. This solution consisted in integrating active elements on the UC-EBG surfaces to modify their behaviours in frequency. With this new solution, a light reduction in the effectiveness of the structure was noticed making it pass to 82%.

Once this project completed, it then acted to determine if the structure could operate with a greater combining efficiency. After several simulations, an important

result was obtained showing that the structure could provide a combining efficiency that can reach 92% in the case of a perfect uniform distribution of the power on the various amplifiers. In the case of the SPCA amplifier which uses a quasi-TEM mode, the distribution of the power on the amplifiers is not made in a perfectly uniform way. Remain that it is made in a better way than in the case of a TE_{10} illumination. It is thus possible to improve the effectiveness of combination and it is what pushed with the development of the second topology which will make it possible to obtain up to 91% of combining efficiency. In this new configuration, a TE_{20} mode is used inside the rectangular waveguide. This mode is obtained after conversion of a TE_{10} mode inside the same rectangular waveguide. This new original approach allows for a well defined number of amplifiers an equal distribution of the power between the amplifiers. Moreover, to allow the propagation of the TE_{20} mode, dimensions of the rectangular waveguide are increased considerably, which represents a great advantage to get more output power and a better heat dissipation of the structure. What is remarkable with this technique, it is that dimensions of the rectangular waveguide are largely increased, which represents a great advantage for applications at high frequencies. One could even extend this technique by generating instead of TE_{20} a TE_{40} . A first configuration and some results of this configuration were undertaken.

Various analyses also have been done to evaluate the relevance to use this type of configuration compared to a traditional configuration which employs planar transmission lines. This study emphasizes the undeniable advantages of the use of this technique for applications where we want to combine a great number of devices even for applications at low frequencies (8 GHz). A thermal study was also carried out to evaluate the thermal behaviour of the structure and thus to determine the capacity of the structure to evacuate heat to maintain MMIC amplifiers base temperature under a maximal recommended value.

The same approach was also used to design a new structure which makes it possible to combine frequency multipliers. The structure consisted of the combination of

four MMIC frequency multipliers operating in the frequency band at the input between 11 and 13 GHz and at its output between 22 and 26 GHz. Not only an increase in the output power was observed with a combining efficiency of 70% but suppression of the first and third harmonics were eliminated respectively by at least 70 dBc and 20 dBc without the addition of any filter. Suppression of the harmonics is done naturally thanks to the configuration of the structure.

What would be interesting for futures applications, it is to combine the technique of illumination by using a TE_{40} mode with an application of frequency multiplication. There's on the market of the MMIC frequency multipliers which provide 18 dBm at 77 GHz for an input power of 5 dBm at 38.5 GHz. By combining these components in an oversized rectangular waveguide, moderated and high powers levels could be easily obtained. This type of structure could be used in applications like anti-collision radars for automobiles.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	IV
REMERCIEMENTS	V
RÉSUMÉ	VI
ABSTRACT	X
TABLE DES MATIÈRES	XIV
LISTE DES TABLEAUX	XVIII
LISTE DES FIGURES	XIX
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XXVII
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 : LES TECHNIQUES DE COMBINAISONS SPATIALES DE PUISSANCES	4
1.1 Introduction	4
1.2 Les amplificateurs à ondes progressives (TWTA)	5
1.3 Les amplificateurs à base de semi-conducteurs et les techniques de combinaison de puissance	6
1.4 Architectures des combineurs spatiaux de puissances	9
1.5 Démonstrations expérimentales	13
Bibliographies	18
CHAPITRE 2 : COMBINEURS SPATIAUX DE PUISSANCE DANS UN GUIDE D'ONDES RECTANGULAIRE	20
2.1 Modélisation	20
2.1.1 Objectifs	21
2.1.2 Synthèse des dimensions physiques du profil optimal	22
2.1.3 Conception d'une transition entre une ligne à ailettes et une ligne micro-ruban pour alimenter les amplificateurs MMIC	27

2.2 Amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire utilisant un mode TE_{10}	28
2.2.1 Mesures des pertes d'insertion et de l'efficacité de combinaison.....	28
2.2.2 Mesures de la puissance de sortie P_{1dB}	30
2.2.3 Influence de la distribution de puissance sur l'efficacité de combinaison.....	33
2.3 Conception d'un amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire propageant un mode quasi-TEM.....	36
2.3.1 Analyse et conception de la surface UC-EBG	37
2.3.2 Mesure des performances de l'amplificateur SPCA en présence des surfaces UC-EBG passives	41
2.3.3 Modélisation et conception d'une surface UC-EBG active.....	42
2.3.4 Mesure des performances de l'amplificateur SPCA en présence des surfaces UC-EBG actives	45
Références	47
CHAPITRE 3 : CONCEPTION ET ANALYSE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE SPCA UTILISANT UN NOUVEAU CONVERTISSEUR DE MODE TE_{10} À TE_{20}	49
3.1 INTRODUCTION ET MOTIVATION.....	49
3.2 Conception du convertisseur de mode.	50
3.2.1 Détermination de la bande de fréquence d'opérations du convertisseur.	51
3.3.2 Conception du déphasage de 180° entre les deux ailettes profilées.....	52
3.3.4 Mesures des performances des lignes à déphasage.....	57
3.3.5 Mesures et caractérisation du convertisseur de mode.....	62
3.3.6 Mesures du profil du champ électrique à la sortie du convertisseur de mode .	63
3.3.7 Méthode de simulation	69
3.3.8 Analyse de la transition entre le guide d'ondes rectangulaire et le câble coaxial.	70
3.3.9 Analyse du convertisseur de mode en configuration ligne à ailettes.	73

3.3.10 Convertisseur de mode en configuration ligne microruban	81
3.4 Conception d'un amplificateur SPCA en utilisant le convertisseur de mode.	85
3.4.1 Description de la configuration.....	85
3.4.2 Conception et modélisation d'une transition entre une ligne microruban et une ligne à ailettes à impédances caractéristiques différentes.	87
3.4.3 Mesure et caractérisation de l'amplificateur MMIC.....	90
3.4.4 Mesure de l'amplificateur SPCA.....	94
Références	101
CHAPITRE 4 : MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCES SPCFM	103
4.1 INTRODUCTION ET MOTIVATION.....	103
4.2 Conception d'un multiplicateur de fréquences utilisant la technique CSP dans un guide d'ondes rectangulaire	104
4.2.1 Conception des guides à ailettes profilées.	105
4.2.2 Mesure et caractérisation du doubleur de fréquence MMIC CHX2090.	107
4.2.3 Mesure et caractérisation du SPCFM.	110
Références	115
CHAPITRE 5 : ANALYSE DES PERFORMANCES DES COMBINEURS SPATIAUX DE PUISSANCE.....	116
5.1 Efficacités de combinaison et rendement en puissance ajoutée (PAE).....	116
5.2 Analyse de la linéarité du système.	121
5.3 Influence de la topologie de division et combinaison de la puissance.....	123
5.4 Comportement du bruit de phase	128
5.5 Figure de Bruit	130
5.6 Plage dynamique	132
5.7 Analyse thermique de l'amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire.	132
Références	140
CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS	141

ANNEXE 1 : PUBLICATIONS	144
-------------------------------	-----

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 Comparaison entre les amplificateurs TWTA et SPCA (Spacial Power Combiner Amplifier)	17
Tableau 3.1 Résultats de simulation de la section à déphasage en ligne à ailettes.....	54
Tableau 3.2 Résultats de simulation de la section à déphasage en ligne microruban. ...	54

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Différence entre une structure traditionnelle (lignes de transmission) et une structure qui utilise la technique CSP, (a) topologie traditionnelle, (b) topologie CSP.	7
Figure 1.2 Puissance de sortie disponible versus le nombre d'amplificateurs dans le cas de l'utilisation d'un diviseur/combineur de puissance du type Wilkinson.	8
Figure 1.3 Architectures de CSP : (a) combineur quasi optique, (b) grille active dans un guide d'ondes rectangulaire, (c) grille active dans un guide d'ondes rectangulaire élargi.	10
Figure 1.4 Approche : (a) verticale, (b) horizontale, (c) grille de Rutledge, (d) matrice d'antennes.	12
Figure 1.5 Amplificateur de puissance développé au laboratoire de l'université de Californie à Santa Barbara [11-13].	14
Figure 1.6 Amplificateur développé au centre de recherche Lockheed Martin et à l'université de la Caroline du Nord [14-15].	15
Figure 1.7 Amplificateur développé au centre de recherche Caltech [16].	16
Figure 1.8 Amplificateur développé au centre de recherche Sanders [17].	16
 Figure 2.1 Amplificateur SPCA dans guide d'ondes rectangulaire.	 21
Figure 2.2 Illustration du problème pour la conception et la synthèse du profil optimal.	22
Figure 2.3 Circuit équivalent en ligne de transmission pour modéliser le réseau de lignes à ailettes profilées.	23
Figure 2.4 Coupe transversale du combineur spatial dans un guide d'ondes rectangulaire formé de deux cartes sur lesquelles sont imprimées deux ailettes métalliques.	25

Figure 2.5 Calcul de la constante de propagation en fonction : (a) de la position le long du profil z (équation 2.6), (b) de l'espacement w entre les ailettes métalliques effectué avec le logiciel HFSS.....	26
Figure 2.6 Largeur de l'espacement entre les ailettes en fonction de la position sur le profil.	26
Figure 2.7 (a) Transition entre ligne micro-ruban et ligne à ailettes, (b) mesure du coefficient de réflexion, (c) mesure des pertes d'insertion.	28
Figure 2.8 Mesures du coefficient de réflexion et des pertes d'insertion du combineur spatial de puissance.....	29
Figure 2.9 Photographie de l'amplificateur SPCA.....	29
Figure 2.10 Mesures des paramètres S des amplificateurs MMIC et SPCA.	31
Figure 2.11 Mesure de la puissance de sortie P_{1dB} de l'amplificateur MMIC et SPCA et de l'efficacité de combinaison en fonction de la fréquence.....	32
Figure 2.12 Déformation des cartes lors de l'assemblage.	33
Figure 2.13 Disposition des cartes à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire et profil du champ électrique du mode TE_{10}	33
Figure 2.14 Effet de la distance d_n sur la distribution de puissance sur les cartes dans le cas d'une topologie à six cartes.	34
Figure 2.15 Modèle développé sur ADS pour simuler l'effet de la distribution non uniforme de la puissance sur les cartes.....	35
Figure 2.16 Effet de la distance d_n sur la puissance de sortie P_{1dB} et sur l'efficacité de combinaison de l'amplificateur SPCA.	35
Figure 2.17 Surface UC-EBG et montage expérimental pour mesurer la fréquence de résonance de la surface.	38
Figure 2.18 Circuit équivalent de la surface UC-EBG et courbe de l'impédance d'entrée du circuit en fonction de la fréquence.....	39
Figure 2.19 Mesure et simulation de la différence de phase des coefficients de réflexion entre la surface UC-EBG et la surface métallique.	39

Figure 2.20 (a) Guide d'ondes rectangulaire WR62 avec surfaces UC-EBG, (b) mesure du coefficient de transmission lorsqu'un mode TE_{10} alimente le guide d'ondes.....	40
Figure 2.21 Mesure de la puissance de sortie P_{1dB} et de l'efficacité de combinaison de l'amplificateur SPCA dans un guide d'ondes quasi TEM.....	41
Figure 2.22 Mesures des paramètres des amplificateurs SPCA avec et sans la surface UC-EBG.....	42
Figure 2.23 Cellule équivalente pour la surface UC-EBG.	43
Figure 2.24 Circuit équivalent de la cellule UC-EBG active	43
Figure 2.25 (a) Circuit expérimental pour la mesure du coefficient de réflexion de la surface active UC-EBG, (b) mesure et simulation de la fréquence de résonance de la surface active UC-EBG.....	45
Figure 2.26 Mesure du gain de l'amplificateur SPCA en fonction de la tension inverse de polarisation des diodes varactor.....	46
Figure 2.27 Mesure en fonction de la fréquence (a) de la puissance P_{1dB} de l'amplificateur SPCA dans le cas de l'utilisation des surfaces UC-EBG passives et actives, (b) de l'efficacité de combinaison dans les deux cas.....	47
Figure 3.1 Distribution du champ électrique à l'intérieur d'un guide d'ondes rectangulaire pour le mode TE_{10} et TE_{20}	50
Figure 3.2 Convertisseur de mode TE_{10} à TE_{20}	51
Figure 3.3 Détermination de la zone d'opération possible du convertisseur de mode dans le guide d'ondes rectangulaire WR90.....	52
Figure 3.4 Réalisation et dimensions physiques de la ligne à déphasage en ligne à ailettes.....	53
Figure 3.5 Réalisation et dimensions physiques de la ligne à déphasage en ligne microruban.....	55
Figure 3.6 Mesure et simulation de la transition entre le guide d'ondes WR90 et la ligne coaxiale en configuration bout à bout : (a) Coefficient de réflexion, (b) Pertes d'insertion.....	57

Figure 3.7	Convertisseur de mode TE_{10} à TE_{20} .	58
Figure 3.8	Mesure des coefficients de réflexion et de pertes d'insertion : (a) dans le cas de la ligne à ailettes, (b) dans le cas de la ligne microruban.	60
Figure 3.9	Mesures des différences de phase entre les cartes 0° et les cartes 180° .	60
Figure 3.10	Mesure des pertes d'insertion dans le cas d'une ligne à ailettes à 180° et sans couvercle.	62
Figure 3.11	Mesure des coefficients de réflexion du convertisseur de mode pour les deux types de configurations (ligne microruban et ligne à ailettes).	62
Figure 3.12	Extraction des courants magnétiques d'une ligne coplanaire par une mesure en champ proche.	64
Figure 3.13	Sonde de mesure développée au laboratoire Poly-Grames [4].	64
Figure 3.14	Système de mesures en champ proche : (a) montage expérimental, (b) photographie du montage.	65
Figure 3.15	Mesure du profil du champ électrique à l'intérieur du guide d'ondes en amplitude et en phase dans le cas de la ligne à ailettes.	67
Figure 3.16	Mesure du profil du champ électrique à l'intérieur du guide d'ondes en amplitude et en phase dans le cas de la ligne microruban.	68
Figure 3.17	Configuration des champs électriques produits par chaque carte et le résultat de l'addition vectorielle de ces deux modes.	69
Figure 3.18	Vue du convertisseur de mode découpé.	70
Figure 3.19	Résultat de simulation de la transmission du mode TEM aux trois modes TE_{10} , TE_{20} et TE_{01} à travers la transition entre le guide d'ondes rectangulaire et le câble coaxial.	71
Figure 3.20	Simulation et mesure de la transition entre le guide d'ondes et le câble coaxial : (a) circuit utilisé dans ADS pour la simulation. Résultats de simulation et de mesure en considérant : (b) tous les modes, (c) le mode TE_{20} court-circuité, (d) le mode TE_{01} court-circuité.	73

Figure 3.21	Modèle utilisé dans HFSS pour simuler la transition entre le guide d'ondes et les deux ailettes métalliques profilées.....	74
Figure 3.22	Modèle utilisé pour la simulation sur le logiciel ADS.....	74
Figure 3.23	Simulation du convertisseur de mode pour différente longueur du guide d'ondes rectangulaire.....	75
Figure 3.24	Double ligne à ailettes avec un déphasage égal à 0°	76
Figure 3.25	Distribution de l'amplitude du champ électrique à la sortie du convertisseur de mode dans le cas d'une différence d'amplitude de 25 % entre les deux cartes..	77
Figure 3.26	Résultats de simulations du convertisseur de mode : (a) cas réel, (b) cas idéal. Influence de : (c) de la différence d'amplitude, (d) du déphasage non égal à 180° entre les deux cartes.	79
Figure 3.27	Simulation de l'effet d'erreur de phase et d'amplitude sur le profil du champ électrique du mode TE_{20} à la sortie du convertisseur de mode.....	81
Figure 3.28	Modèle utilisé dans HFSS pour simuler la transition entre les lignes à ailettes et les lignes microruban.....	82
Figure 3.29	Simulation du convertisseur de mode en configuration microruban : (a) cas de la présence de tous les modes, (b) mode TE_{20} court-circuité, (c) modes TE_{20} et TE_{01} court-circuités.....	83
Figure 3.30	Simulation du convertisseur de mode en configuration microruban : (a) cas réel, (b) cas idéal où le déphasage est égal à 180° avec une différence d'amplitude nulle entre les deux cartes.....	84
Figure 3.31	Amplificateur SPCA : (a) concept (b) photographie.....	86
Figure 3.32	Modèle électrique de la transition entre la ligne microruban et la ligne à ailettes métalliques.....	87
Figure 3.33	Simulation du modèle électrique de la transition : (a) cas d'impédance égale, (b) cas d'impédance différente.	88
Figure 3.34	Conception de la transition à impédances différentes sur HFSS : (a) structure simulée, (b) résultat de simulation, (c) dimensions physiques.	90

Figure 3.35 Montage expérimental pour la mesure de la puissance de sortie de l'amplificateur MMIC MAAPGM0040.....	91
Figure 3.36 Mesures expérimentales de l'amplificateur MMIC MAAPGM0040 : (a) paramètres S, (b) puissance de sortie et gain en fonction de la puissance d'entrée à 14,5 GHz, (c) puissance de sortie P_{1dB} en fonction de la fréquence.	92
Figure 3.37 Montage expérimental pour la mesure du point d'interception d'ordre 3 (IP3).	93
Figure 3.38 Spectre à la sortie d'un amplificateur dont l'entrée est alimentée par deux porteuses f_1 et f_2	93
Figure 3.39 Mesure de IP_3 de l'amplificateur MMIC.....	94
Figure 3.40 Mesure : (a) des paramètres S de l'amplificateur SPCA sans amplificateurs MMIC, (b) mesure du profil du champ électrique à la sortie de l'amplificateur SPCA.	95
Figure 3.41 Montage de l'amplificateur MMIC dans la fixation et connections aux circuits RF et DC.	96
Figure 3.42 Mesures des paramètres S de l'amplificateur SPCA et MMIC.....	98
Figure 3.43 (a) Courbe de mesure de la puissance de sortie et du gain de l'amplificateur SPCA à 14,5 GHz, (b) mesure de la puissance P_{1dB} et de l'efficacité de combinaison en fonction de la fréquence, (c) comparaison entre la puissance de sortie d'un seul amplificateur MMIC et celle de l'amplificateur SPCA.	100
Figure 3.44 Mesure du point d'interception d'ordre trois IP_3 et de l'efficacité de combinaison de l'amplificateur SPCA.	101
Figure 4.1 Multiplicateur de fréquences SPCFM utilisant la technique CSP.	105
Figure 4.2 Configuration du guide à ailettes profilées.	106
Figure 4.3 Configuration de la transition entre les guides à ailettes et les lignes micro-ruban.	106
Figure 4.4 Modèle utilisé dans ADS pour simuler le doubleur de fréquence SPCFM.	107
Figure 4.5 Montage pour la mesure du doubleur de fréquence CHX2090.....	108

Figure 4.6 Mesure des paramètres S du doubleur de fréquence CHX2090.....	109
Figure 4.7 (a) Montage expérimental pour la mesure de la réponse harmonique du doubleur de fréquence CHX2090, (b) résultats de mesures.	110
Figure 4.8 Mesure des coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de la structure.	111
Figure 4.9 Montage expérimental utilisé pour estimer les pertes d'insertion de la structure.	111
Figure 4.10 Mesure de la puissance de sortie du SPCFM ainsi que de l'efficacité de combinaison.....	112
Figure 4.11 Mesure de la puissance des trios harmoniques à la sortie du SPCFM.	113
Figure 4.12 Photographie du SPCFM	114
Figure 5.1 Comparaison entre différents amplificateurs provenant de différentes compagnies à 18 GHz [1].	117
Figure 5.2 Topologie générale d'un diviseur/combineur de puissance à N étages.....	118
Figure 5.3 PAE normalisé calculé selon les équations 3.8 et 3.9	119
Figure 5.4 Topologie générale d'un diviseur/combineur de puissance à N étages avec un étage d'amplification à l'entrée du réseau.	121
Figure 5.5 Comparaison de l'efficacité de combinaison entre une topologie traditionnelle et une topologie spatiale.	124
Figure 5.6 Mesure des pertes d'insertion d'un diviseur de puissance Wilkinson provenant de la compagnie Merrimack, modèle PDK-35R-23G.....	125
Figure 5.7 Calcul du rendement en puissance ajoutée du système en fonction de la puissance individuelle du composant MMIC en supposant que la puissance de sortie est de 40 W.	127
Figure 5.8 Amplificateurs MMIC provenant de la compagnie M/A-COM, Modèle MAAPGM0040-DIE et MAAPGM0018-DIE.....	127
Figure 5.9 Notations utilisées pour l'analyse du bruit de phase d'un système combineur/diviseur de puissance.....	128

Figure 5.10	Figure de bruit des amplificateurs MMIC et SPCA.....	131
Figure 5.11	Montage de la plaque de laiton sur la fixation d'aluminium.	134
Figure 5.12	Résultat de simulation de l'amplificateur SPCA dans le cas où le nombre d'amplificateurs MMIC est égal à 12 réparties sur 6 cartes : (a) vue de l'intérieur de la structure, (b) vue des surfaces de contact entre les amplificateurs MMIC et la plaque de laiton.....	136
Figure 5.13	Influence du nombre et de l'emplacement des amplificateurs sur leur élévation de température.....	138
Figure 5.14	Influence des dimensions physiques de la plaque de laiton sur la température d'opération de la base des amplificateurs MMIC.....	138
Figure 5.15	Capacité thermique maximale de la structure SPCA dans le cas où $N = 12$ amplificateurs.....	139
Figure C.1	Architecture du générateur du mode TE_{40} dans un guide d'ondes rectangulaire.....	142

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ACPR	: Adjacent Chanel Power Ratio
ADS	: Advanced Design System
CEP	: Conducteur Électrique Parfait
CMP	: Conducteur Magnétique Parfait
CSP	: Combineurs Spatiaux de Puissance
EVM	: Error Vector Magnitude
FDTD	: Finite Difference Time Domain
GPIB	: General Purpose Interface Bus
HFSS	: High Frequency Structure Simulator
HP	: Hewlett-Packard
LMDS	: Local Multipoint Distribution Service
MMIC	: Monolithic Microwave Integrated Circuits
PAE	: Power Added Efficiency
PHEMT	: Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
SE	: Surface Électrique
SFDR	: Spurious-Free Dynamic Range
SM	: Surface Magnétique
SOM	: Scattering Optimization Method
SPCA	: Spatial Power Combiner Amplifier
SPCFM	: Spatial Power Combiner Frequency Multiplier
SSF	: Surface Sélective en Fréquence
TRL	: Thru Reflect Line
TWTA	: Travelling Wave Tube Amplifiers
UC-EBG	: Uniplanar Compact Electromagnetic Band-Gap structure

INTRODUCTION

Les nouvelles applications militaires et civiles exigent de nos jours des puissances considérables dans des bandes de fréquence micro-ondes et millimétriques. Pour satisfaire ces besoins en puissance, les amplificateurs basés sur des tubes à ondes progressives (TWTA) sont souvent utilisés pour produire ces différents niveaux de puissance. Cependant, ces dispositifs sont encombrants, coûteux, exigent des tensions de fonctionnement élevées et ont une durée de vie limitée.

Comme option, les dispositifs semi-conducteurs à l'état solide offrent plusieurs avantages comme la légèreté, une taille réduite, une plus grande largeur de bande et des tensions d'alimentations beaucoup plus faibles. Ces avantages mènent à une réduction des coûts dus aux techniques de fabrication et de montage. Cependant, à mesure que la fréquence augmente, la puissance de sortie de ces dispositifs semi-conducteurs diminue à cause de la réduction de leurs tailles physiques. Par conséquent, pour réaliser des amplificateurs hautes puissances en utilisant ces composants, il est nécessaire de combiner ces dispositifs semi-conducteurs.

Les combineurs traditionnels de puissance (binaires) sont très rapidement limités dans le nombre de dispositifs qu'ils peuvent combiner. Pour surmonter ces limitations et ainsi produire des niveaux de puissance élevée dans des bandes de fréquence micro-ondes et millimétriques, des développements considérables ont été effectués ces dernières années dans le domaine des combineurs spatiaux de puissance et des combineurs quasi optiques. La compréhension fondamentale de cette technique a surtout été faite par une recherche expérimentale. Plusieurs expérimentations ont été réalisées en utilisant cette technique, ce qui a permis de la valider et ainsi de démontrer qu'il est possible d'obtenir des niveaux de puissances élevées atteignant parfois des centaines de Watt avec une grande efficacité.

Il reste un grand travail à effectuer pour la modélisation et le développement d'outils pour la conception des structures à combinaison spatiale de puissance. Cette opération est complexe et représente un vrai défi pour le concepteur.

Concevoir et analyser une structure permettant de combiner des composants MMIC dans un guide d'ondes rectangulaire représentent l'objectif principal de cette recherche.

Cette thèse est organisée de la façon suivante. Au chapitre 1, des comparaisons entre les techniques de combinaisons spatiales de puissances, des techniques de combinaisons traditionnelles (binaires) et des amplificateurs de puissance basés sur des tubes à ondes progressives ont été effectuées.

Le chapitre 2 présente la modélisation et l'analyse d'un amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire utilisant un mode TE_{10} . Cette première étape permet de dégager les avantages et les inconvénients de cette technique lorsqu'elle est utilisée dans un guide d'ondes rectangulaire. Dans la deuxième partie de ce chapitre, la conception d'un nouvel amplificateur SPCA est décrite. Cet amplificateur SPCA utilise une mode différent du mode TE_{10} .

Le chapitre 3 présente la conception et l'analyse d'un convertisseur de mode TE_{10} à TE_{20} . Ce convertisseur est ensuite utilisé dans la conception d'un amplificateur SPCA.

Le chapitre 4 introduit une application différente de celle présentée précédemment. Les amplificateurs MMIC sont remplacés par des doubleurs de fréquence.

Au chapitre 5, plusieurs analyses détaillées sur les performances, les avantages et les inconvénients des techniques de combinaisons spatiales et traditionnelles de la puissance sont données.

Les principales contributions dans cette thèse sont les suivantes :

- Développement d'une méthode permettant de concevoir rapidement un combineur spatial de puissance dans un guide d'ondes rectangulaire;

- Modélisation d'une surface sélective en fréquence UC-EBG et intégration de diodes varactor sur la surface pour modifier la fréquence de résonance de la surface;
- Conception d'un nouvel amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire dont le mode de propagation est presque du type TEM ;
- Conception d'un nouveau convertisseur de mode permettant de passer du mode TE_{10} au mode TE_{20} . Utilisation de ce convertisseur de mode dans un nouvel amplificateur SPCA.
- Conception d'un nouveau multiplicateur de fréquences qui utilise la technique de combinaison spatiale de puissance;
- Conception d'une transition entre une ligne micro-ruban et une ligne à ailettes métalliques à impédances différentes.

CHAPITRE 1

LES TECHNIQUES DE COMBINAISONS SPATIALES DE PUISSANCES

1.1 Introduction

L'histoire de la technologie micro-ondes et hyperfréquences est l'histoire de l'avancement de la technologie et des techniques pour générer, amplifier et traiter les signaux dans des bandes de fréquence micro-ondes. Inventé en 1940, le tube à ondes progressives a été un élément clé dans les systèmes micro-ondes et en particulier pour les radars, les systèmes de communications satellites et sans fil. De nos jours, ces systèmes sont le choix dominant dans le cas de conception d'amplificateur de puissance de 10 W et plus et à partir de 4 GHz.

Une alternative à ces amplificateurs est la technique de combinaison de puissance. Cette technique a été massivement utilisée pour améliorer la puissance de sortie des composants semi-conducteurs à l'état solide. Deux types de techniques existent. La première technique porte le nom de technique traditionnelle et la deuxième de technique spatiale. La technique traditionnelle a le désavantage de produire une mauvaise efficacité de combinaison lorsque le nombre de composants à combiner est grand alors que la technique spatiale a été proposée justement pour combiner un très grand nombre de composants de façon efficace et ainsi être en compétition avec les amplificateurs à ondes progressives.

1.2 Les amplificateurs à ondes progressives (TWTA)

Les amplificateurs TWTA sont largement utilisés pour des applications militaires et commerciales exigeant des niveaux élevés de puissances dans des bandes de fréquence micro-ondes et millimétriques. Ils sont aussi abondamment utilisés dans les systèmes de communications à cause de leur importante largeur de bande.

Ces amplificateurs sont des systèmes très complexes et ils exigent de ceux qui les conçoivent une très grande expertise dans plusieurs domaines différents. Seulement quelques unités peuvent être fabriquées par mois. Cependant, ce sont les seuls amplificateurs qui peuvent couvrir en entier les bandes de fréquence C, X, Ku et même une grande partie de la bande Ka. Ils fournissent dans ces bandes de fréquence des puissances variant de 10 à 3000 W. Ces deux caractéristiques, largeur de bande et puissance, ont fait de ces amplificateurs le choix dominant pour les amplificateurs de puissance dans les systèmes de communication. L'avancement aux cours des années a permis d'améliorer leurs efficacités qui atteignent 70 % pour des applications à faible largeur de bande et 50 % dans le cas d'application large bande. Par contre, ces amplificateurs sont considérablement grands et pesants. Ils ont besoin de tensions d'alimentations très élevées; ce qui nécessite l'ajout de circuits complexes. Ces amplificateurs ne sont pas très linéaires, ce qui implique qu'il faut les opérer à des niveaux plus faibles de puissances de sortie ou encore il faut ajouter des circuits de linéarisation. Les circuits de linéarisations augmentent considérablement la complexité et le prix de l'amplificateur TWTA. Chaque petite augmentation de l'efficacité coûte très chère. Un amplificateur de puissance TWTA à haute efficacité peut valoir jusqu'à un demi-million de dollars.

Plus récemment, un nouvel amplificateur appelé Module de Puissance Micro-ondes MPM a été développé [1]. En bref, ce module est une combinaison d'un amplificateur à base de semi-conducteurs et d'un amplificateur TWT plus petit et

possédant les mêmes caractéristiques de gain et de largeur de bande qu'un amplificateur TWTA. Aussi, il opère à des niveaux de tensions d'alimentations plus faibles. Cependant, ces modules exigent aussi une expertise très avancée pour leurs assemblages et leurs tests, et donc, un prix très élevé et un faible taux de production.

1.3 Les amplificateurs à base de semi-conducteurs et les techniques de combinaison de puissance

Les progrès réalisés ces dernières années ont permis aux composants MMIC d'augmenter leurs niveaux de puissance de sortie. Par exemple, il est possible de trouver sur le marché des composants MMIC qui fournissent une puissance de 10 W en bande Ku. Cependant, il reste que ces niveaux de puissance sont insuffisants pour plusieurs applications militaires et commerciales. Il n'est donc pas étonnant que les amplificateurs à base de tubes à vide restent la technologie la plus dominante lorsqu'il s'agit d'applications hautes puissances. Cependant, les composants semi-conducteurs sont en général plus avantageux à cause de leurs dimensions, leurs poids, leurs durées de vie et leurs fabrications. Les considérations économiques sont aussi un facteur en faveur des systèmes à base de composants semi-conducteurs. Grâce aux techniques de fabrications intégrées, ces systèmes deviennent très attrayants pour la production de masse.

Les techniques de combinaisons de puissance ont été largement étudiées, analysées, et utilisées. Le combineur traditionnel (figure 1.1.a) est une des structures les plus populaires. Il existe une limite supérieure au nombre d'éléments qui peuvent être combinés avec ces combineurs traditionnels. Par conséquent, il existe aussi une limite supérieure au-delà de laquelle il n'est pas possible d'obtenir une puissance additionnelle même si plus d'amplificateurs sont combinés. Ceci est dû aux pertes liées aux lignes de transmission et à l'augmentation de la complexité des réseaux de division et de combinaison de la puissance. La topologie traditionnelle est composée de lignes de

transmission pour les deux réseaux d'entrée et de sortie. L'addition d'éléments actifs rallonge les lignes de transmission ainsi que le nombre de noeuds dans le circuit de combinaison et de division de la puissance. Ceci a pour effet de tuer tous les avantages de ces combineurs de puissance. La figure 1.2 montre les résultats de l'analyse d'un réseau de combineurs traditionnels de puissance (Diviseur/Combiner de Wilkinson) pour des amplificateurs MMIC à 10 GHz, 32 GHz et 94 GHz. Cette analyse est basée sur des lignes de transmission qui ont été optimisées à chaque fréquence d'opération des amplificateurs.

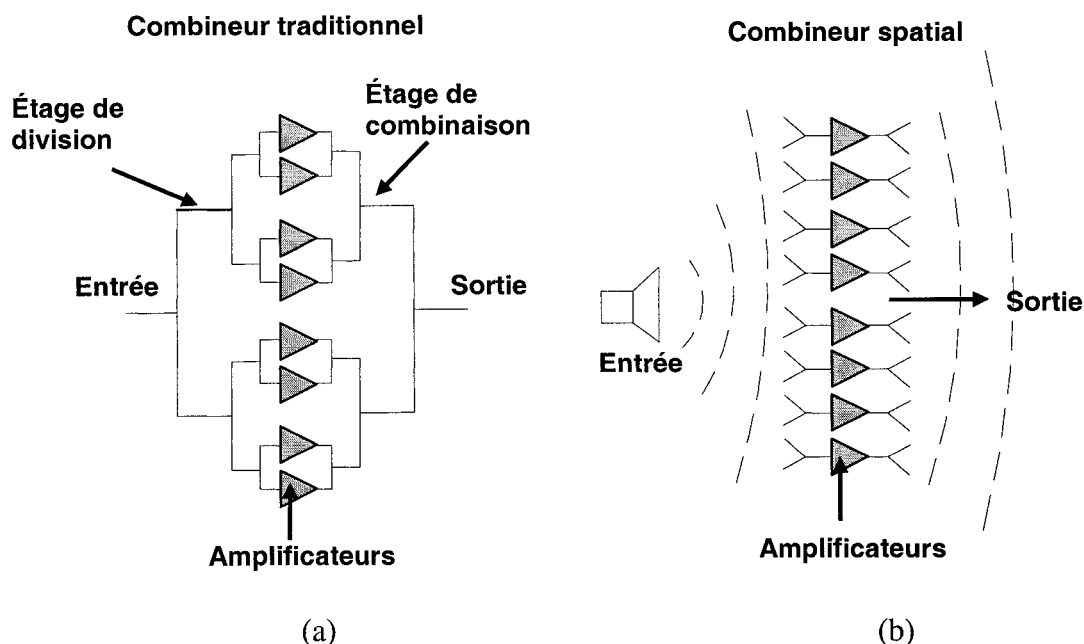


Figure 1.1 Différence entre une structure traditionnelle (lignes de transmission) et une structure qui utilise la technique CSP, (a) topologie traditionnelle, (b) topologie CSP.

La puissance de sortie est normalisée par rapport à la puissance d'un seul amplificateur. Les données sont discrètes. Les courbes ont été tracées à travers ces points discrets pour une meilleure compréhension. De plus, sur cette figure, des lignes ont été tracées pour représenter des efficacités de combinaisons constantes de 70 % et 90 %. Ces valeurs s'appliquent, en général, à des combineurs spatiaux. Ces derniers lorsqu'ils sont

bien conçus ont des efficacités de combinaison dans ces ordres de grandeur. Pour un nombre des éléments à combiner relativement faible, l'efficacité du combineur reste constante.

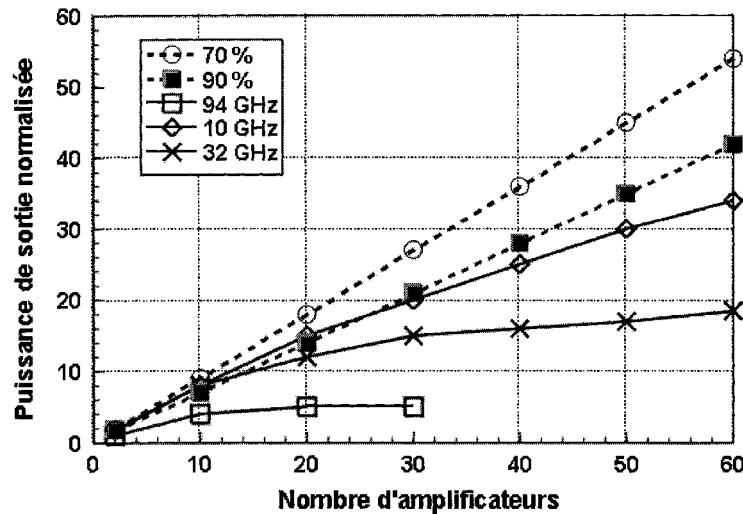


Figure 1.2 Puissance de sortie disponible versus le nombre d'amplificateurs dans le cas de l'utilisation d'un diviseur/combineur de puissance du type Wilkinson.

De plus, lorsque le nombre d'amplificateurs à combiner est petit, les combineurs traditionnels sont plus efficaces. Si le nombre d'amplificateurs augmente, l'utilisation de combineurs spatiaux devient plus avantageuse. Plus la fréquence augmente et plus les différentes pertes (diélectrique, conduction et rayonnement) augmentent rapidement rendant l'utilisation des combineurs traditionnels impossible, ce qui est visible sur la figure 1.2. À ces fréquences élevées, même pour un petit nombre d'amplificateurs, les combineurs spatiaux sont une meilleure solution.

La topologie CSP (combineur spatial de puissance) a été utilisée dans différentes applications par exemple la combinaison de mélangeurs, d'oscillateurs, et de multiplicateurs de fréquence et autres applications. Toutes ces applications ont démontré le potentiel de cette technique.

Au cours des dernières années, beaucoup de travaux de recherches ont été effectués pour la modélisation et l'analyse de ces structures. Ceci a permis de développer

de nouveaux outils pour concevoir ce type de structure et pour transférer cette connaissance aux concepteurs de circuits micro-ondes. Les modèles théoriques sur la stabilité [2], l'efficacité, le bruit [3-4] et l'analyse modale [5] pour des combineurs spatiaux ont été formulés. Dans de telles structures denses et compliquées où les interactions électromagnétiques avec des éléments non linéaires sont importantes, la clé du succès pour ce type de technologie passe par une modélisation pour faciliter leurs conceptions. Pour la modélisation de ces structures, une méthode très intéressante et facile d'utilisation a été développée. Cette technique est appelée méthode de la cellule unitaire. Elle consiste à extraire de la structure une cellule unitaire. Cette cellule est ensuite placée dans un cube dont les faces sont remplacées par des conditions aux frontières (mur électrique ou magnétique selon le cas). De cette manière, le comportement de l'ensemble de la structure peut être modélisé, simulé et analysé. La méthode numérique FDTD ou un logiciel commercial sont utilisés ensuite pour simuler cette structure. Cette technique de modélisation a été vérifiée expérimentalement, ce qui donne beaucoup de maturité à cette technologie.

1.4 Architectures des combineurs spatiaux de puissances

Le terme combineur spatial de puissance s'applique à toute structure qui permet de coupler les puissances de composants dans l'espace. Un autre terme qui est souvent utilisé est le terme « Combineur de puissance quasi optique ». Ce dernier n'est qu'un sous domaine des combineurs spatiaux de puissance. Cette approche est utilisée lorsque les dimensions physiques de la structure deviennent 10 fois plus grandes que la longueur d'onde dans l'espace libre. Les premières architectures de CSP étaient formées d'une matrice de composants actifs couplés à un champ électromagnétique. Le champ était contrôlé dans l'espace par des lentilles et des miroirs. C'est pour cette raison que ces structures portent le nom de combineurs quasi optiques. Plus récemment, le terme a été utilisé pour des systèmes formés de grille qui sont excités dans l'espace libre sans l'utilisation de lentilles ou de miroirs pour focaliser le champ électromagnétique.

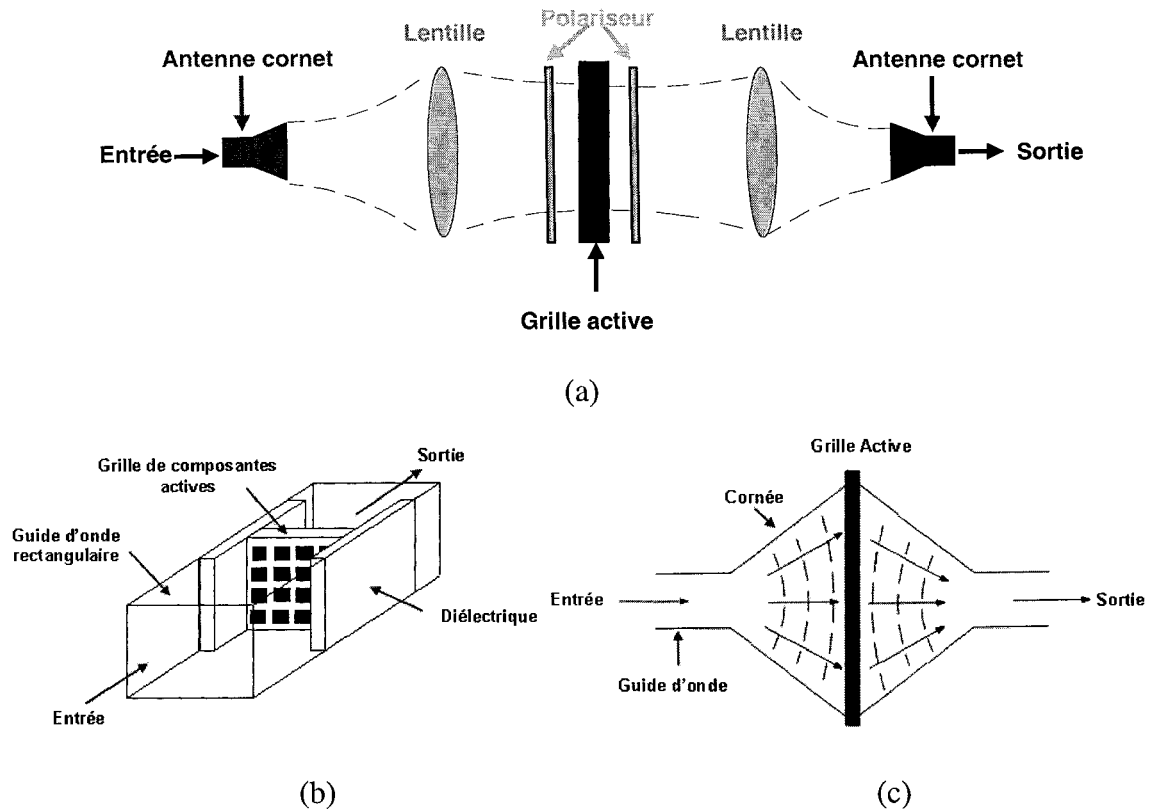


Figure 1.3 Architectures de CSP : (a) combineur quasi optique, (b) grille active dans un guide d'ondes rectangulaire, (c) grille active dans un guide d'ondes rectangulaire élargi.

La figure 1.3 décrit plusieurs configurations de CSP. La structure à la figure 1.3.a représente un combineur quasi optique qui utilise des lentilles et des polariseurs pour contrôler le champ électromagnétique. Des configurations similaires n'utilisant pas des grilles ont été aussi développées. Elles utilisent des déphaseurs sur chaque antenne de la grille pour contrôler le faisceau électromagnétique. La figure 1.3.b décrit une grille active qui est placée à l'intérieur d'un guide d'ondes rectangulaire. Cette topologie est très attrayante au-dessous de 100 GHz pour plusieurs raisons. Premièrement, les pertes par diffractions et dispersions du champ électromagnétique peuvent facilement être minimisées et même éliminées, car toute l'énergie est confinée à l'intérieur du guide

d'ondes. Deuxièmement, les murs métalliques du guide d'ondes offrent un excellent moyen pour éliminer la chaleur et finalement, cette topologie est facile à intégrer aux systèmes déjà existants qui utilisent des guides d'ondes. Le grand désavantage de cette topologie est que le champ électromagnétique à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire n'est pas uniforme. Ceci a pour effet de minimiser l'efficacité de la structure. Une solution à ce problème est d'ajouter sur les murs latéraux du guide des morceaux de diélectriques pour contrôler la distribution du champ électromagnétique.

La figure 1.3.c représente une structure qui est semblable à la structure précédente sauf que dans ce cas, les dimensions du guide d'ondes ont été augmentées pour accommoder un plus grand nombre d'éléments actifs. Par contre, des problèmes d'excitation de modes d'ordres supérieurs peuvent altérer considérablement les performances de la structure.

Des déphaseurs peuvent être directement intégrés sur les antennes actives ou encore d'autres grilles peuvent être placées en cascade avec la grille d'amplification pour jouer le rôle de déphaseur [6-7]. Des grilles formées de mélangeurs [8] et de multiplicateurs [9-10] ont été aussi testées avec succès. Ces deux types de grilles peuvent être utilisés en cascades avec une grille d'amplification pour former ainsi un système complet.

Il existe deux types de topologies classiques pour les CSP telqu'illustrés à la figure 1.4.a et 1.4.b. La première topologie est appelée approche verticale (tile approach) et la deuxième approche est appelée horizontale (approach). La première approche est d'ailleurs la plus populaire. Elles découlent de l'orientation de la structure par rapport aux champs électromagnétiques. Pour une approche verticale, il existe deux types de configurations qui ont été développées et qui sont illustrés aux figures 1.4.c et 1.4.d. Chacune de ces configurations a ses mérites. Dans la configuration Rutledge, le signal d'entrée est par exemple polarisé verticalement alors que le signal de sortie est polarisé horizontalement. Le désavantage de cette configuration est dû aux petites dimensions des cellules qui ont pour conséquence de limiter le gain et la puissance par rapport à un

amplificateur différentiel normal. Cependant, due au fait que la grille est très dense, cette dernière peut être facilement fabriquée de façon monolithique; ce qui rend ces gilles très attrayantes lorsqu'il s'agit d'applications demandant un gain et un niveau moyen de puissance.

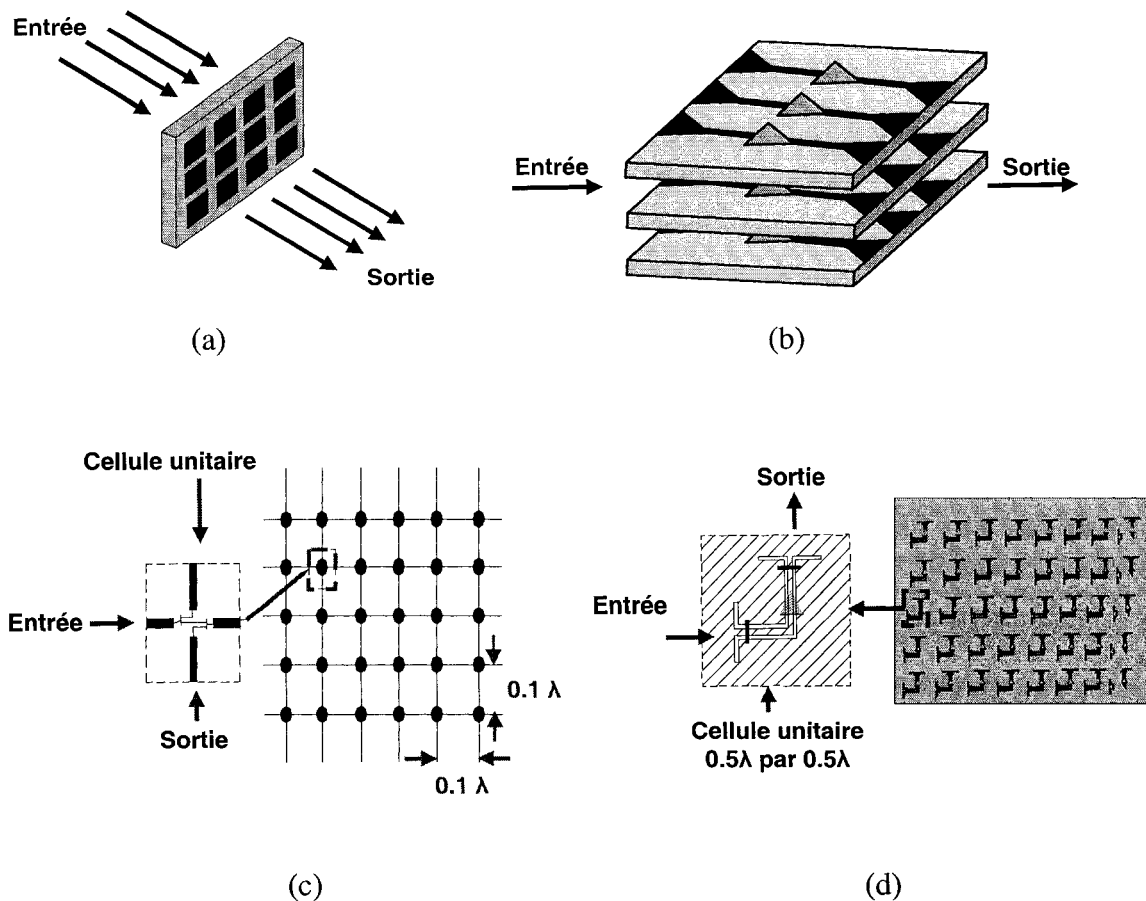


Figure 1.4 Approche : (a) verticale, (b) horizontale, (c) grille de Rutledge, (d) matrice d'antennes.

Dans l'autre type de grille, dite matricielle (figure 1.4.d), les éléments actifs sont espacés d'environ une demi-longueur d'onde. Chaque élément de la matrice se comporte comme une antenne. Ces larges cellules permettent facilement d'intégrer des

amplificateurs MMIC. Le réseau se comporte comme un réseau d'antennes périodiques avec une séparation d'environ une demi-longueur d'onde entre chaque élément. L'onde électromagnétique est reçue d'un côté de la matrice et est ensuite émise de l'autre côté. Cette configuration de grille est intéressante pour des applications à gain élevé et/ou hautes puissances.

La topologie verticale présente quelques désavantages qui limitent son utilisation pour des applications hautes puissances. Le vrai défi avec ces grilles consiste à trouver un moyen rapide d'éliminer la chaleur de la grille. Un des moyens utilisés est l'ajout d'une couche conductrice thermique permettant d'éliminer rapidement la chaleur du centre vers les bords de la grille. Pour obtenir une couche conductrice efficace, il faut que cette couche soit épaisse, ce qui pourrait causer des problèmes lorsque le signal passe d'un côté à l'autre de la grille.

Dans l'approche horizontale, comme illustré à la figure 1.4.b, le combineur de puissance utilise une série de cartes qui sont placées dans la même direction de propagation que l'onde électromagnétique. Cette approche a été développée pour permettre une meilleure gestion thermique et pour des applications larges bande. L'architecture proposée par cette approche offre beaucoup plus d'espace pour les composants actifs. Un autre avantage est que chaque carte est assemblée sur un support métallique qui permet d'éliminer rapidement la chaleur. Le plus gros désavantage de cette approche est la longueur du système.

1.5 Démonstrations expérimentales

Dans cette section, quatre démonstrations expérimentales de chaque topologie seront décrites. La première est un CSP qui utilise la configuration horizontale (voir figure 1.5). Ce module a été développé au laboratoire de l'université de Californie à Santa Barbara [11-13]. Il a été conçu en bande X (8 -12 GHz) et il est formé de six à huit cartes sur lesquelles sont montées quatre amplificateurs MMIC dont les puissances de sortie sont égaux à 5 W. Il a été assemblé et testé avec succès permettant d'obtenir une

puissance de sortie atteignant les 150 W à 8 GHz dans une configuration qui combine 32 amplificateurs MMIC. L'efficacité de combinaison obtenue est d'environ 70 %. Malgré tous ces mérites, ce combineur spatial dans un guide d'ondes rectangulaire fait face à un problème qui est une illumination non uniforme des cartes. Ceci est bien sûr dû à la distribution du champ électrique de forme sinusoïdale du mode dominant TE_{10} à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire. Lorsque la puissance augmente et que les amplificateurs se trouvant sur les cartes du bord atteignent la puissance P_{1dB} , les amplificateurs sur les cartes du centre opèrent déjà dans un mode élevé de saturation. Lorsque la puissance de sortie est obtenue, les niveaux de puissances des produits d'intermodulation seront très élevés à cause des amplificateurs sur les cartes du centre qui opèrent dans un mode hautement non linéaire. Cet amplificateur aura du mal à rencontrer les spécifications de linéarité qu'exigent les systèmes de communications modernes.

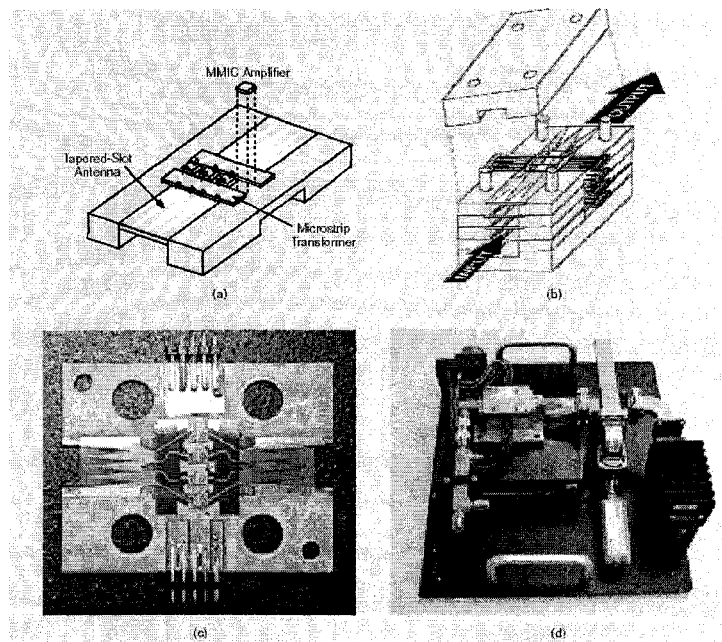


Figure 1.5 Amplificateur de puissance développé au laboratoire de l'université de Californie à Santa Barbara [11-13].

La deuxième configuration est celle de la topologie verticale. Le module a été développé au centre de recherche Lockheed Martin et à l'université de la Caroline du Nord [14-15]. Le système utilise 45 antennes planes actives. Ce système est alimenté par une antenne cornet et la puissance de sortie est rayonnée directement dans l'espace. À l'intérieur de l'antenne cornée et sur les murs latéraux de cette dernière, des plaques de diélectrique ont été placées pour créer un profil de champ uniforme. Les éléments actifs sont des amplificateurs MMIC. Une puissance de 25 W à 34 GHz a été obtenue avec ce module sur une largeur de bande de 800 MHz.

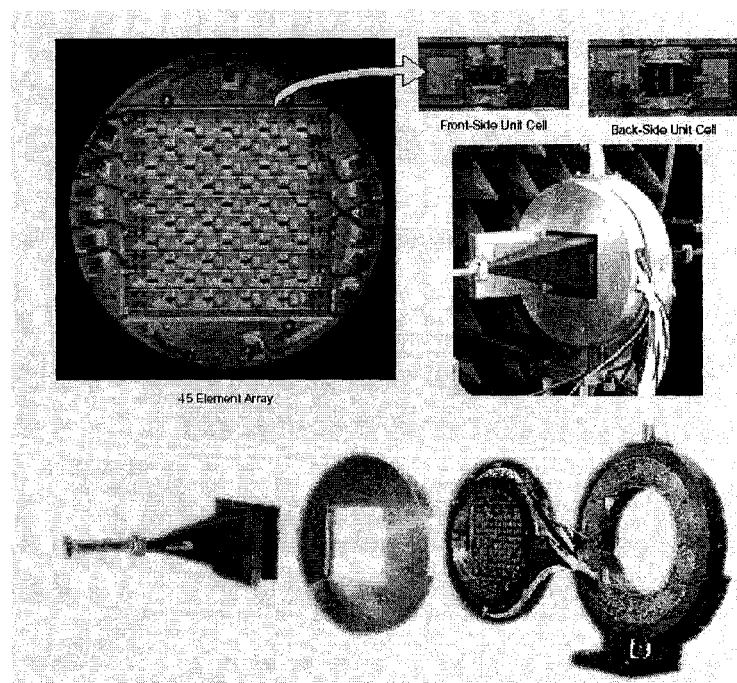


Figure 1.6 Amplificateur développé au centre de recherche Lockheed Martin et à l'université de la Caroline du Nord [14-15].

Le troisième module a été développé au centre de recherche Caltech [16]. Ce module utilise une configuration quasi optique pour concevoir un amplificateur de puissance. Les composants actifs sont assemblés sur une grille métallique. Une cellule unitaire de cette grille est formée de deux antennes dipôles polarisés orthogonalement et connectés par un amplificateur différentiel. Le plus récent module développé par cette

équipe est une grille formée de 512 transistors pHEMT. Ce module fournit, à 37 GHz, 5 W de puissance avec un gain de 8 dB sur une largeur de bande de 1,3 GHz.

Le dernier module est le plus impressionnant. Il a été développé au centre de recherche Sanders [17]. Ce module est formé de 272 amplificateurs MMIC. Ce système utilise un réseau de 19 antennes dipôles. Chaque dipôle permet de coupler l'énergie à une carte qui contient 16 étages d'amplification MMIC haute puissance qui sont alimentés par 20 amplificateurs de plus faible puissance. Le signal de sortie est ensuite émis par 19x16 antennes dipôles. Le signal est finalement collecté par une antenne cornet. Ce réseau fournit 35 W de puissance à 61 GHz avec un gain de 60 dB et une largeur de bande de 4 GHz.

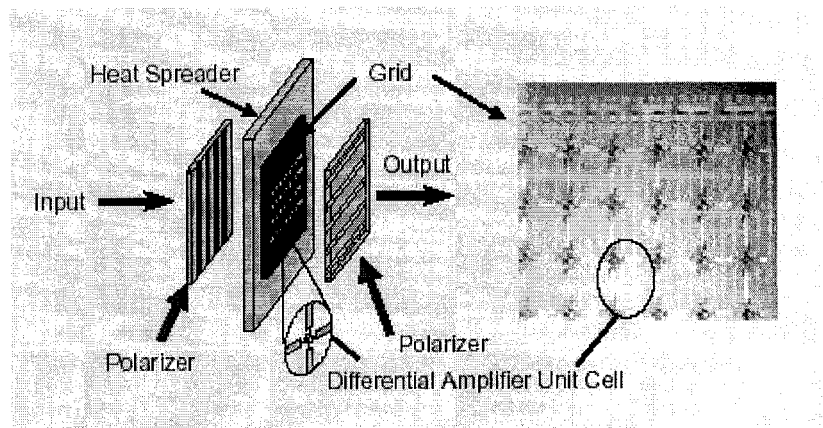


Figure 1.7 Amplificateur développé au centre de recherche Caltech [16].

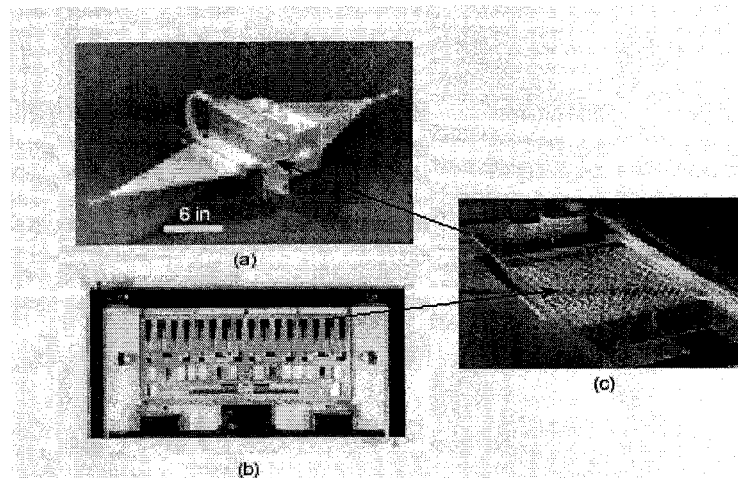


Figure 1.8 Amplificateur développé au centre de recherche Sanders [17].

Finalement, le tableau 1.1 montre une comparaison entre les différentes techniques.

Tableau 1.1 Comparaison entre les amplificateurs TWTA et SPCA (Spacial Power Combiner Amplifier)

	TWTA	SPCA	
		Grille	Guide d'ondes rectangulaire
Puissance	10-3000 W	5 W	150 W
Bande de fréquence	C, X, Ku, Ka, V	Ka, V	C, X, Ku, V
Efficacité	40-50 %	15 %	20 %
Bruit de phase	Élevé	Faible	Faible
Gestion thermique	Facile	Difficile	Facile
Durée de vie	<15 ans	>50 ans	
Production	Petite quantité, prix élevé	Production de masse, coût plus faible, maintenance moins dispendieuse.	

En conclusion, le combineur spatial de puissance dans un guide d'ondes rectangulaire est une solution très intéressante pour des applications hautes puissances. Cette topologie est un concurrent sérieux aux amplificateurs TWTA pour des applications de quelques centaines de Watt à partir de 10 GHz. L'amélioration de la distribution de la puissance sur les amplificateurs MMIC représente une grande partie du travail qui a été effectué dans cette thèse pour non seulement améliorer l'efficacité de l'amplificateur, mais aussi sa linéarité.

Bibliographies

- [1] Nebuloni, L., Orsenigo, G. 2001 «Microwave power module for space applications. ». *IEEE Transactions on Electron Devices*. 48(1). 88-94.
- [2] Liu, C.-M., DeLisio, M.P., Moussession, A., Rutledge, D.B. 1998. «Stability of grid amplifiers». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 46. 769-774.
- [3] DeLisio, M.P., Weikle, R.M., Rutledge, D.B. 1998. «Element efficiency and noise in grid arrays». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 46. 1949-1955.
- [4] York, R.A. 2001. « Some considerations for optimal efficiency and low noise in large power combiners». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 49:8. 1477-1482.
- [5] Rutledge, D.B., Cheng, N.-S., York, R.A., Weikle II, R.M., DeLisio, M.P. 1999. «Failures in power-combining arrays». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47. 1077-1082.
- [6] Chiao. J.-C. 1996. *Quasi-optical components for millimetre and submillimeter waves*. 230p. Thèse en génie électrique, Université Caltech de Pasadena.
- [7] Lam, W.W., Jou, C.F., Chen, H.Z., Stolt, K.S. Luhmann, N.C., Rutledge, D.B. 1988. «Millimeter-wave diode-grid phase shifters». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 36. 902-907.
- [8] Swisher, R.R., Lecuyer, F., Chio, I.-F.F., Chiao, J.-C., DeLisio, M.P. 1999. «A balanced diode grid mixer». *IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp.* Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2. 555-558.
- [9] Jou, C.F., Lam, W.W., Chen, H.Z., Stolt, K.S., Luhmann, N.C., Rutledge, D.B. 1988. «Millimeter-wave diode-grid frequency doubler». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 36. 1507-1514.
- [10] Liu, L., Sjogren, L.B., Domier, C.W., Luhmann, N.C., Sivco, D.L., Cho, A.Y. 1993. «Monolithic quasi-optical frequency tripler array with 5-W output power at 99 GHz». *IEEE Electron Device Lett.* 14. 329-331.

- [11] Cheng, N.-S., Dao, T.-P., Case, M.G., Rensch, D.B., York, R.A., 1999. «A 120-watt X-band spatially combined solid state amplifier». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47. 2557-2561.
- [12] Cheng, N.-S., Alexanian, A., Case, M.G., Rensch, D., York, R.A. 1999. «40 watt CW broadband spatial power combiner using dense finline arrays». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47. 1070-1076.
- [13] Jia, P., Chen, L.-Y., Cheng, N.-S., York, R.A. Design of wave-guide finline arrays for spatial power combining». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 49:4. 609-614.
- [14] Ortiz, A., Hubert, J., Schlecht, E., Mirth, L., Mortazawi, A. 2000. «A 25 watt and 50 watt Ka-band quasi-optical amplifier». *IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp.* Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2. 797-800.
- [15] Ivanov, T., Mortazawi, A. 1996. «A two stage spatial amplifier with hard horn feeds». *IEEE Microwave Guided Wave Lett.* 88-90.
- [16] Dickman, B., Deakin, D., Sovero, E., Rutledge, D. 2000. «A 5-W, 37-GHz monolithic grid amplifier». *IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp.* Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2. 11-16.
- [17] Sowers, J.J., Pritchard, D.J., Whote, A.E., Kong, W., Tang, O.S.A., Tanner, D.R., Jablinsky, K. 1999. «A 36 W, V-band, solid state source». *IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp.* Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1. 13-19.

CHAPITRE 2

COMBINEURS SPATIAUX DE PUISSANCE DANS UN GUIDE D'ONDES RECTANGULAIRE

Dans ce chapitre, la méthode utilisée pour modéliser et pour concevoir un combineur spatial de puissance dans un guide d'ondes rectangulaire est introduite.

Les éléments clés dans la topologie proposée sont les antennes à l'entrée et à la sortie qui permettent de coupler l'énergie d'un mode particulier aux composants MMIC. Les antennes profilées agissent comme des transformateurs d'impédance entre les composants MMIC et le guide d'ondes rectangulaire. Les simulateurs électromagnétiques permettent de simuler et d'analyser la distribution des champs électromagnétiques, mais ils ne permettent pas de modéliser et d'optimiser la structure pour une distribution de champ particulière. En utilisant la théorie des réflexions faibles avec soit le logiciel HFSS ou soit avec les équations de synthèses, les dimensions physiques des antennes à l'entrée et à la sortie sont synthétisées.

2.1 Modélisation

Dans cette section, une méthode permettant de concevoir une ligne à ailettes métalliques profilées est établie. Ce profil permet d'adapter une impédance désirée sur toute la largeur de bande du guide d'ondes rectangulaire. Cette procédure est basée sur une extension de la méthode de conception utilisant le profil optimal de Klopfenstein pour des structures dont les modes de propagation sont non TEM. Le logiciel HFSS est ensuite employé pour calculer la constante de propagation ainsi que l'impédance de la structure.

2.1.1 Objectifs

La figure 2.1 représente la topologie du combineur spatial de puissance dans un guide d'ondes rectangulaire appelée SPCA (Spatial Power Combiner Amplifier). Cette approche horizontale permet d'utiliser des antennes (cartes) qui ont une largeur de bande importante. De plus, elle a l'avantage de découpler les circuits de divisions et combinaisons de puissance des composants MMIC. Chaque carte consiste en un nombre de transitions profilées en ailettes métalliques permettant d'acheminer l'énergie confinée dans le guide d'ondes vers les différents amplificateurs. Ces cartes sont assemblées l'une au-dessus de l'autre pour former le combineur/diviseur spatial de puissance.

Les objectifs de la conception sont de choisir la longueur et la forme du profil des ailettes pour obtenir le niveau d'impédance désirée sur une largeur de bande souhaitée tout en minimisant les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de la structure.

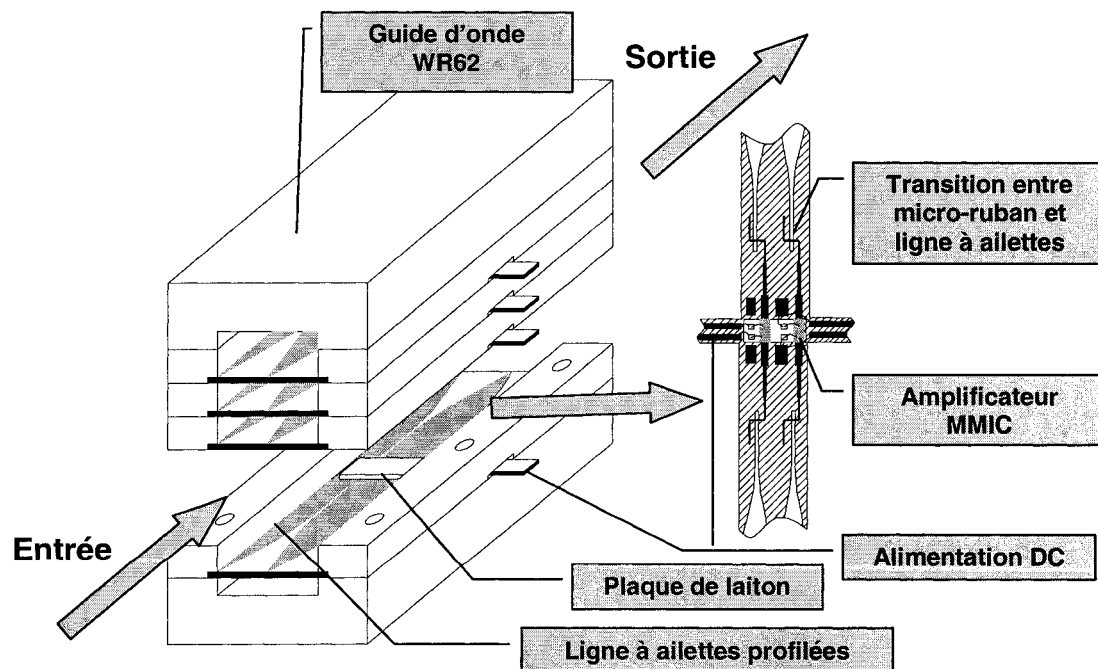


Figure 2.1 Amplificateur SPCA dans guide d'ondes rectangulaire.

2.1.2 Synthèse des dimensions physiques du profil optimal

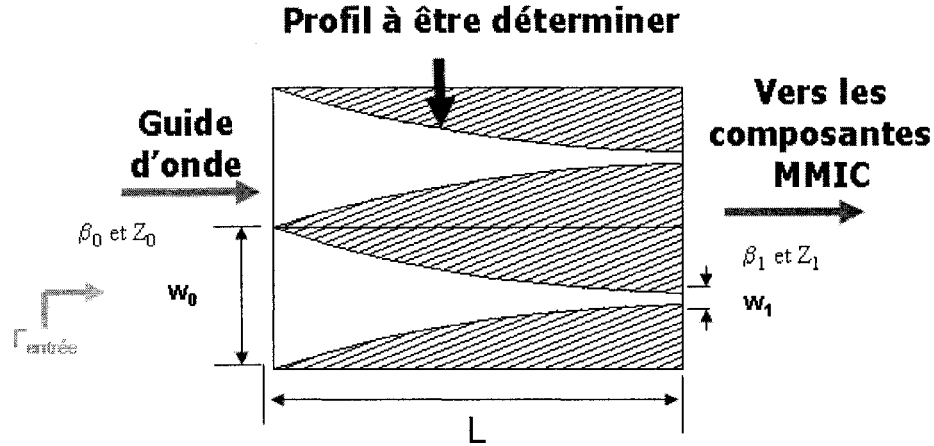


Figure 2.2 Illustration du problème pour la conception et la synthèse du profil optimal.

Le problème illustré à la figure 2.2 peut être résumé de la façon suivante : étant donnés les largeurs w_0 et w_1 , les dimensions du guide d'ondes rectangulaire et les paramètres du substrat diélectrique, il s'agit de trouver la forme du profil pour réaliser le coefficient de réflexion désiré sur une largeur de bande spécifique.

De la théorie des réflexions faibles [1], il est possible de démontrer que le coefficient de réflexion à l'entrée d'un profil d'impédance formé de lignes de transmissions non TEM est égale à :

$$\Gamma_{\text{entrée}}(f) = \frac{1}{2} \int_0^{\theta_f} e^{-j\theta} \frac{d}{d\theta} \ln \left(\frac{Z(\theta)}{Z_0} \right) d\theta \quad (2.1)$$

où z est la position sur le profil, L la longueur du profil, β est la constante de propagation et Z_0 représente l'impédance de référence à l'entrée du profil, et :

$$\theta(f, z) = \int_0^z 2\beta(f, z') dz' \quad (2.2)$$

est le délai de phase au point z comme illustré à la figure 2.3.

Le délai de phase totale est donc $\theta_t = \theta(f, L)$.

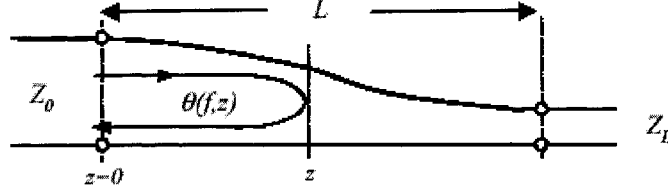


Figure 2.3 Circuit équivalent en ligne de transmission pour modéliser le réseau de lignes à ailettes profilées.

La fonction $Z(\theta)$ décrit la variation d'impédance le long du profil et il est directement fonction de z . Pour maintenir un coefficient de réflexion inférieur à $\Gamma < \Gamma_m$ sur une largeur de bande désirée, il a été démontré [1,2] que $Z(\theta)$ doit prendre la forme suivante :

$$\ln \frac{Z(\theta)}{Z_0} = \frac{1}{2} \ln \frac{Z_L}{Z_0} + \Gamma_m A^2 F\left(\frac{2\theta}{\theta_t} - 1, A\right) \quad (2.3)$$

où Z_L est l'impédance terminale.

$$A = \cosh^{-1}(\Gamma_0 / \Gamma_m), \Gamma_0 = \frac{1}{2} \ln(Z_L / Z_0) \quad (2.4)$$

$$F(x, A) = -F(-x, A) = \int_0^x \frac{I_1(A\sqrt{1-y^2})}{A\sqrt{1-y^2}} dy$$

et $I_1(x)$ étant la fonction de Bessel modifiée de premier ordre et de premier type. Le comportement passe-bande est valide lorsque $\theta_t > 2A$. En supposant que la constante de propagation est une fonction croissante de la fréquence alors la fréquence minimale d'opération est définie par $\theta_t(f_0) = 2A$. Cette équation permet de relier la longueur du profil L , la fréquence minimale f_0 et le coefficient de réflexion Γ_m .

La première difficulté pour appliquer ces formules est que l'impédance et la constante de propagation dépendent de la fréquence. La deuxième difficulté est de traduire l'impédance (fonction de θ) en fonction de z . La dernière difficulté est de synthétiser les paramètres physiques pour satisfaire le profil d'impédance. Cette dépendance de l'impédance et de la constante de propagation implique qu'il faudrait un profil différent de dimensions physiques à chaque fréquence, ce qui est impossible à implanter. Par contre, l'impédance normalisée $Z(\theta)/Z_0$ varie faiblement en fonction de la fréquence. Il est donc possible de concevoir le profil à une fréquence fixe, qui sera f_0 . De plus, les ondes qui se propagent le long des lignes à ailettes métalliques sont approximativement du type TE, ce qui permet de relier l'impédance d'onde et la constante de propagation par :

$$Z = \frac{\omega\mu}{\beta} \quad (2.5)$$

Si maintenant, les impédances d'ondes sont utilisées au lieu des impédances caractéristiques, alors l'équation (2.3) peut être réécrite en termes de β

$$\beta(f_0, z) = \sqrt{\beta_L \beta_0} \exp \left[-\Gamma_m A^2 F \left(\frac{2\theta(f_0, z)}{\theta_i} - 1, A \right) \right] \quad (2.6)$$

où β , β_L et β_0 correspondent respectivement à Z , Z_L et Z_0 , en utilisant (2.5). Pour calculer la constante de propagation requise en fonction de la position le long du profil, le profil est divisé en N sections de longueur $\Delta z = L/N$. θ peut être exprimé par

$$\theta(z_i) \approx \sum_{k=0}^{i-1} 2\beta(z_k) \Delta z = \theta(z_{i-1}) + 2\beta(z_{i-1}) \Delta z \quad (2.7)$$

où $z_i = i\Delta z$. En notant que $\theta(0) = 0$, tout d'abord $\beta(0)$ est évalué à partir de l'équation (2.6) et ensuite l'approximation de l'équation (2.7) est utilisée dans l'équation (2.6) pour évaluer toutes les autres valeurs de $\beta(z_i)$ le long du profil. La procédure est ensuite répétée jusqu'à ce que l'ensemble de solutions de β converge. Cette procédure est similaire à celle développée dans [3].

Deux méthodes peuvent être utilisées selon les propriétés du substrat diélectrique et des dimensions physiques de la structure pour calculer l'espacement w en fonction de la constante de propagation β .

Méthode 1 : Équation de synthèse [4]

Lorsque les dimensions physiques et les propriétés du substrat diélectrique respectent les conditions suivantes :

$$b/a \leq 1 \quad h/a \leq 0,05 \quad 1 \leq \varepsilon_r \leq 3,8 \quad 0,1 \leq b/\lambda_o \leq 0,6 \quad 1/32 \leq W/b \leq 1$$

alors, il est très simple de calculer la constante de propagation pour différents w . Une série de constantes de propagations est ensuite générée en fonction de w . Il suffit ensuite d'interpoler la constante de propagation obtenue dans la section précédente par le profil de Klopfenstein avec la série obtenue par les équations pour déterminer la largeur de fente des ailettes en fonction de z . Cette méthode s'applique seulement dans le cas d'une seule ligne à ailettes profilées par carte.

Méthode 2 : Utilisation du Logiciel HFSS

La méthode est semblable à celle développée plus haut sauf que le logiciel HFSS est utilisé pour générer la série de constantes de propagation pour n'importe quel type de structure et pour n'importe quelles caractéristiques de substrat comme illustrée à la figure 2.4.

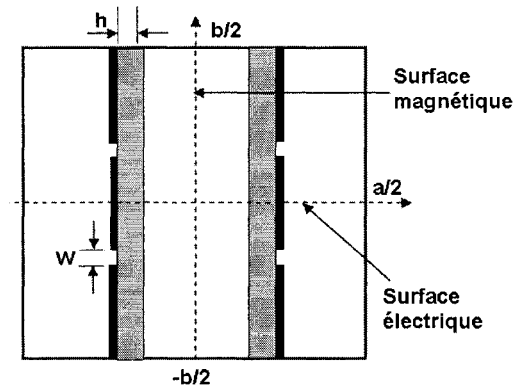


Figure 2.4 Coupe transversale du combineur spatial dans un guide d'ondes rectangulaire formé de deux cartes sur lesquelles sont imprimées deux ailettes métalliques.

La figure 2.5 représente une situation concrète correspondant à un substrat de permittivité égale à 2.2 et de hauteur 0,254 mm (10 mil) avec une séparation c égale à 1,27 mm (50 mil). Le guide d'ondes rectangulaire a comme dimensions $a=15,79$ mm (622 mil) et $b=7,89$ mm (311 mil). En utilisant le résultat de la figure 2.5, un profil optimisé est obtenu comme illustré à la figure 2.6.

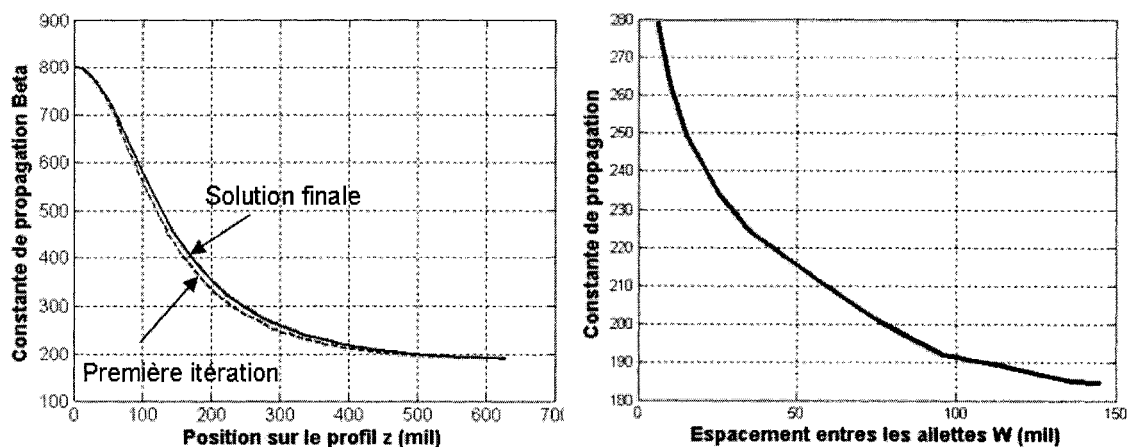


Figure 2.5 Calcul de la constante de propagation en fonction : (a) de la position le long du profil z (équation 2.6), (b) de l'espacement w entre les ailettes métalliques effectué avec le logiciel HFSS.

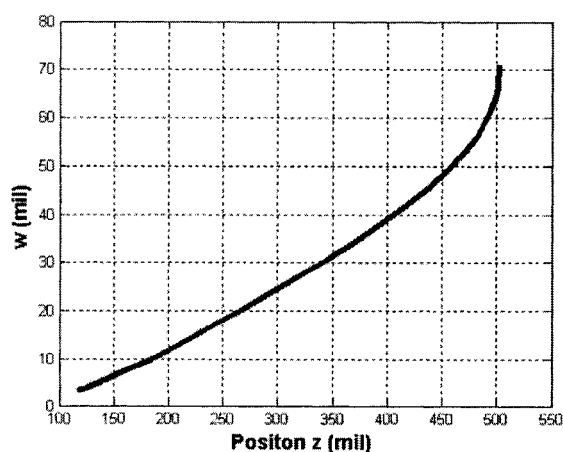
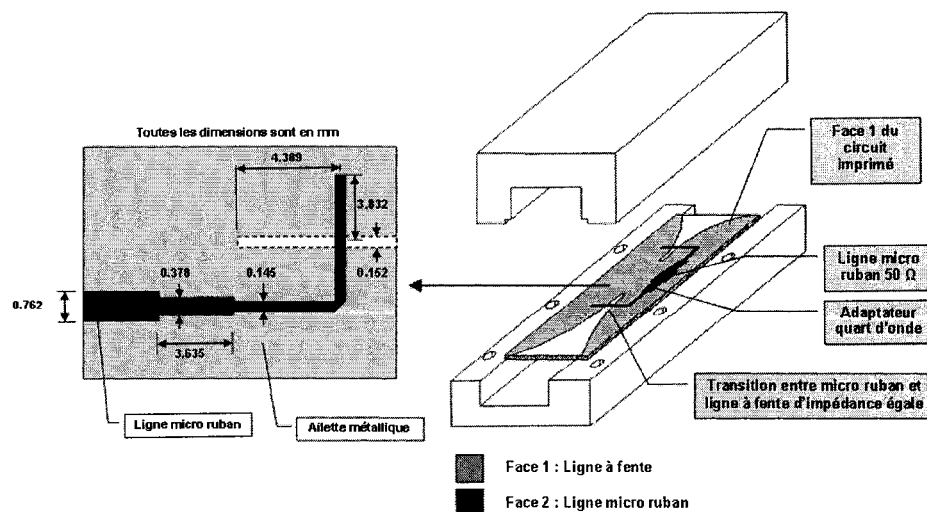


Figure 2.6 Largeur de l'espacement entre les ailettes en fonction de la position sur le profil.

2.1.3 Conception d'une transition entre une ligne à ailettes et une ligne micro-ruban pour alimenter les amplificateurs MMIC.

La transition conçue (figure 2.7) a été inspirée par les travaux effectués sur les transitions entre lignes à fentes et lignes micro-ruban [5]. Dans cet article, l'auteur a développé différentes transitions entre lignes micro-ruban et lignes à fentes. Le choix entre ces différentes transitions est d'ordre pratique dans notre cas. En effet, la transition sélectionnée occupe moins de place que les autres. L'espace étant restreint sur une carte, il est donc judicieux d'utiliser cette transition pour intégrer un grand nombre de composants MMIC par carte.

Le substrat utilisé est le Rogers 5880 avec $h = 254 \mu\text{m}$ (10 mil). L'espacement w entre les deux ailettes est égal à $152 \mu\text{m}$ (6 mil), ce qui correspond à une impédance de 115Ω . La largeur de la ligne micro-ruban est aussi choisie de façon à présenter une impédance de 115Ω . Pour passer ensuite à une impédance de 50Ω , une simple transition quart d'onde est utilisée. Cette transition ainsi que la ligne micro-ruban quart d'onde sont conçues et optimisées à la fréquence centrale de $15,25 \text{ GHz}$. Les figures 2.7.b et 2.7.c représentent respectivement les mesures du coefficient de réflexion et de la perte d'insertion de la transition testée dans la configuration montrée à la figure 2.7.a.



(a)

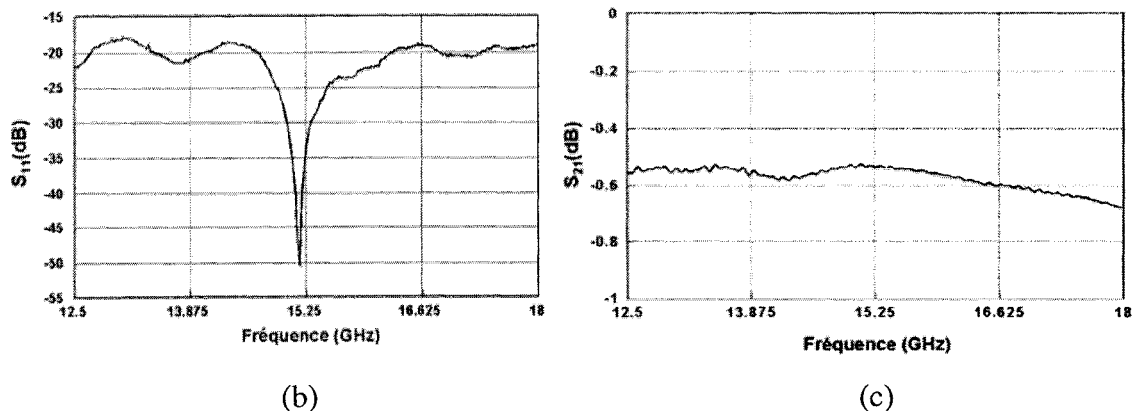


Figure 2.7 (a) Transition entre ligne micro-ruban et ligne à ailettes, (b) mesure du coefficient de réflexion, (c) mesure des pertes d'insertion.

2.2 Amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire utilisant un mode TE_{10}

2.2.1 Mesures des pertes d'insertion et de l'efficacité de combinaison

Les premières mesures ont été effectuées dans le cas passif. Les amplificateurs MMIC sont remplacés par des segments de ligne microruban d'impédance caractéristique égale à 50Ω . La figure 2.8 donne les mesures des coefficients de réflexion et de pertes d'insertion du combineur spatial de puissance montré à la figure 2.9. Sur le graphique 2.8, le coefficient de réflexion correspond à un combineur formé de six cartes. Sur chaque carte, deux transitions en lignes à ailettes profilées sont fabriquées. Le coefficient de réflexion est meilleur que 15 dB entre 12.5 et 18 GHz et les pertes d'insertion sont égales à environ 1 dB. Étant donné que la structure est symétrique, les pertes des étages de combinaison et division de la puissance ont chacun 0,5 dB de perte.

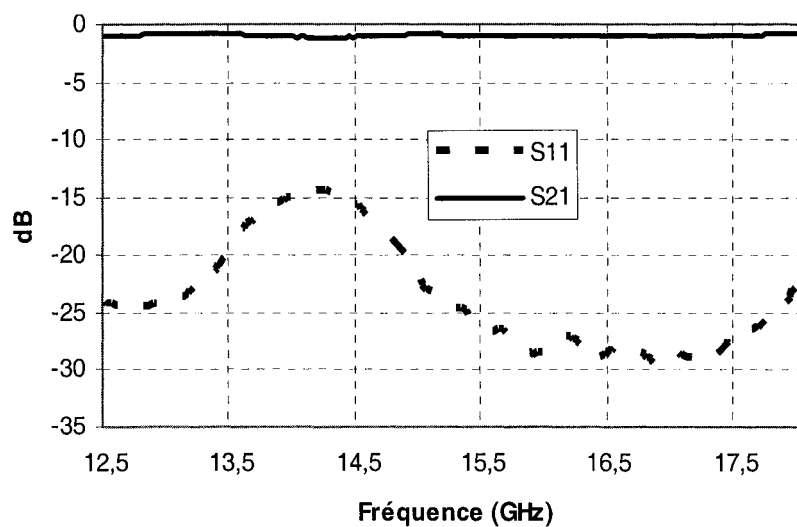


Figure 2.8 Mesures du coefficient de réflexion et des pertes d'insertion du combineur spatial de puissance.

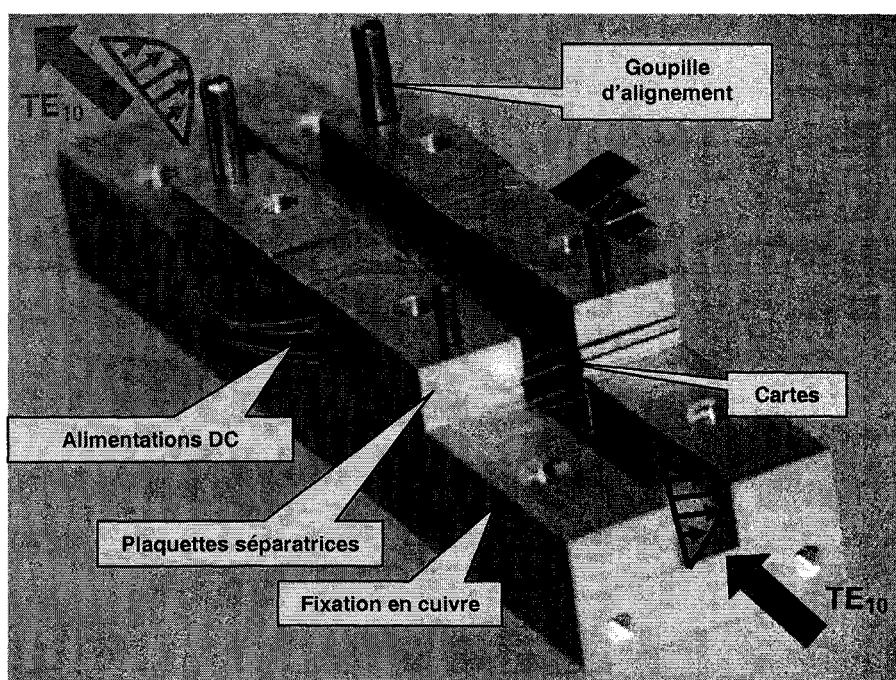


Figure 2.9 Photographie de l'amplificateur SPCA.

Ce résultat a un effet direct sur l'efficacité de combinaison de la structure. Alors qu'une topologie combinatoire traditionnelle souffre d'une réduction de son efficacité quand le nombre de composants augmente, la topologie combinatoire spatiale montre des pertes presque égales avec l'augmentation du nombre de composants.

Pour quantifier de façon empirique cette affirmation en utilisant les résultats de la figure 2.8, nous avons calculé les pertes selon la formule suivante :

$$Perte = \frac{P_{charge}}{P_{direct}} = \frac{P_{charge}}{P_{in} - P_{réfléchi}} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.8)$$

Un résultat identique à celui obtenu à la figure 2.8.b a été constaté, prouvant que les pertes calculées à partir de la formule 2.8 restent constantes indépendamment de la fréquence et du nombre de composants à combiner.

Il est possible de démontrer que l'efficacité maximale d'un combineur spatial de puissance est presque égale aux pertes de l'étage de combinaison.

$$\eta_c \approx L_0 \quad (2.9)$$

où L_0 représente les pertes associées à l'étage de combinaison.

Dans le cas présent, les pertes associées à l'étage d'entrée ou de sorties sont les mêmes. Ceci permet de donner une estimation maximale de l'efficacité de combinaison de la structure :

$$\eta_c = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.10)$$

L'efficacité de combinaison maximale selon l'équation 2.10 est estimée à 89 %.

2.2.2 Mesures de la puissance de sortie P_{1dB}

Les amplificateurs MMIC utilisés sont des composants commerciaux obtenus de la compagnie GaAsTEK, modèle ITT3502D. Cet amplificateur a environ 12 dB de gain linéaire et 13 dBm de puissance de sortie (P_{1dB}). La bande d'opérations de cet amplificateur se situe entre 11 et 16 GHz.

Les mesures des paramètres S des amplificateurs MMIC et SPCA sont tracées sur les mêmes graphiques montrés à la figure 2.10.

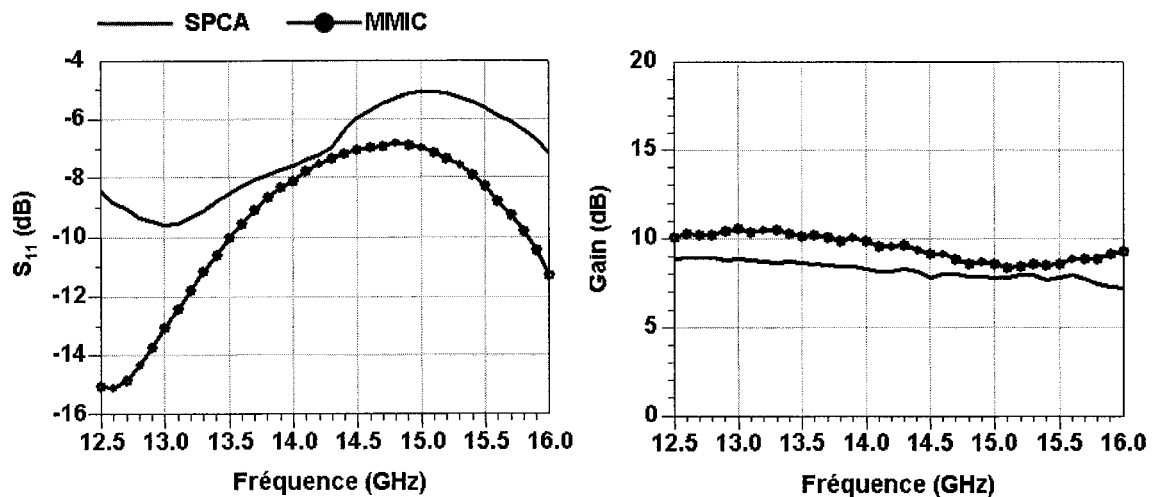


Figure 2.10 Mesures des paramètres S des amplificateurs MMIC et SPCA.

La figure 2.11 donne les mesures de la puissance de sortie P_{1dB} de l'amplificateur MMIC seul et celle de l'amplificateur spatial formé de 12 amplificateurs MMIC. Sur ce même graphique, la courbe de l'efficacité de combinaison η est aussi tracée. Cette efficacité est calculée en utilisant l'équation (2.11). Dans le cas idéal, la combinaison des 12 amplificateurs devrait donner une puissance (P_{1dB}) de 240 mW.

$$\eta_{comb} = \frac{P_{sortie,totale}}{\sum_{n=1}^n P_{n,disponible}} \quad (2.11)$$

où n est le nombre total d'amplificateurs combinés, $P_{n,disponible}$ est la puissance de chaque amplificateur et $P_{sortie,totale}$ est la puissance totale sortant de l'amplificateur SPCA.

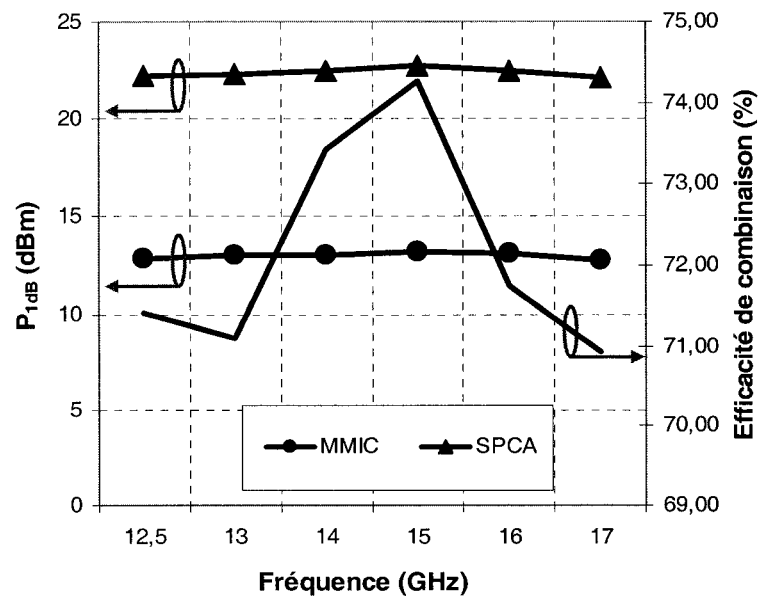


Figure 2.11 Mesure de la puissance de sortie P_{1dB} de l'amplificateur MMIC et SPCA et de l'efficacité de combinaison en fonction de la fréquence.

L'efficacité de combinaison selon le graphique de la figure 2.11 est approximativement égale à 72,5 %. Ce qui est loin de l'efficacité maximale estimée à 88,9 %.

Trois facteurs sont à l'origine de cette différence. Le premier facteur est la déformation des cartes à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire (Figure 2.12) qui engendre une accentuation des pertes par réflexions. Cet effet a été simulé en utilisant le logiciel HFSS. Le deuxième facteur provient d'une légère différence de performance entre les amplificateurs MMIC à cause du montage. Le troisième facteur est celui qui influence grandement l'efficacité de combinaison. Il est dû à la distribution de l'amplitude du champ électrique du mode TE_{10} à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire.



Figure 2.12 Déformation des cartes lors de l'assemblage.

2.2.3 Influence de la distribution de puissance sur l'efficacité de combinaison

Étant donné que la distribution du champ électrique à l'intérieur du guide n'est pas uniforme, ceci implique que les cartes qui sont placées au centre du guide d'ondes captent plus de puissance que celles qui sont placées sur les côtés. Ce phénomène est montré à la figure 2.13.

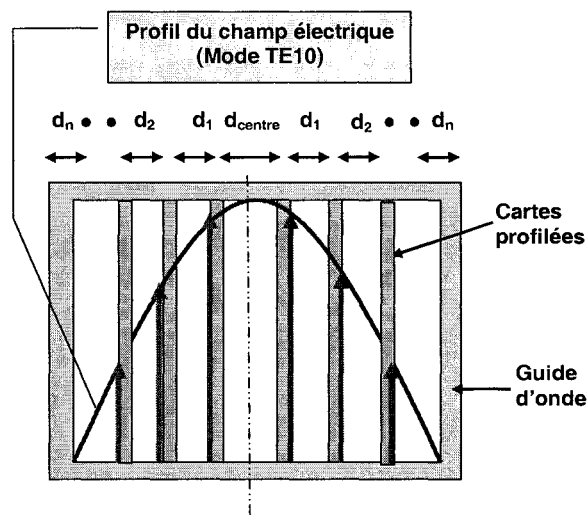


Figure 2.13 Disposition des cartes à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire et profil du champ électrique du mode TE_{10} .

L'influence de la distribution inégale de puissance sur l'efficacité de combinaison est un phénomène important engendrant une perte d'efficacité de

combinaison considérable. Pour étudier ce phénomène et en connaître son importance, un modèle a été développé. Tout d'abord, une simulation sur le logiciel HFSS permet de déterminer exactement la quantité de puissance que chaque carte capte. Les résultats de ces simulations sont montrés à la figure 2.14.

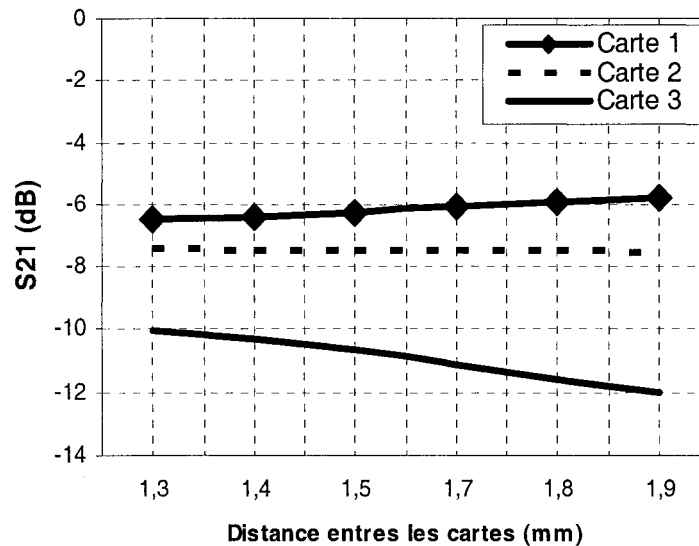


Figure 2.14 Effet de la distance d_n sur la distribution de puissance sur les cartes dans le cas d'une topologie à six cartes.

La carte 1 est celle qui est la plus au centre. La distribution de puissance sur les cartes est inégale. Plus la distance entre les cartes s'accroît et plus la troisième carte capte moins de puissance. Ensuite, les résultats de ces simulations sont utilisés dans le circuit de la figure 2.15 pour déterminer l'efficacité de combinaison calculée selon l'équation 2.11. Dans ce circuit, les amplificateurs modélisent le comportement des amplificateurs MMIC utilisés et mesurés. À noter que dans ce circuit, les diviseurs et les combineurs sont sans pertes. Ceci permet de distinguer seulement l'influence de la distribution de puissance sur les cartes.

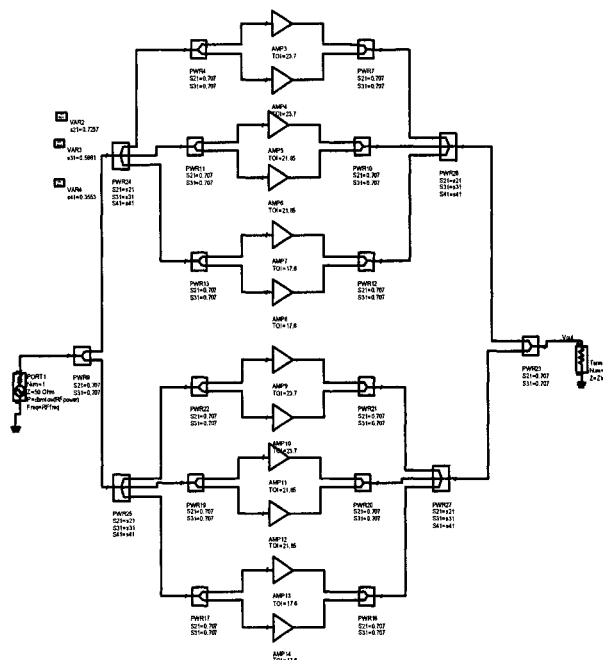


Figure 2.15 Modèle développé sur ADS pour simuler l'effet de la distribution non uniforme de la puissance sur les cartes.

L'efficacité de combinaison et la puissance de sortie P_{1dB} en fonction de la distance entre les cartes sont tracées sur le graphique 2.16.

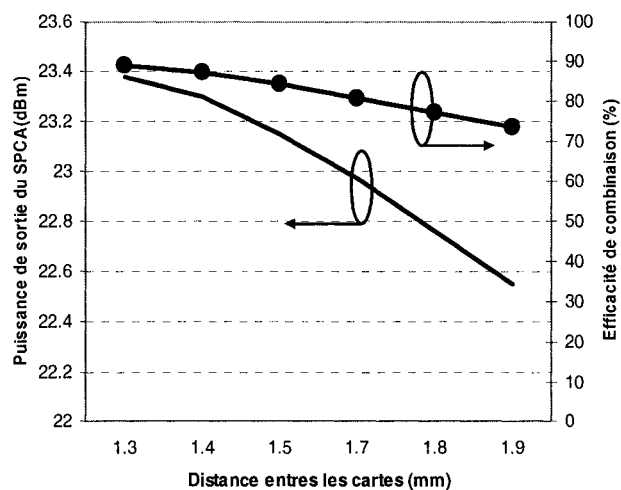


Figure 2.16 Effet de la distance d_n sur la puissance de sortie P_{1dB} et sur l'efficacité de combinaison de l'amplificateur SPCA.

L'espacement entre les cartes dans le cas de l'amplificateur SPCA testé est égal à 1,3 mm. D'après le graphique de la figure 2.16, l'efficacité de combinaison devrait être égale à 88,9 %. Il faut aussi soustraire à cette efficacité l'effet des pertes de l'étage de combinaison (0,5 dB), ce qui donne une efficacité maximale égale à 78 %. Ce dernier résultat se rapproche de la valeur mesurée expérimentalement qui est de 73 %.

Pour déterminer la limite de cartes qui peuvent être insérées dans le guide d'ondes rectangulaire WR62, une simulation de la structure formée maintenant de huit cartes a été effectuée. La distance entre les cartes est égale à 1,3 mm et un circuit, semblable à celui montré à la figure 2.15, est utilisé. Un résultat surprenant a été découvert. La puissance de sortie a chuté pour atteindre seulement 21,07 dBm. Cette topologie formée de 16 amplificateurs (2 amplificateurs MMIC/carte) fournit moins de puissance qu'une topologie formée de 12 amplificateurs. Donc, le nombre maximal de cartes qui peuvent être insérées à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire est de six dans le cas du guide d'ondes WR62.

2.3 Conception d'un amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire propageant un mode quasi-TEM

L'amplificateur SPCA conçu dans la section précédente a permis de mettre en évidence la faiblesse de l'utilisation d'un mode TE_{10} pour alimenter le réseau de cartes. Étant donné que la distribution de champ n'est pas uniforme, ceci a pour effet d'augmenter les pertes de puissances et de diminuer l'efficacité de combinaison.

Récemment, une nouvelle surface sélective en fréquence [6-8] appelée *Uniplanar Compact Electromagnetic Band-Gap structure (UC-EBG)* a été développée et a été utilisée dans plusieurs applications [9-10]. Cette surface a la propriété de se comporter comme une surface magnétique à certaines fréquences. De plus, cette surface offre des avantages par rapport aux autres SSF comme de faibles pertes, des dimensions compactes et une largeur de bande appréciable. Lorsque ces surfaces sont placées sur les parois verticales d'un guide d'ondes rectangulaire [11], elles permettent d'exciter un

mode quasi-TEM à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire. Il est aussi possible d'obtenir un effet semblable en rajoutant sur les parois verticales du guide d'ondes rectangulaire des blocs de diélectrique pour obtenir une distribution plus uniforme du champ électrique [12]. Cependant, aucun avantage marqué n'a été démontré à moins d'utiliser un diélectrique à haute permittivité résultant en une diminution importante de la largeur de bande [13].

2.3.1 Analyse et conception de la surface UC-EBG

La figure 2.17 montre la surface UC-EBG ainsi que le montage expérimental qui permet d'effectuer les mesures de la fréquence de résonance de la surface. La surface UC-EBG est formée de la répétition d'un motif métallique en deux dimensions fabriqué sur un substrat diélectrique. L'espacement entre deux motifs forme une capacité de couplage et la ligne entre ces motifs agit comme une inductance. L'impédance de cette surface dépend de la fréquence, car elle forme un réseau distribué *LC* en parallèle avec le substrat diélectrique comme illustré à la figure 2.18. Lorsque le circuit *LC* opère à sa fréquence de résonance, une surface magnétique (SM) est créée à cette fréquence. Quand la fréquence d'opération s'approche de la fréquence de résonance, la partie imaginaire de l'impédance $Z(\omega)$ d'entrée tend vers l'infini.

La caractéristique de cette surface est vérifiée expérimentalement en utilisant le montage expérimental illustré à la figure 2.17. Il s'agit de mesurer les coefficients de réflexion de la surface UC-EBG et de la surface métallique et ensuite de calculer la différence de phase entre ces deux coefficients de réflexion. Une différence de phase de 180° indique qu'à cette fréquence la surface UC-EBG se comporte comme une surface magnétique. La figure 2.19 donne les résultats de simulation (HFSS) et de mesure des différences de phase des coefficients de réflexion de la surface sur un même graphique. La différence de phase de 180° entre les coefficients de réflexion pour la mesure se produit à une fréquence égale à 14,4 GHz alors que pour la simulation elle se produit à 14,2 GHz. La différence entre les courbes expérimentales et simulées est due à une

simplification du modèle simulé dans HFSS. Les pertes diélectriques et les pertes par conduction ont été omises dans les simulations pour diminuer la taille du problème.

D'autres mesures ont été effectuées en faisant varier la distance du plan de référence de mesure. Aucune influence sur la fréquence de résonance n'a été constatée. La surface a été imprimée sur un substrat de permittivité relative égale à 10,2 avec une hauteur de 0,635 mm (Rogers Duroid 6010).

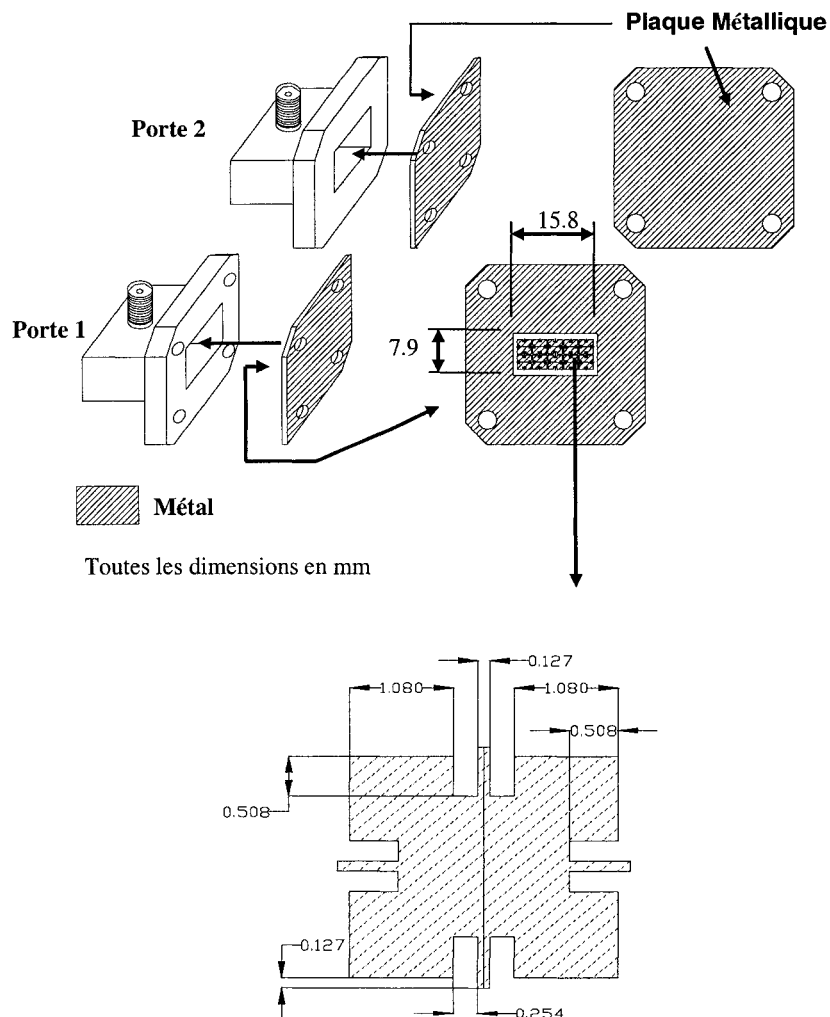


Figure 2.17 Surface UC-EBG et montage expérimental pour mesurer la fréquence de résonance de la surface.

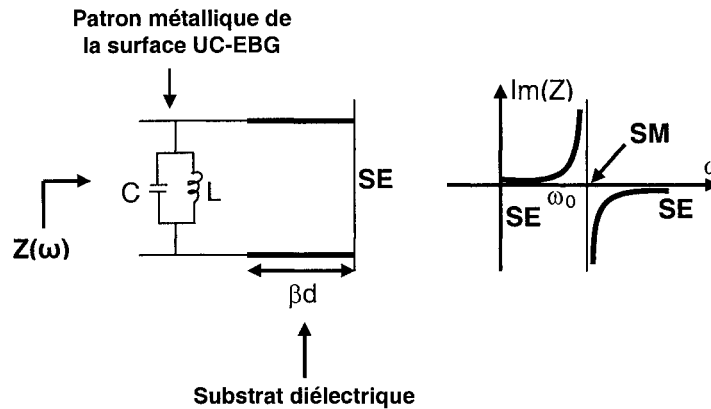


Figure 2.18 Circuit équivalent de la surface UC-EBG et courbe de l'impédance d'entrée du circuit en fonction de la fréquence.

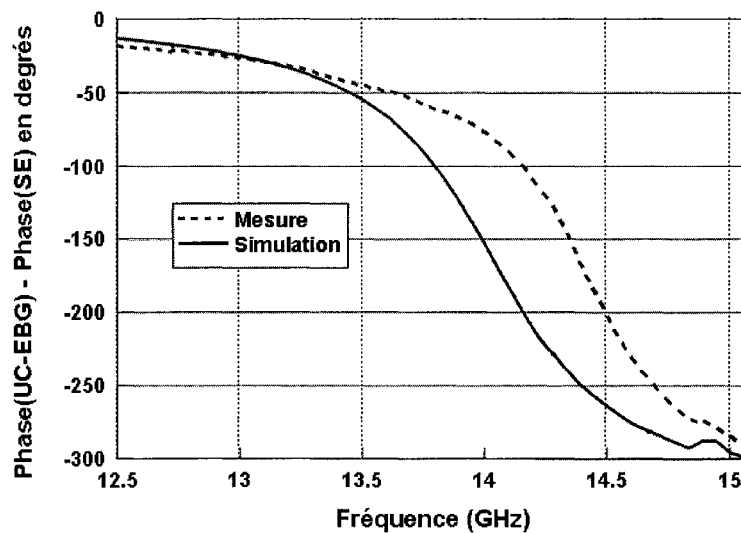
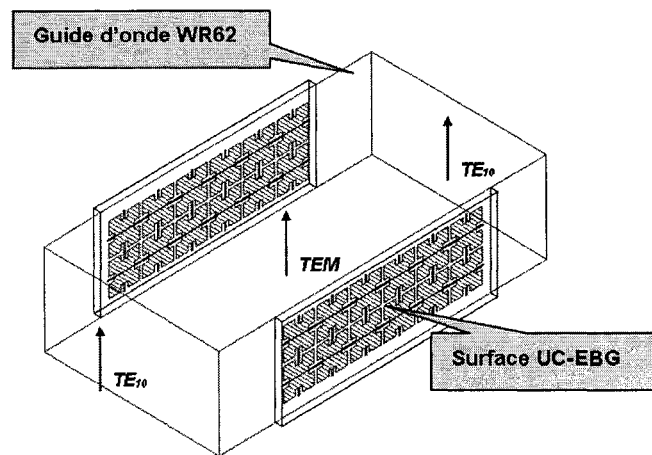


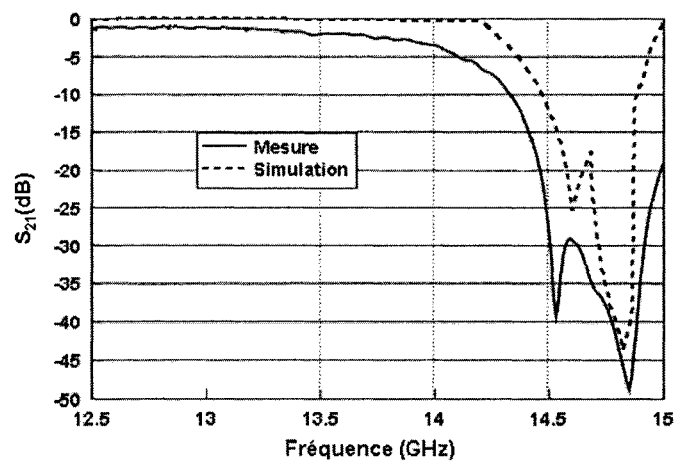
Figure 2.19 Mesure et simulation de la différence de phase des coefficients de réflexion entre la surface UC-EBG et la surface métallique.

Une seconde série de mesures et de simulations a été réalisée sur la surface comme illustrée à la figure 2.20. Il s'agit du guide d'ondes rectangulaire WR62 dans lequel deux surfaces UC-EBG sont placées sur ces côtés verticaux. L'alimentation du guide d'ondes rectangulaire est effectuée par une transition standard entre un câble coaxial et un guide d'ondes rectangulaire. Cette transition permet d'exciter le mode TE_{10} à l'intérieur du guide d'ondes. Les résultats de simulation et de mesure (figure 2.20.b)

montrent que le guide d'ondes se comporte comme un filtre éliminateur de bande aux alentours de la fréquence de résonance de la surface UC-EBG. Donc, il n'y a pas de transition entre le mode TE_{10} et le mode TEM. Pour alimenter le guide d'ondes avec un mode TEM, une transition semblable à celle illustrée à la figure 2.7 a été conçue pour exciter le mode TEM dans le guide d'ondes. Le profil de la ligne à ailettes est recalculé pour tenir compte de la présence des murs magnétiques.



(a)



(b)

Figure 2.20 (a) Guide d'ondes rectangulaire WR62 avec surfaces UC-EBG, (b) mesure du coefficient de transmission lorsqu'un mode TE_{10} alimente le guide d'ondes.

2.3.2 Mesure des performances de l'amplificateur SPCA en présence des surfaces UC-EBG passives

Les surfaces UC-EBG sont insérées à l'intérieur du guide d'ondes sur les côtés verticaux du guide d'ondes rectangulaire. Pour exciter un mode TEM, une transition semblable à celle de la figure 2.7 a été conçue, mais en tenant compte des surfaces UC-EBG sur les parois du guide d'ondes rectangulaire. Les pertes d'insertion de cette transition sont du même ordre de grandeur que les transitions utilisées pour générer le mode TE_{10} dans le guide d'ondes rectangulaire.

Les mesures de puissances de sorties P_{1dB} de l'amplificateur SPCA avec et sans la surface UC-EBG sont montrées à la figure 2.20. L'efficacité de combinaison est calculée selon l'équation 2.11 et elle est tracée sur le même graphique.

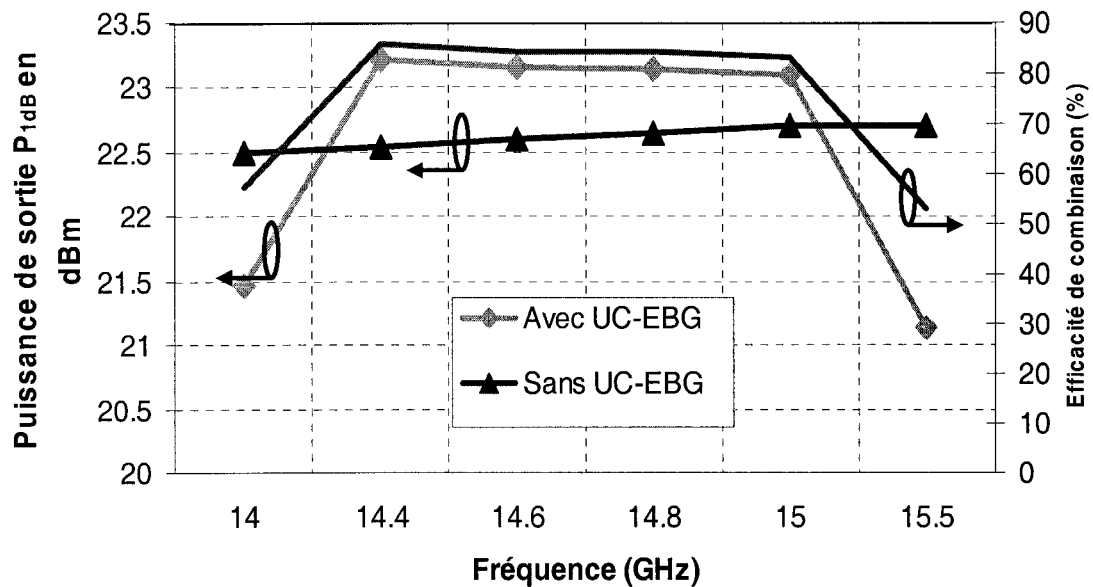


Figure 2.21 Mesure de la puissance de sortie P_{1dB} et de l'efficacité de combinaison de l'amplificateur SPCA dans un guide d'ondes quasi TEM.

La puissance de sortie a augmenté de 34 mW en moyenne dans la bande de fréquence allant de 14,4 à 15 GHz pour atteindre en moyenne 205 mW et l'efficacité de combinaison est passée de 72 % à 85 %. Par contre, la largeur de bande de l'amplificateur a chuté à 0,6 GHz. Les mesures du gain et du coefficient de réflexion des amplificateurs MMIC et SPCA avec UC-EBG sont illustrées sur la figure 2.21

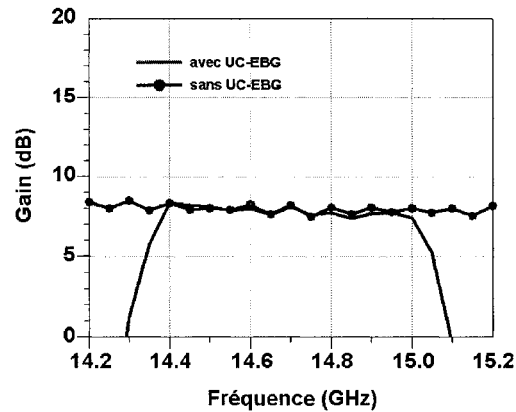


Figure 2.22 Mesures des paramètres des amplificateurs SPCA avec et sans la surface UC-EBG.

2.3.3 Modélisation et conception d'une surface UC-EBG active.

Pour améliorer le comportement en fréquence du guide d'ondes rectangulaire propageant un mode quasi-TEM, la fréquence de résonance de la surface est modifiée en ajustant la valeur de la capacité équivalente de la surface UC-EBG. Ceci peut être réalisé en incorporant des diodes du type varactor sur la surface. Les diodes permettent de varier la capacité équivalente de la surface et ainsi de modifier la fréquence de résonance de celle-ci.

La première étape pour concevoir la surface UC-EBG active consiste à modéliser la surface UC-EBG par un circuit équivalent. Cette étape est cruciale pour le choix de la diode à incorporer. Pour extraire le modèle équivalent, la surface UC-EBG est réduite à une cellule unitaire (un seul motif) qui sera simulée dans un guide d'ondes équivalent comme illustré à la figure 2.22. Les murs de ce guide d'ondes sont remplacés par des conditions aux frontières appropriées (Mur électrique ou magnétique). Cette technique

permet de simuler la surface sur le logiciel HFSS et ainsi d'extraire les paramètres S de la cellule unitaire pour ensuite être utilisé dans le simulateur ADS.

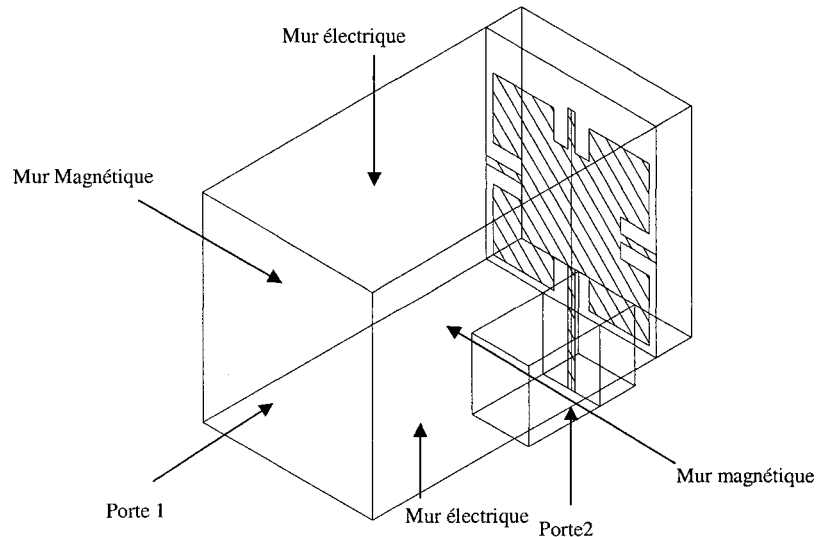


Figure 2.23 Cellule équivalente pour la surface UC-EBG.

La cellule équivalente de la figure 2.22 est tout d'abord simulée sur toute la largeur de bande d'intérêt pour extraire les paramètres S de cette structure. Une fois la simulation terminée, les paramètres S sont ensuite modifiés pour enlever les déphasages causés par les portes 1 et 2. Cette simulation et ce calcul ont été effectués en utilisant le logiciel HFSS. Les paramètres S ainsi obtenus sont ensuite comparés au circuit équivalent de la figure 2.23.

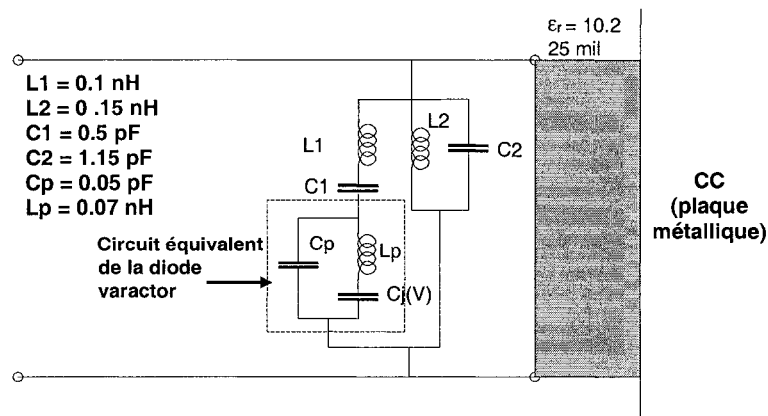
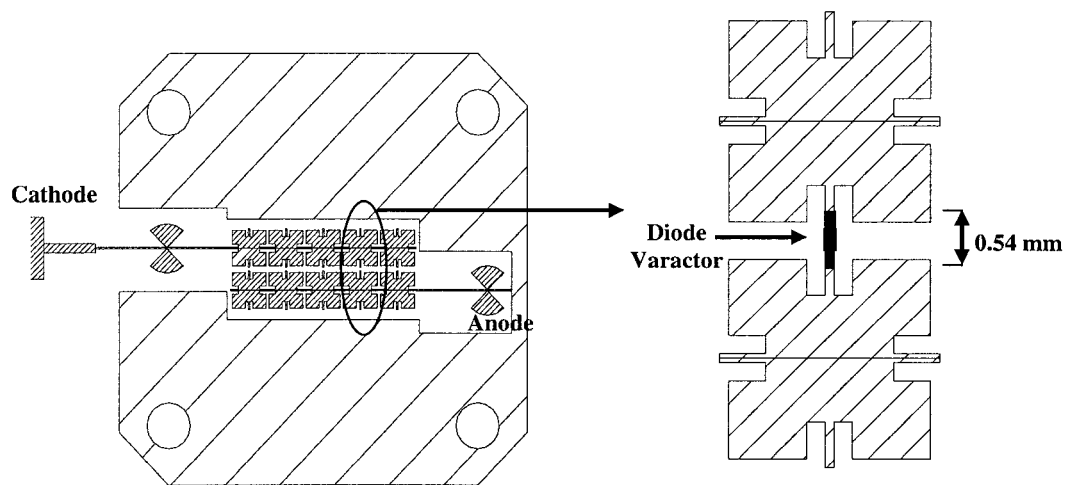


Figure 2.24 Circuit équivalent de la cellule UC-EBG active

La diode utilisée est celle de la compagnie M/A-COM (MA46580). Son modèle équivalent a été extrait en utilisant le logiciel IC-CAP de la compagnie Agilent.

La figure 2.24.a montre le montage expérimental utilisé pour mesurer le coefficient de réflexion de la surface UC-EBG active. Les diodes sont placées dans la direction y alors que la polarisation des diodes est appliquée dans la direction perpendiculaire au champ électrique. À la figure 2.24.b, les résultats de mesures et de simulations de la fréquence de résonance de la surface en fonction de la tension inverse de polarisation des diodes sont montrés. Les deux courbes sont très proche l'une de l'autre prouvant la validité du modèle électrique de la figure 2.23. La fréquence de résonance de la surface varie de 14,55 à 16,56 GHz. Les diodes sont polarisées avec une tension négative. Par conséquent, il n'y a presque pas de courant qui circule dans les diodes. La consommation DC est négligeable.



Les Dimensions de la cellule unité sont les mêmes que celles données à la figure 2.29.

(a)

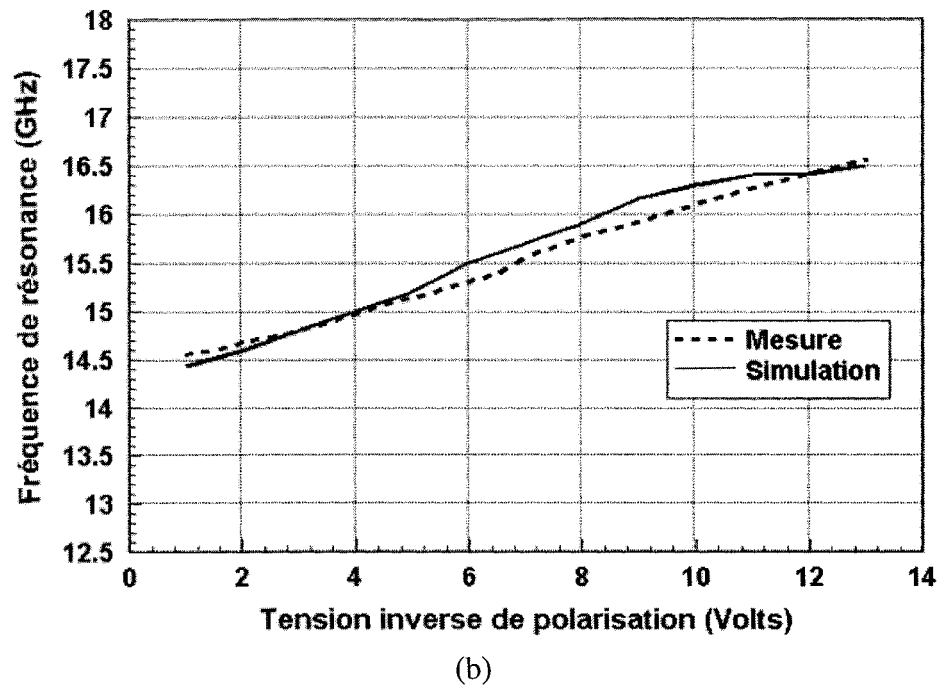


Figure 2.25 (a) Circuit expérimental pour la mesure du coefficient de réflexion de la surface active UC-EBG, (b) mesure et simulation de la fréquence de résonance de la surface active UC-EBG.

2.3.4 Mesure des performances de l'amplificateur SPCA en présence des surfaces UC-EBG actives

Les surfaces UC-EBG actives sont intégrées à l'amplificateur SPCA et des mesures du gain et de puissance de sortie sont réalisées. La figure 2.25 est une mesure du gain de l'amplificateur SPCA pour une tension de 1 V et une tension de 7 V appliquée aux diodes varactor. La courbe de gain de l'amplificateur se décale vers la droite lorsque la tension de polarisation augmente.

La dernière mesure effectuée est celle de la puissance de sortie P_{1dB} de l'amplificateur SPCA. La courbe à la figure 2.26 représente cette mesure. La puissance de sortie a légèrement chuté de 10 mW par rapport au cas de l'utilisation de surface UC-EBG passive à cause de la présence des diodes. Par contre, la largeur de bande passe de 0,6 GHz dans le cas passif à 1,4 GHz dans le cas actif.

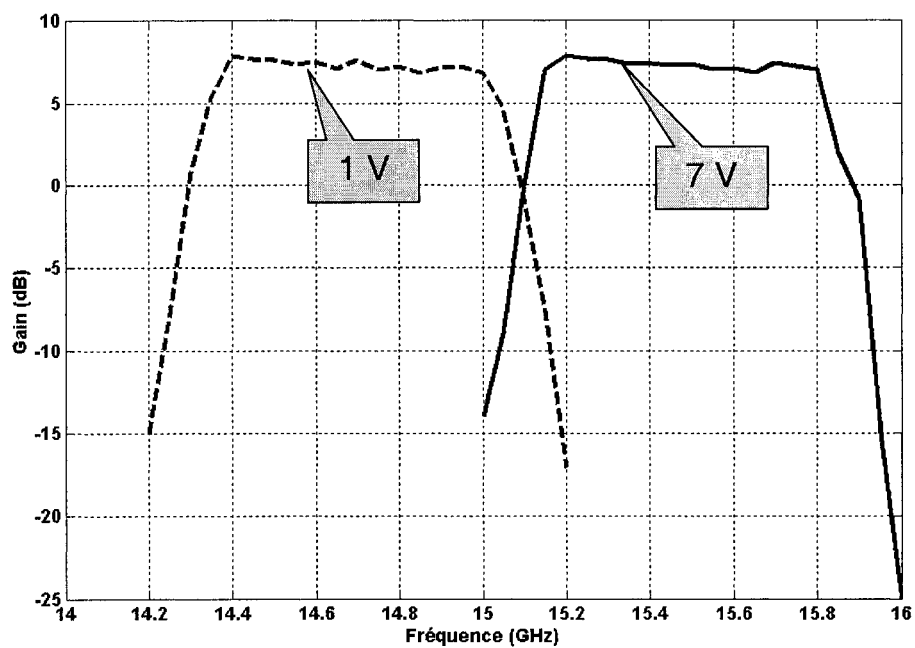
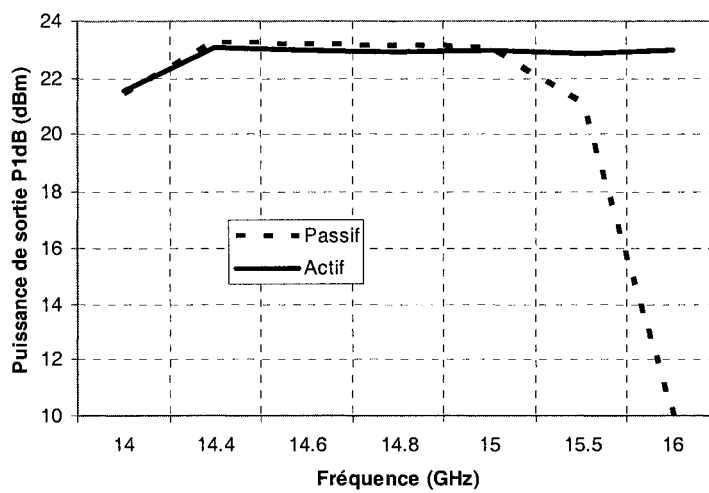
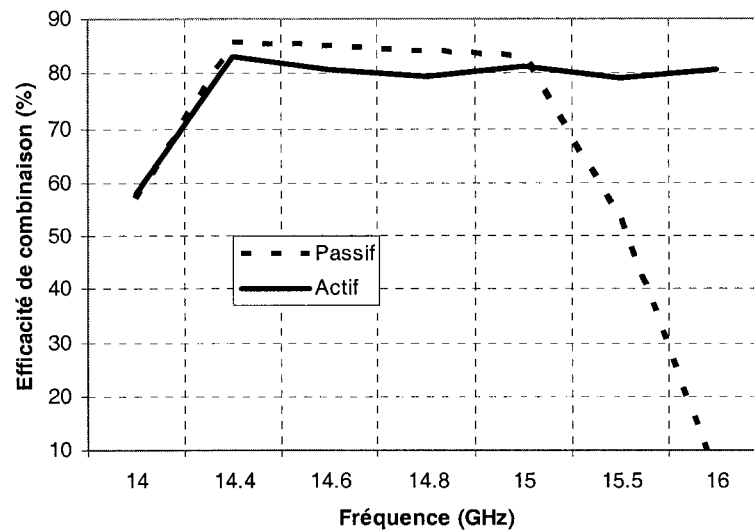


Figure 2.26 Mesure du gain de l'amplificateur SPCA en fonction de la tension inverse de polarisation des diodes varactor.



(a)



(b)

Figure 2.27 Mesure en fonction de la fréquence (a) de la puissance P_{1dB} de l'amplificateur SPCA dans le cas de l'utilisation des surfaces UC-EBG passives et actives, (b) de l'efficacité de combinaison dans les deux cas.

Les résultats obtenus de l'amplificateur SPCA standard et quasi TEM passif et actif ont fait l'objet d'une publication dans le journal *IEEE-MTT (Microwave Theory and techniques)* qui est rapporté à l'annexe 1.

Références

- [1] Pozar, D.M., *Microwave Engineering*. 2nd Ed. 1998, New York, NY: John Wiley & Sons.
- [2] Klopfenstein, R.W., *A Transmission-Line Taper of Improved Design*. Proc. IRE, 1956. 442: p.31-35.
- [3] Schieblich, C., J.K. Piotrowski, and J.H. Hinken. *Synthesis of optimum finline tapers using dispersion formulas for arbitrary slot widths and locations*. 1984.
- [4] Pramanick, P., Bhartia, P. 1985. «Accurate analysis equations and synthesis technique for unilateral fin lines». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 33. 24-30.

- [5] Schuppert, B. 1988. «Microstrip/slotline transitions : Modeling and experimental investigation». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 36. 1272-1282.
- [6] Ulrich, R. 1967. «Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure». *Infrared Phys.* 7, 37-55.
- [7] Lee, S. W., Zarrillo, G., Law, C. L. 1982. «Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates». *IEEE Trans. Antennas Propag.* 30, 904-909.
- [8] Mittra, R., Chan, C., Cwik, T. 1988. «Techniques for analyzing frequency selective surfaces». a review *IEEE Proc.* 76:23. 1953-1615.
- [9] Qian, Y., Yang, F.R., Itoh, T. 1988. «Characteristics of microstrip lines on a uniplanar compact PGB ground plane». *Asia-Pacific Microwave Conf.* 589-598.
- [10] Qian, Y., Itoh, T. 1999. «Planar Periodic structures for microwave and Millimeter Wave circuit applications». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.* 1533-1536.
- [11] Fei-Ran, Y., Kuang-Ping., Ma., Qian, Y., Itoh, T. 1999. «A novel TEM waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47. 2092-2098.
- [12] Kim, M., Hacker, J.B., Sailer, A.L., Kim, S., Sievenpiper, D., Higgins, J.A. 1999. «A Rectangular TEM Waveguide with Photonic Crystal Walls for Excitation of Quasi-Optical Amplifiers». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.* 543-546.
- [13] Zieniutycz, W., Kildal, P. 1992. «Study of wall region and dielectric losses in square hard Horn». *Proc, Inst, Elect.* 139. 139-142.

CHAPITRE 3

CONCEPTION ET ANALYSE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE SPCA UTILISANT UN NOUVEAU CONVERTISSEUR DE MODE TE_{10} À TE_{20}

3.1 INTRODUCTION ET MOTIVATION

Les résultats obtenus avec l'amplificateur SPCA dans un guide d'ondes quasi TEM ont prouvé qu'il est possible d'améliorer les performances d'un amplificateur SPCA qui utilise un mode de propagation TE_{10} . Il est évident qu'utiliser un mode TE_{10} a pour effet de diminuer l'efficacité de combinaison de la structure à cause de la forme du champ électrique du mode TE_{10} . Le guide quasi TEM a permis d'obtenir une distribution du champ électrique plus uniforme; ce qui a eu pour conséquence d'améliorer l'efficacité de combinaison. Par contre, la largeur de bande a diminué chutant de 6 GHz à 0,6 GHz. L'utilisation de la surface UC-EBG active a permis d'augmenter la largeur de bande de 1,4 GHz. Ceci a été réalisé en ajoutant des éléments actifs nécessitant des circuits de polarisations.

Le nombre de composants MMIC pouvant être combinés est limité par les dimensions internes du guide d'ondes rectangulaire. Il existe aussi une deuxième limitation provenant de la capacité de la structure à dissiper la chaleur.

La conception du convertisseur de mode découle des deux points discutés plus haut, à savoir la forme du champ électrique et les dimensions physiques du guide d'ondes rectangulaire. L'utilisation d'un mode TE_{20} à la place du mode TE_{10} permet d'avoir une distribution du champ électrique plus uniforme sur les cartes et un

agrandissement des dimensions physiques du guide d'ondes rectangulaire. La figure 3.1 illustre ce phénomène.

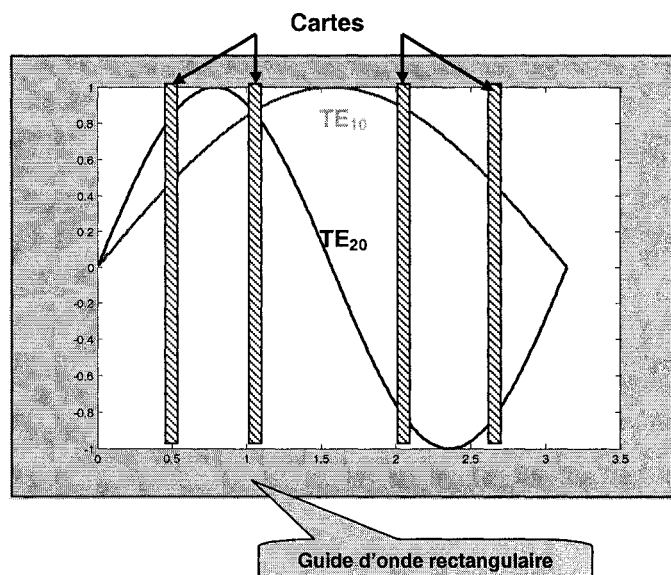


Figure 3.1 Distribution du champ électrique à l'intérieur d'un guide d'ondes rectangulaire pour le mode TE_{10} et TE_{20} .

Les quatre cartes placées dans le guide d'ondes reçoivent exactement la même quantité de puissance dans le cas du mode TE_{20} .

3.2 Conception du convertisseur de mode.

La figure 3.2 montre la topologie proposée pour réaliser la conversion de mode dans un guide d'ondes rectangulaire. Le signal provenant du câble coaxial est transporté par un mode de propagation TEM. Celui-ci se transforme à travers la transition entre le câble coaxial et le guide d'ondes rectangulaire en un mode TE_{10} . La puissance transportée par ce mode est ensuite divisée en deux grâce aux deux ailettes métalliques profilées. Un déphasage de 180° entre les deux cartes est ensuite ajouté. Une fois ce déphasage créé, la puissance est combinée en utilisant les mêmes ailettes profilées que celles utilisées pour la division. Le résultat de cette manipulation engendre la formation du mode TE_{20} et la suppression du mode TE_{10} .

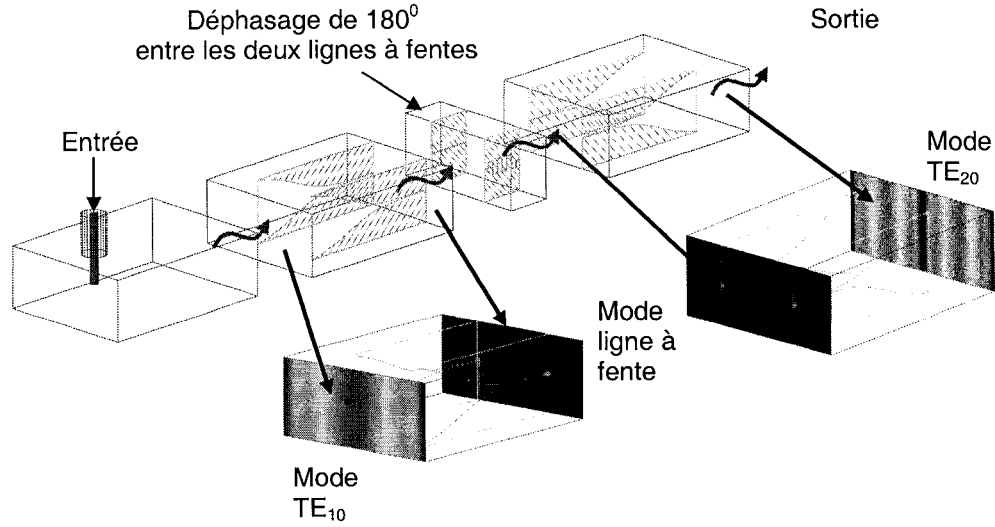


Figure 3.2 Convertisseur de mode TE_{10} à TE_{20} .

3.2.1 Détermination de la bande de fréquence d'opérations du convertisseur.

Le convertisseur de mode a été conçu pour fonctionner dans la bande de fréquence Ku (12-18 GHz). Typiquement, le guide d'ondes rectangulaire utilisé dans cette bande de fréquence est le guide standard WR62 dont les dimensions physiques de 15,8 par 7,9 mm imposent la propagation du seul mode fondamental TE_{10} . Donc, pour pouvoir propager un mode TE_{20} dans le guide d'ondes, il faut changer ces dimensions. Le guide d'ondes WR90, dont les dimensions physiques de 35,4 par 10,16 mm, est utilisé. Ce guide opère en mode fondamental TE_{10} dans la bande de fréquence allant de 8 à 12,4 GHz. Au-dessus de 12,4 GHz, le guide se met à propager d'autres modes.

L'équation 3.1 [1] donne les fréquences de coupure des modes TE_{mn} et des modes TM_{mn} . La figure 3.3 donne une illustration du comportement modal du guide d'ondes WR90 en fonction de la fréquence.

$$(f_c)_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2} \quad (3.1)$$

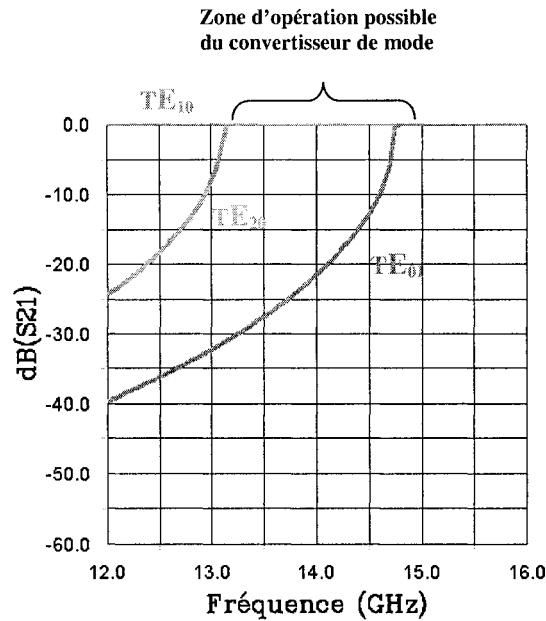


Figure 3.3 Détermination de la zone d'opération possible du convertisseur de mode dans le guide d'ondes rectangulaire WR90.

Il faut choisir une bande de fréquence où le guide d'ondes permet la propagation des deux modes TE_{10} et TE_{20} . La bande de fréquence idéale d'après la figure 3.3 serait entre 13,5 et 15 GHz. Le mode TE_{01} peut aussi se propager dans cette bande de fréquence, mais l'excitation de ce mode est très difficile à produire à cause de la configuration du convertisseur de mode qui a été conçu.

La conception des ailettes profilées est basée sur le profil de Klopfenstein et la méthode utilisée est identique à celle développée au chapitre 2.

3.3.2 Conception du déphasage de 180° entre les deux ailettes profilées

Deux types de lignes de transmission ont été utilisés pour réaliser un déphasage entre les deux ailettes profilées. La première solution, qui est la plus directe, est d'utiliser les ailettes pour réaliser le déphasage. La deuxième solution est l'utilisation d'une ligne microruban.

La figure 3.4 illustre la réalisation de la différence de phase entre les deux ailettes en utilisant une ligne à ailettes. Dans cette structure, le déphasage est réalisé par l'ajout d'une longueur de ligne à ailettes pour obtenir un déphasage de 180° entre les deux cartes. Pour garder une longueur égale entre les deux cartes, la ligne de 180° doit prendre la forme montrée à la figure 3.4. La conception de la différence de phase en ligne à ailettes a été réalisée sur le logiciel ADS et non pas sur le logiciel HFSS. Le comportement de la ligne à ailettes dans un guide d'ondes est très semblable à celle de la ligne à fentes dans un milieu ouvert et en particulier lorsque la largeur de la fente devient petite. Dans notre cas, la largeur de la ligne à ailettes dans le guide d'ondes est de 0,152 mm. La différence entre les deux types de structures est que la ligne à fentes dans un milieu ouvert a plus de pertes d'insertion dues aux pertes par radiation. Par contre, la valeur du déphasage dans les deux cas est similaire. Il est donc plus facile d'optimiser la structure sur ADS pour obtenir une valeur proche de 180° et ensuite de terminer la conception sur HFSS. Le tableau 3.1 donne les résultats de simulations de la différence de phase entre une ligne à ailettes de 0° et celle de 180° . La différence de phase n'est pas constante.

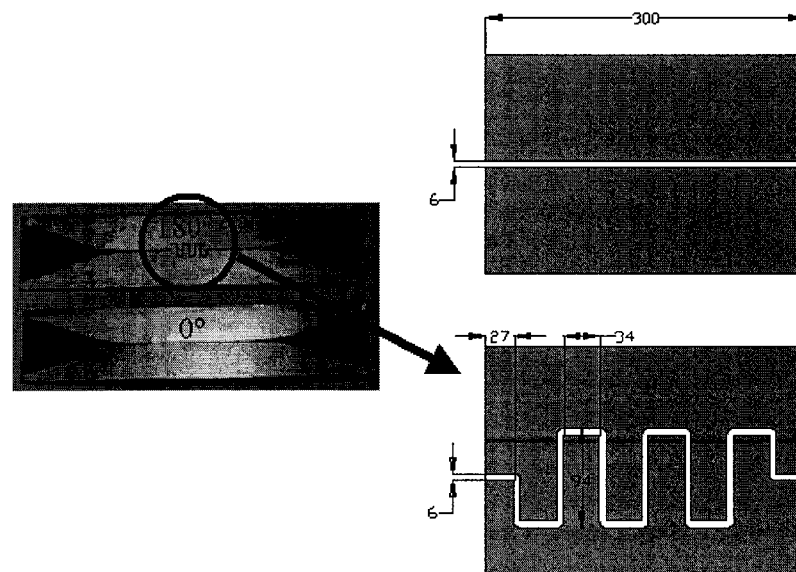


Figure 3.4 Réalisation et dimensions physiques de la ligne à déphasage en ligne à ailettes.

Tableau 3.1 Résultats de simulation de la section à déphasage en ligne à ailettes.

Fréquence (GHz)	Différence de phase	Perte d'insertion pour la carte 0° (dB)	Perte d'insertion pour la carte 180° (dB)
14	178 ⁰	0,026	0,47
14,5	188 ⁰	0,026	0,49
15	198,7 ⁰	0,026	0,52

Il existe une variation de 20° entre 14 et 15 GHz. De plus, les pertes d'insertion sont différentes pour les deux cas et cette différence atteint 0,5 dB.

Pour améliorer les performances de la ligne à déphasage, une deuxième configuration a été développée. Il s'agit comme illustré à la figure 3.5 d'utiliser des lignes de transmissions microruban qui possèdent des caractéristiques moins dispersives que les lignes à ailettes. Le tableau 3.2 résume ces performances.

Tableau 3.2 Résultats de simulation de la section à déphasage en ligne microruban.

Fréquence (GHz)	Différence de phase	Perte d'insertion pour la carte 0° (dB)	Perte d'insertion pour la carte 180° (dB)
14	186 ⁰	0,042	0,180
14.5	179 ⁰	0,043	0,189
15	172 ⁰	0,044	0,199

Pour cette configuration, les pertes d'insertion et la différence de phase sont plus petites que pour le cas de la ligne à ailettes. Par contre, pour mettre en œuvre cette configuration, il faut rajouter une transition entre la ligne à ailettes et la ligne microruban, ce qui a pour effet d'augmenter les pertes de conversion de la structure.

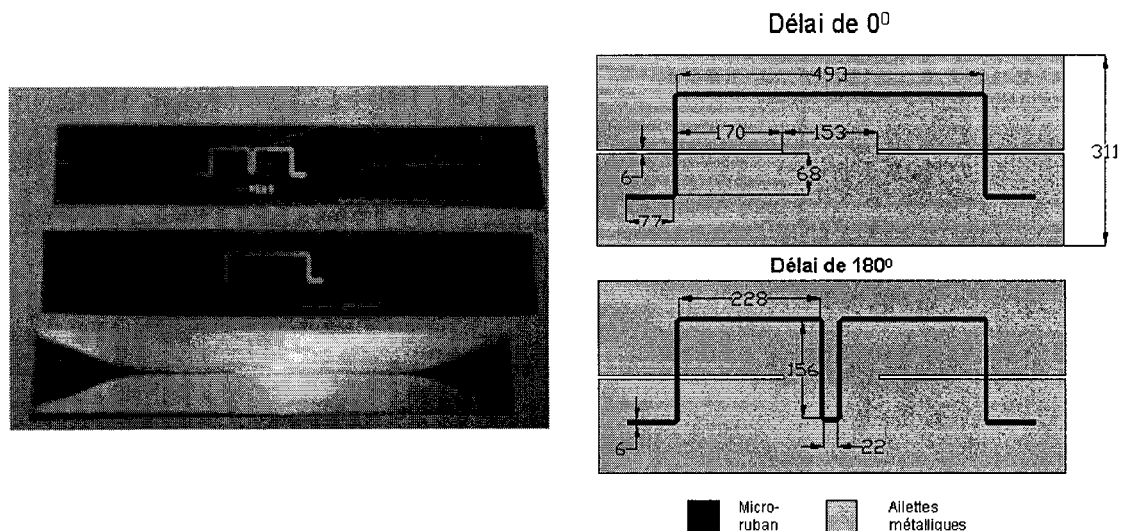
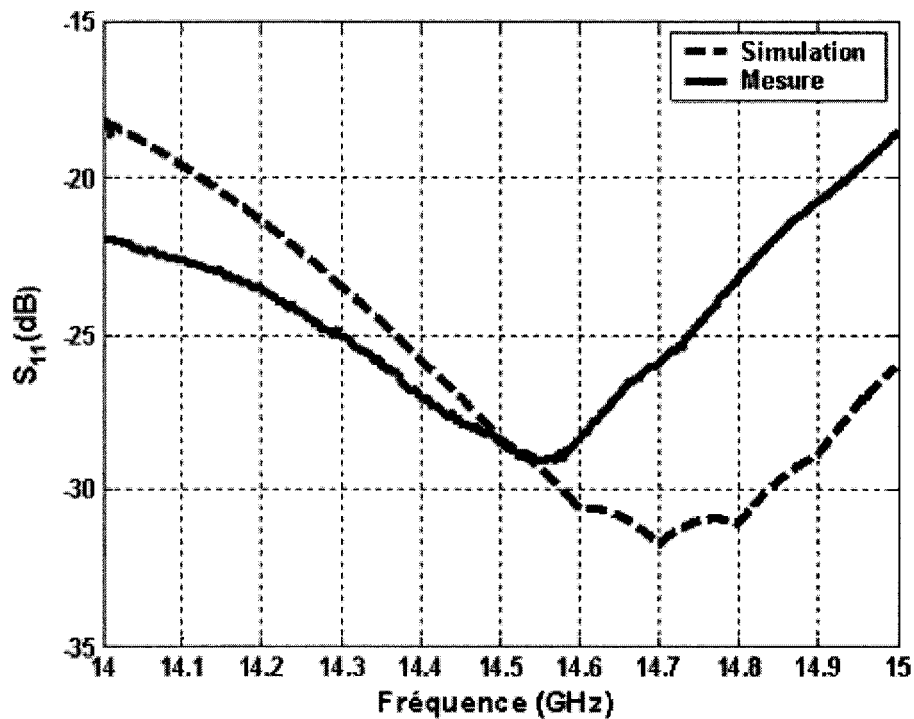


Figure 3.5 Réalisation et dimensions physiques de la ligne à déphasage en ligne microruban.

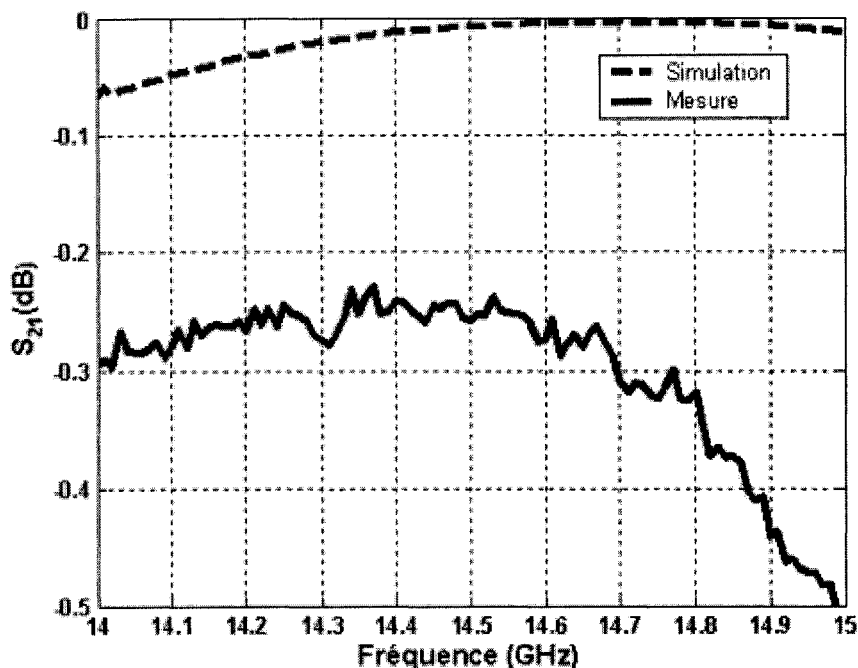
Il existe une multitude de transitions fabriquées par différentes compagnies permettant d'exciter de façon très efficace le mode TE_{10} pour le guide d'ondes rectangulaire WR90. Dans notre cas, le guide d'ondes sera utilisé entre 14 et 15 GHz. Il faut donc concevoir une nouvelle transition qui fonctionne de façon efficace dans cette bande de fréquence. Pour cela, il faut aussi exciter un mode TE_{10} un peu de la même manière qu'une transition traditionnelle tout en gardant le niveau des autres modes le plus bas possible en particulier le mode TE_{20} .

La transition qui a été conçue est montrée à la figure 3.7. C'est une transition qui est analogue à une transition traditionnelle, mais dont les dimensions physiques seront optimisées pour assurer son bon fonctionnement dans la bande de fréquence 14 à 15 GHz. Cette configuration est intéressante puisque la pointe métallique qui excite le mode TE_{10} est placée dans une position où le champ électrique est maximal. De plus, cette pointe se trouve à un zéro du mode TE_{20} . En conséquence, le couplage avec ce mode est plus difficile. La conception ainsi que l'optimisation de la structure ont été réalisées avec le logiciel HFSS. La figure 3.6 donne les résultats de la simulation et de la

mesure de la transition. Les mesures ont été effectuées sur l'analyseur de réseau HP8510 et une calibration utilisant un kit coaxial de type K a été effectuée. Pour effectuer la mesure, la transition est mesurée dans une configuration bout à bout. Pour les pertes d'insertion, elles sont plus importantes que les simulations dues aux connecteurs SMA utilisés dans l'expérimentation et qui n'ont pas été considérés dans les simulations. Pour les deux autres modes, TE_{20} et TE_{01} , le seul résultat qui peut être analysé est un résultat de simulation obtenu par le logiciel HFSS. Il est possible de mesurer expérimentalement la distribution de puissances sur chaque mode, mais il faudrait concevoir un système complexe comme celui proposé par Levinson et Rubinstein [2].



(a)



(b)

Figure 3.6 Mesure et simulation de la transition entre le guide d'ondes WR90 et la ligne coaxiale en configuration bout à bout : (a) Coefficient de réflexion, (b) Pertes d'insertion.

3.3.4 Mesures des performances des lignes à déphasage

La figure 3.7 est une photo du convertisseur de mode conçu et utilisé pour effectuer les mesures des deux configurations possibles du convertisseur de mode (ligne microruban et ligne à ailettes).

La figure 3.8 représente les mesures des pertes d'insertion et des coefficients de réflexion de la structure de la figure 3.7 pour les deux types de lignes à déphasage (microruban et ligne à ailettes). Pour cela, des cartes de même type (ligne à ailettes ou microruban) et de même déphasage (0° ou 180°) sont insérées dans le guide d'ondes WR90.

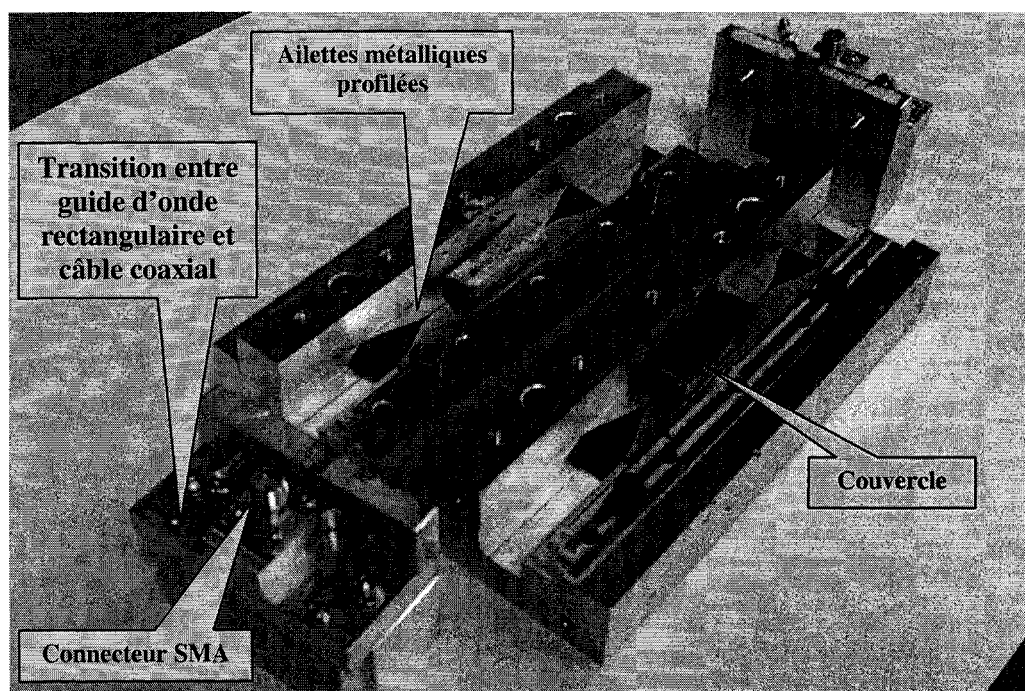
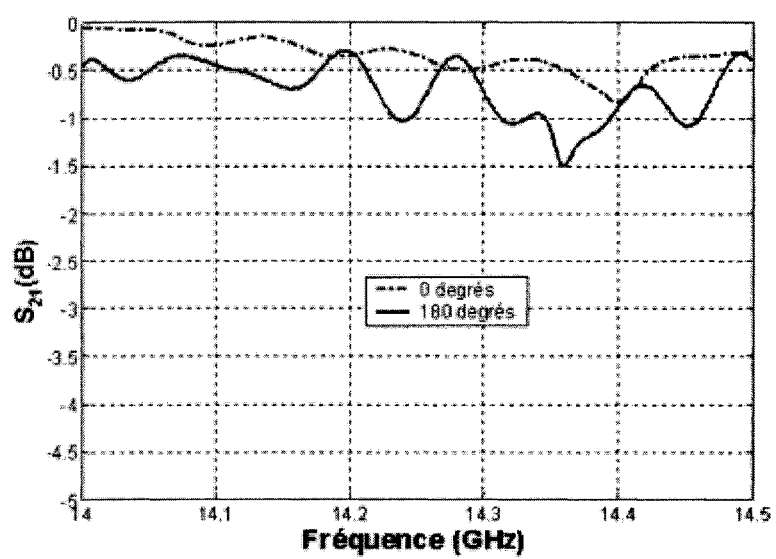
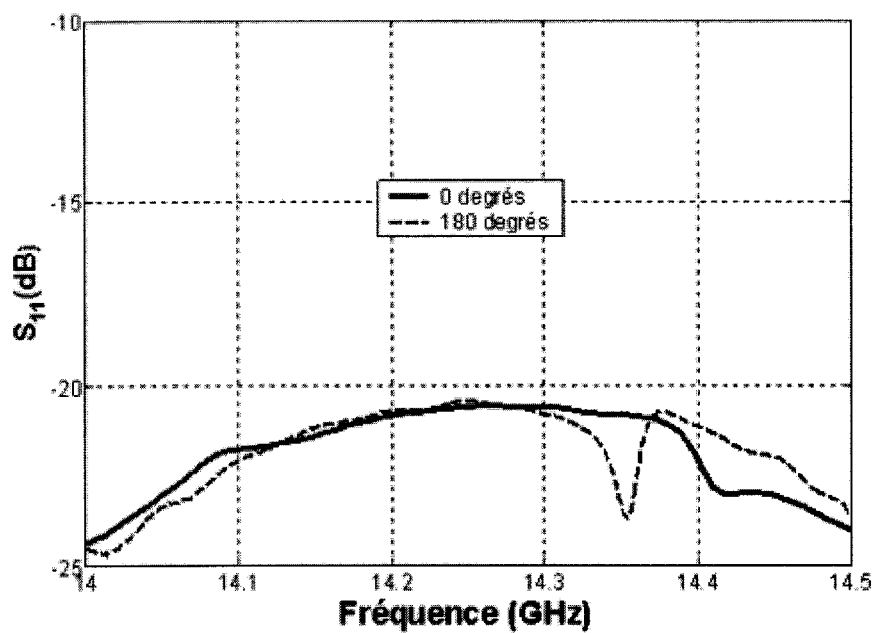


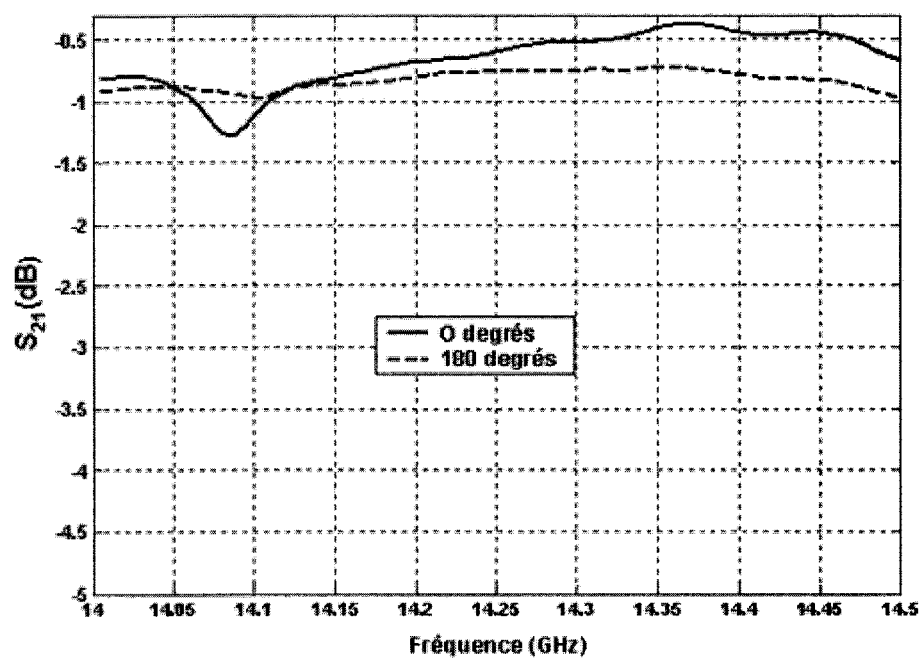
Figure 3.7 Convertisseur de mode TE_{10} à TE_{20} .



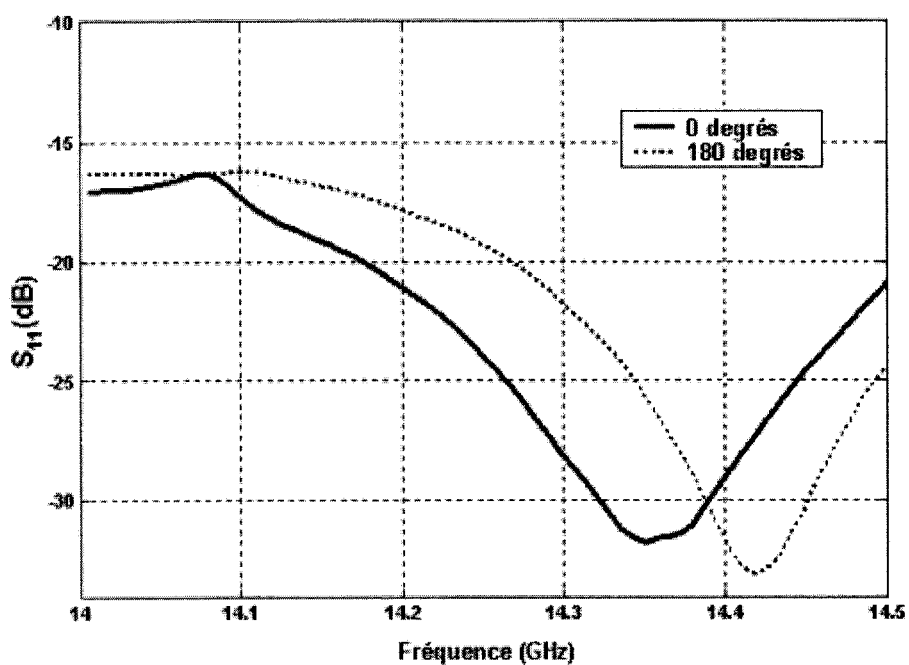
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 3.8 Mesure des coefficients de réflexion et de pertes d'insertion : (a) dans le cas de la ligne à ailettes, (b) dans le cas de la ligne microruban.

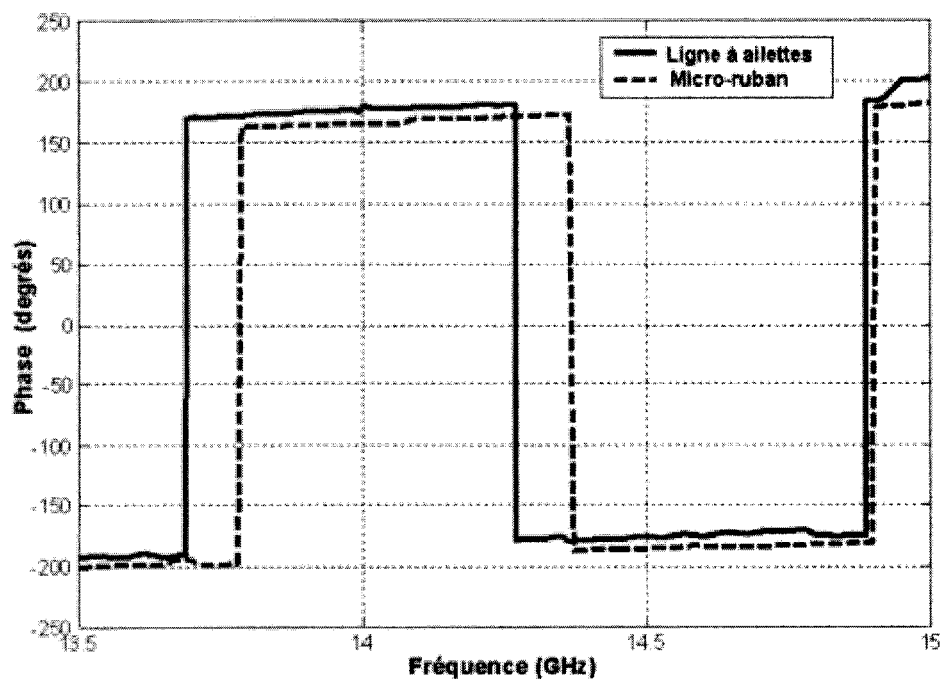


Figure 3.9 Mesures des différences de phase entre les cartes 0° et les cartes 180°

Pour les pertes d'insertion des lignes à ailettes 0° et 180° , les pertes de la ligne 180° sont supérieures à celle de 0° . Dans le cas de la ligne microruban, les pertes sont presque identiques dans les deux cas. Dans le cas des lignes à ailettes, les pertes sont plus faibles, ce qui est normal puisque la structure microruban utilise une transition supplémentaire entre les ailettes profilées et les lignes microruban.

Pour déterminer par mesure la différence de phase entre les cartes, il suffit de faire la différence de phase entre les mesures des paramètres S_{21} . La figure 3.9 donne le résultat de ce calcul. Cette figure indique que la différence de phase dans le cas de la ligne à ailettes est de 23° dans la bande de fréquence 14 à 15 GHz. Dans le cas de la ligne microruban, elle est égale à 11° . En conclusion, la topologie microruban offre de meilleures performances en ce qui concerne le balancement des amplitudes et la différence de phase constante entre les cartes 0° et 180° .

Dans le prochain paragraphe, un phénomène qui s'est manifesté lors des mesures du convertisseur de mode est décrit. L'analyse détaillée de ce phénomène sera effectuée dans une section ultérieure. La figure 3.10 est une mesure des pertes d'insertion du convertisseur de mode formé de deux cartes identiques (même déphasage). Une forte résonance aux alentours de 14,25 GHz est observable. L'origine de ce phénomène est due à la propagation de plusieurs modes non souhaités dans le guide d'ondes rectangulaire. Pour éliminer cette résonance, il suffit de placer une plaque métallique comme illustré à la figure 3.7. La longueur du couvercle influence les pertes d'insertion et il faut l'ajuster pour les minimiser. Donc, il est très important, pour que le convertisseur de mode fonctionne adéquatement, d'ajouter le couvercle. D'ailleurs, toutes les mesures effectuées à la figure 3.9 ont été réalisées en l'utilisant. Ce phénomène apparaît aussi dans tous les cas de façon plus ou moins prononcée et avec un petit décalage de la fréquence de résonance par rapport au cas de la figure 3.10.

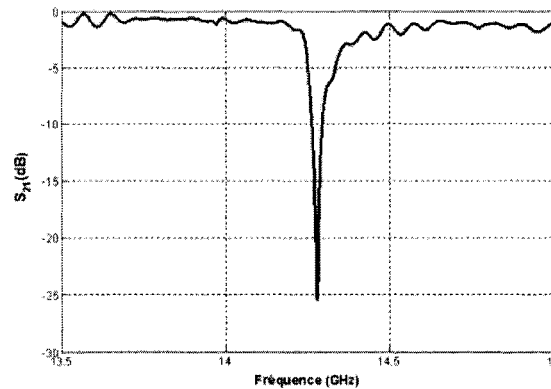


Figure 3.10 Mesure des pertes d'insertion dans le cas d'une ligne à ailettes à 180° et sans couvercle.

3.3.5 Mesures et caractérisation du convertisseur de mode.

Une fois les cartes mesurées et caractérisées dans différentes topologies (microruban ou ligne à ailettes), la mesure du convertisseur de mode est effectuée. Les deux cartes placées dans le convertisseur sont déphasées de 180° . La première mesure effectuée consiste à mesurer les coefficients de réflexion du convertisseur de la figure 3.7. La deuxième porte du convertisseur de mode est terminée par une charge qui permet d'absorber toute la puissance à la sortie du convertisseur.

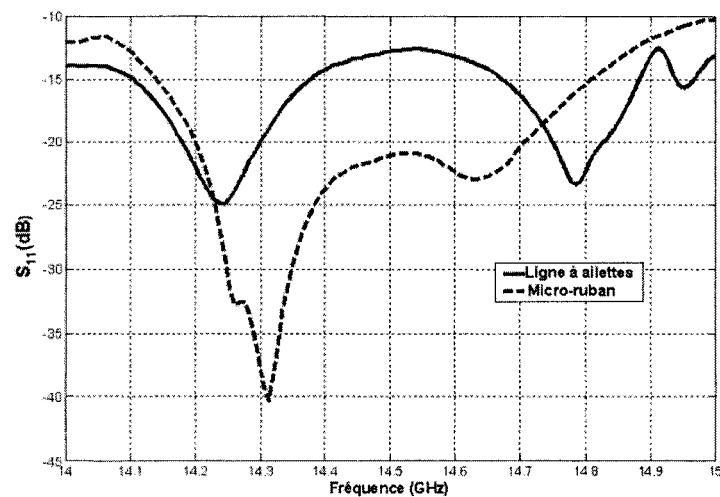


Figure 3.11 Mesure des coefficients de réflexion du convertisseur de mode pour les deux types de configurations (ligne microruban et ligne à ailettes).

Les coefficients de réflexion sont inférieurs à 10 dB dans la bande de fréquence allant de 14 à 15 GHz (figure 3.12). Cette mesure indique le bon fonctionnement du convertisseur de mode, mais elle ne donne pas d'autres informations sur le comportement modal exact de la structure.

3.3.6 Mesures du profil du champ électrique à la sortie du convertisseur de mode

La méthode développée par Levinson et Rubinstein [2] permet de faire une mesure du contenu modal dans un guide d'ondes rectangulaire et d'évaluer le pourcentage de puissance que porte chaque mode. Cette méthode est complexe et, de plus, elle demande la fabrication d'instruments et des structures particulières pour pouvoir effectuer cette mesure. Cette méthode ne permet pas non plus de mesurer le profil du champ électrique à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire. Pour que le convertisseur de mode soit utile à la conception d'un amplificateur SPCA, il est important de connaître la forme du champ électrique à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire. Il faut s'assurer que la distribution de la puissance sur les cartes se fait le plus uniformément possible. De plus, il faudrait que la méthode donne une information sur le taux de suppressions du mode TE_{10} . Ces exigences sont à l'origine du développement d'une méthode rapide et facile d'utilisation permettant de répondre à ces besoins.

La méthode est basée sur une technique de mesure en champ proche développée dans le laboratoire de recherche Poly-Grames à l'École Polytechnique de Montréal par le professeur Jean-Jacques Laurin et son équipe [3]. Cette technique a été développée à l'origine pour effectuer des mesures en champs proches de dispositifs sous test et pour la caractérisation d'antennes. La particularité de cette méthode de mesure réside dans la conception de la sonde qui permet de mesurer le champ proche produit par un circuit sous test. Lorsque ce genre de mesure est effectué, la sonde doit être capable de mesurer seulement la composante tangentielle du champ électrique $E_x \hat{x} + E_y \hat{y}$ et de rejeter la

composante verticale E_z (voir figure 3.12). La raison de la suppression de la composante verticale mesurée est que le courant magnétique ou électrique est directement proportionnel à la composante tangentielle du champ électrique.

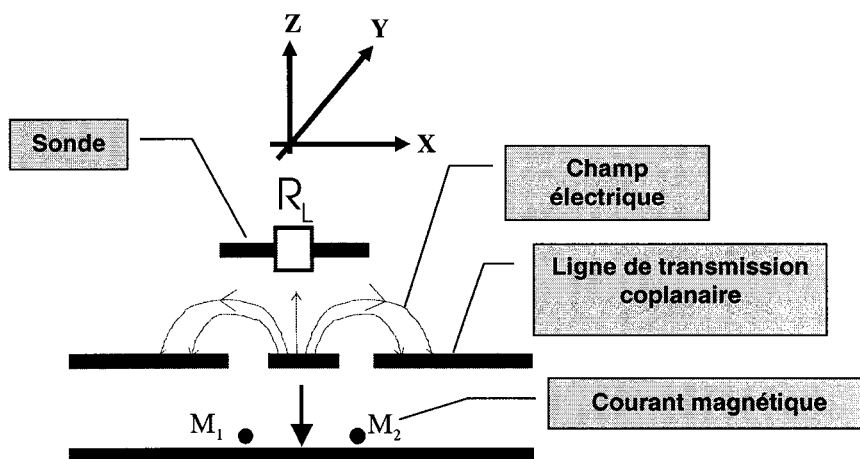


Figure 3.12 Extraction des courants magnétiques d'une ligne coplanaire par une mesure en champ proche.

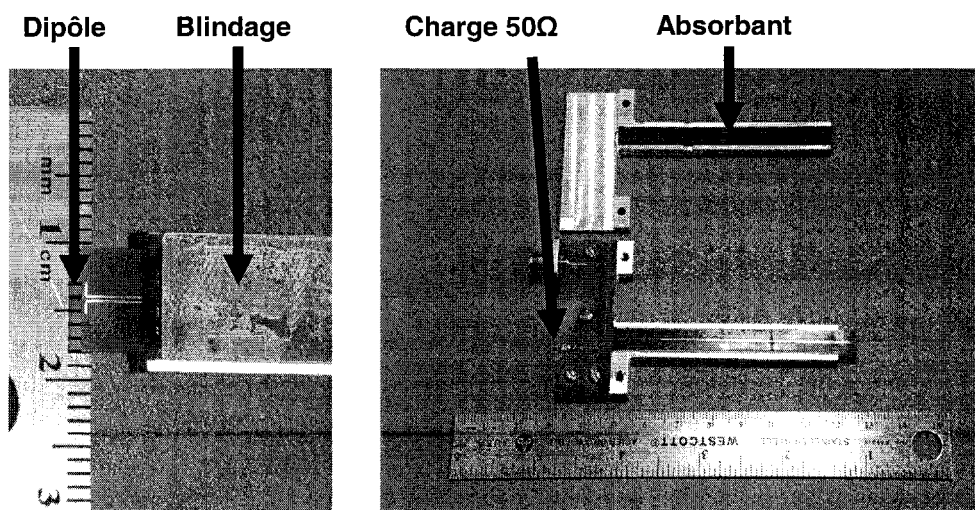


Figure 3.13 Sonde de mesure développée au laboratoire Poly-Grames [4].

La méthode de calcul des courants électrique et magnétique a été développée par le professeur Jean-Jacques Laurin et son équipe [3]. La configuration du système de mesures en champ proche utilisée pour mesurer le profil du champ électrique est montrée à la figure 3.14.

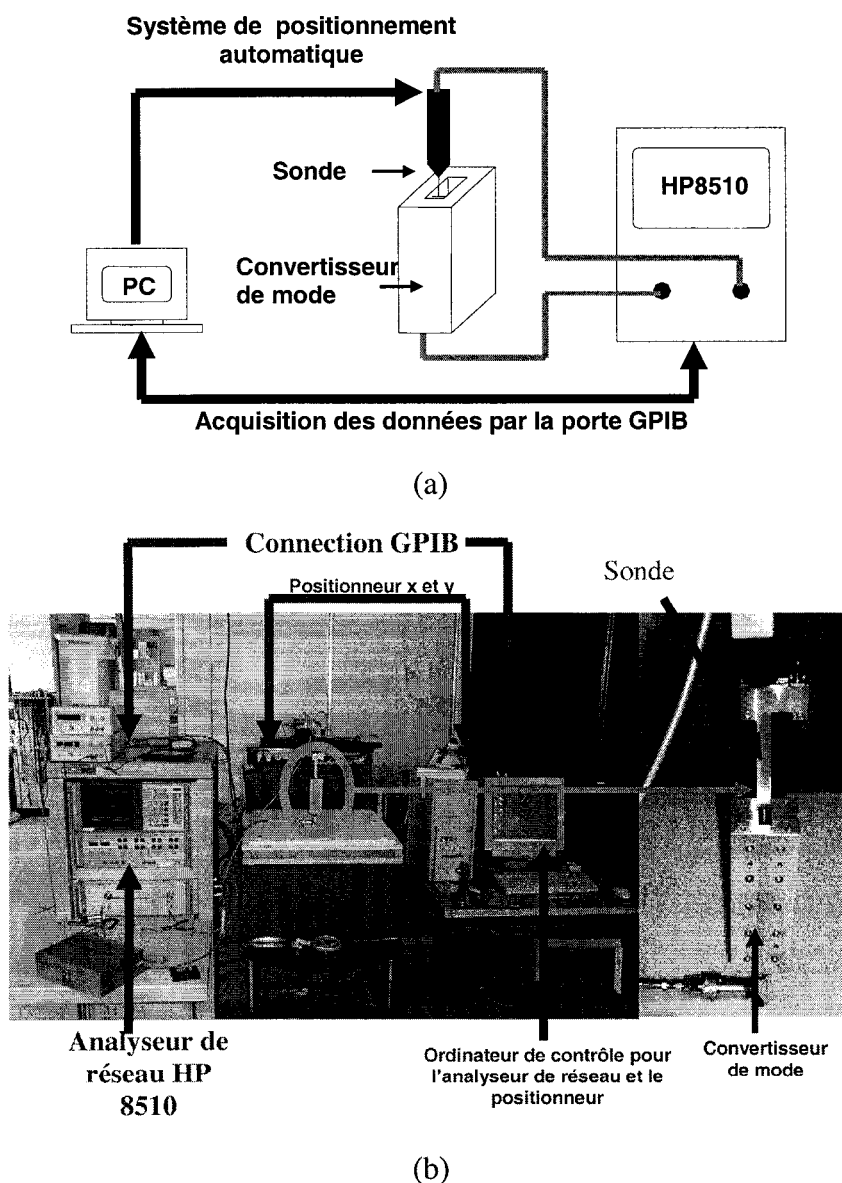
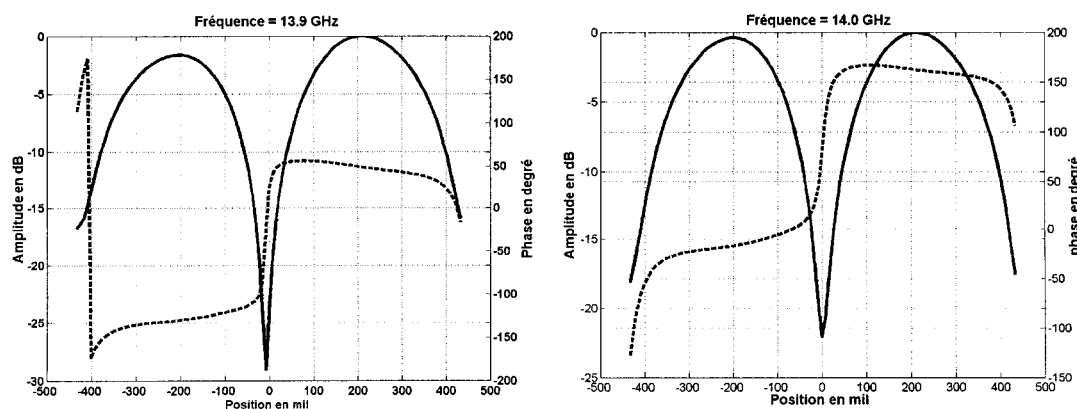


Figure 3.14 Système de mesures en champ proche : (a) montage expérimental, (b) photographie du montage.

La sonde utilisée est montrée à la figure 3.13 [3]. Cette sonde a la particularité d'être miniature, ce qui permet son insertion à l'intérieur du guide d'ondes. Elle permet d'effectuer des mesures à haute fréquence jusqu'à une estimation de 28 GHz. De plus, cette sonde n'influence pas la distribution des champs électrique et magnétique. Ceci a été validé par une mesure du coefficient de réflexion en présence et en l'absence de la sonde ainsi que lors de son déplacement à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire. Il a été remarqué que le coefficient de réflexion à l'entrée du convertisseur de mode ne variait pas. La sonde est insérée à l'intérieur du guide à une profondeur de 5,1 mm (200 mil). Le banc de mesure est constitué d'un analyseur de réseau HP8510C de la compagnie Agilent servant à prendre la mesure du paramètre S_{21} pour chaque position de la sonde. À partir de ces mesures, l'amplitude et la phase du champ électrique sont extraites. Un ordinateur, par l'intermédiaire de la porte GPIB, permet d'enregistrer les mesures du paramètre S_{21} . Il permet aussi de commander l'analyseur de réseau et de contrôler les deux moteurs pour les deux axes de déplacement de la sonde. Les mesures sont prises avec un pas égal à $25,4 \mu\text{m}$ (1 mil). Chaque point de mesure est effectué en exécutant une moyenne de 50 mesures par position de la sonde.

Deux structures ont été mesurées. La première est celle qui utilise des lignes à ailettes pour le déphasage alors que la deuxième est celle qui utilise la ligne microruban. Les résultats de ces mesures sont illustrés aux figures 3.15 et 3.16.



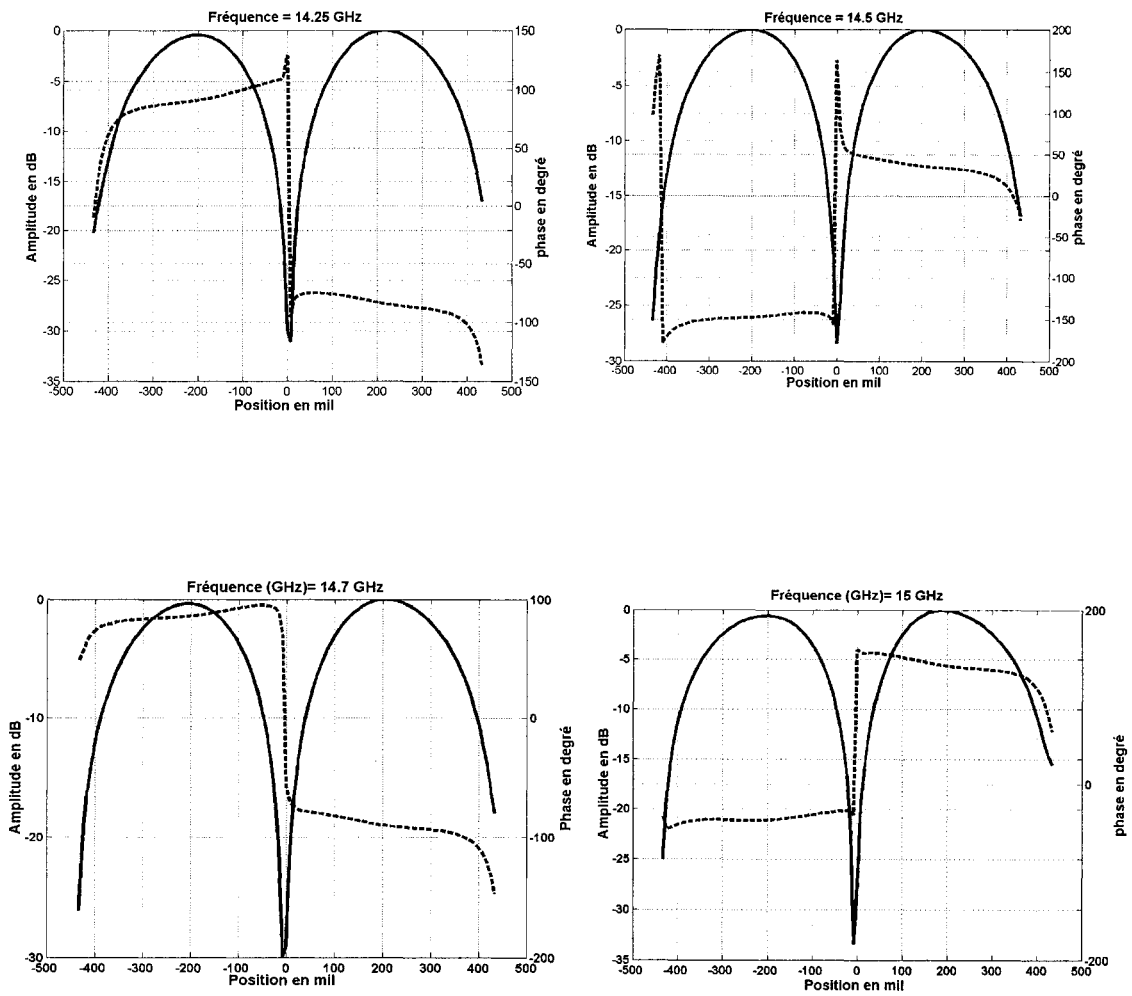


Figure 3.15 Mesure du profil du champ électrique à l'intérieur du guide d'ondes en amplitude et en phase dans le cas de la ligne à ailettes.

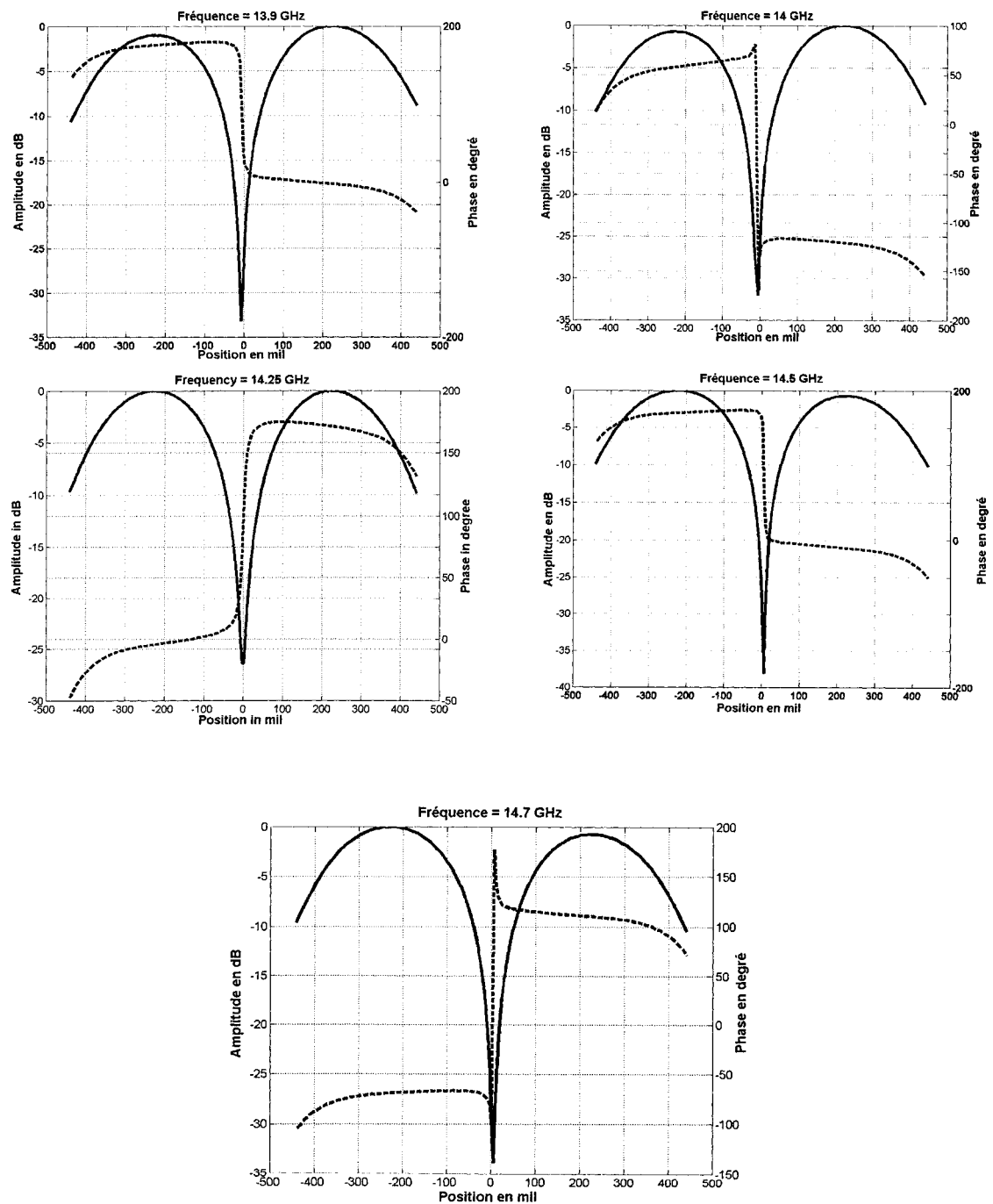


Figure 3.16 Mesure du profil du champ électrique à l'intérieur du guide d'ondes en amplitude et en phase dans le cas de la ligne microruban

Les mesures effectuées sur les deux structures ont permis de tirer les conclusions suivantes. La différence d'amplitude entre les deux lobes du mode TE_{20} est au maximum de 0,9 dB dans le cas de la ligne à ailettes et de 0,5 dB dans le cas de la ligne microruban. Pour la suppression du mode TE_{10} dans les deux cas, elle est égale à 22 dB minimum.

Le mode TE_{20} généré par le convertisseur de mode est en fait la somme vectorielle de deux modes TE_{10} d'amplitude légèrement différente et en opposition de phase. La forme de la distribution du champ ne dépend pas seulement des pertes dues aux cartes, mais aussi de la sommation des deux modes TE_{10} . C'est pour cette raison que la différence entre les lobes du mode TE_{20} varie avec la fréquence. La figure 3.17 est une représentation des champs électriques produits par chaque carte.

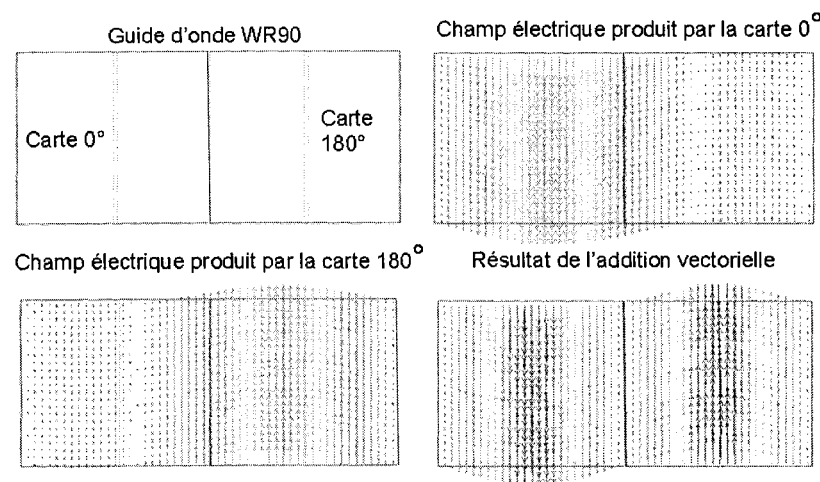


Figure 3.17 Configuration des champs électriques produits par chaque carte et le résultat de l'addition vectorielle de ces deux modes.

Chaque carte excite un mode TE_{10} déformé, mais en opposition de phase. Le champ résultant de ces deux modes est un mode TE_{20} .

3.3.7 Méthode de simulation

Le convertisseur de mode a été simulé en utilisant une technique particulière qui est décrite dans cette section. Le problème est que la structure est trop grande pour être directement simulée par le logiciel HFSS. La solution obtenue à partir du logiciel HFSS

ne peut converger et les résultats de ces simulations seraient imprécis. L'idée est de subdiviser la structure. Cette opération est possible tant que les interfaces entre les sections sont préservées. Chaque section est ensuite simulée individuellement. Toutes les sections sont assemblées en utilisant le logiciel ADS. Cette méthode de simulation permet aussi d'analyser la structure et de déterminer la source de la résonance observée dans la figure 3.10. La figure 3.18 représente une vue du convertisseur de mode découpé en plusieurs sections.

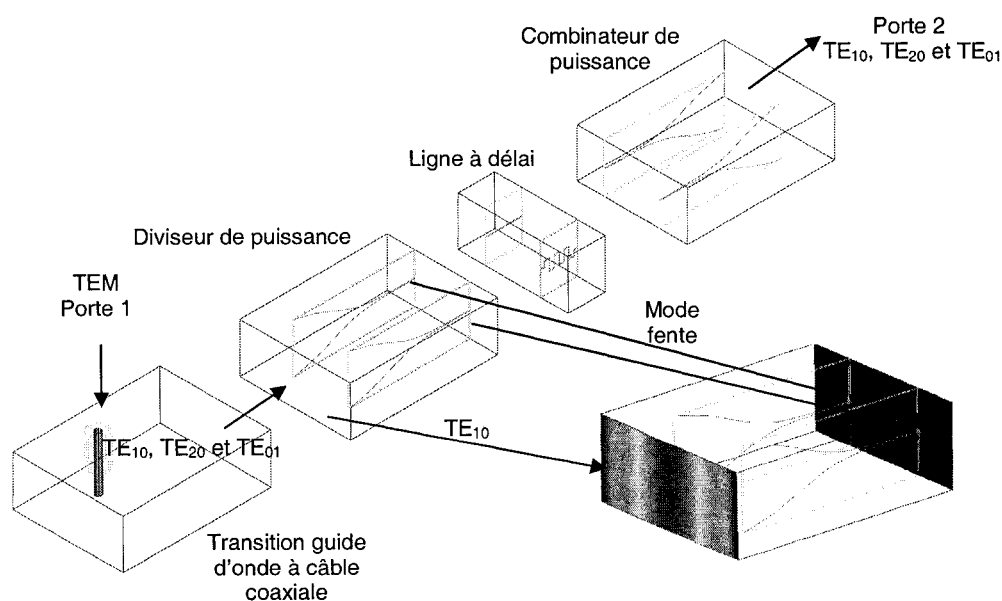


Figure 3.18 Vue du convertisseur de mode découpé.

3.3.8 Analyse de la transition entre le guide d'ondes rectangulaire et le câble coaxial.

La porte 1 est alimentée par le câble coaxial qui permet la propagation d'un mode TEM tant que la fréquence d'opération est au-dessous de 26 GHz. Étant donné que le connecteur utilisé est du type SMA, la fréquence maximale d'opération de la transition est limitée à 18 GHz. Cette transition a été conçue et optimisée pour fonctionner entre 14

et 15 GHz. Dans cette bande de fréquence, les modes TE_{10} , TE_{20} et TE_{01} peuvent se propager. Le résultat de simulation de cette transition est montré à la figure 3.19.

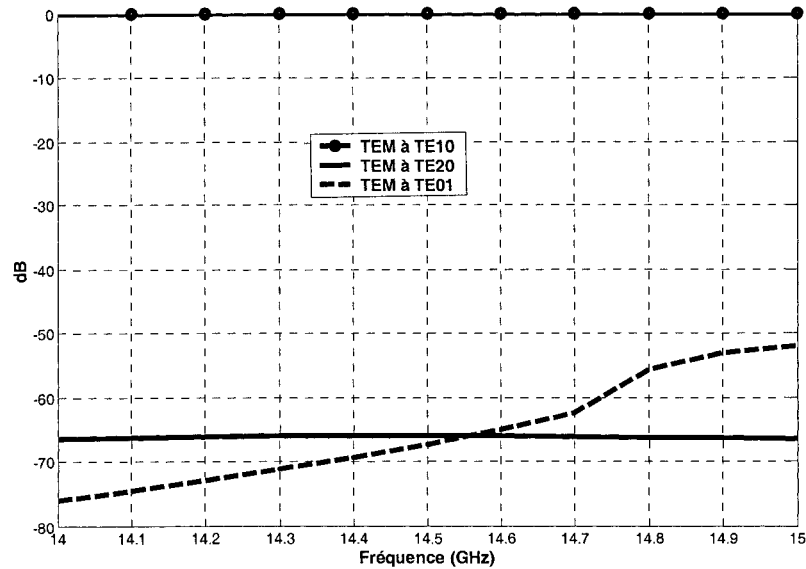
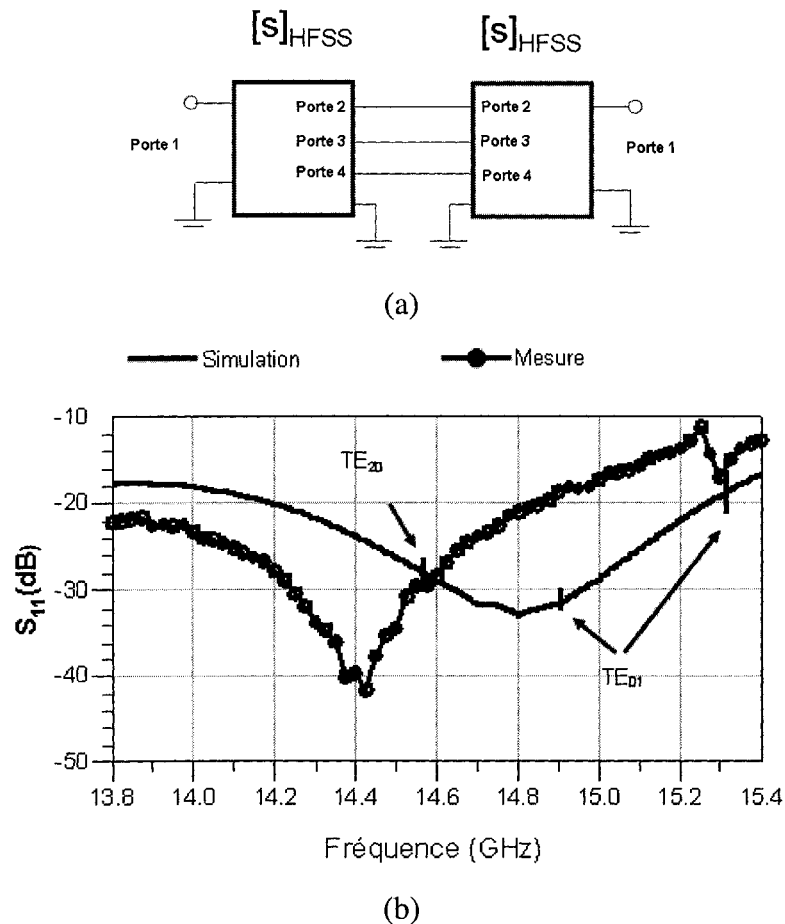
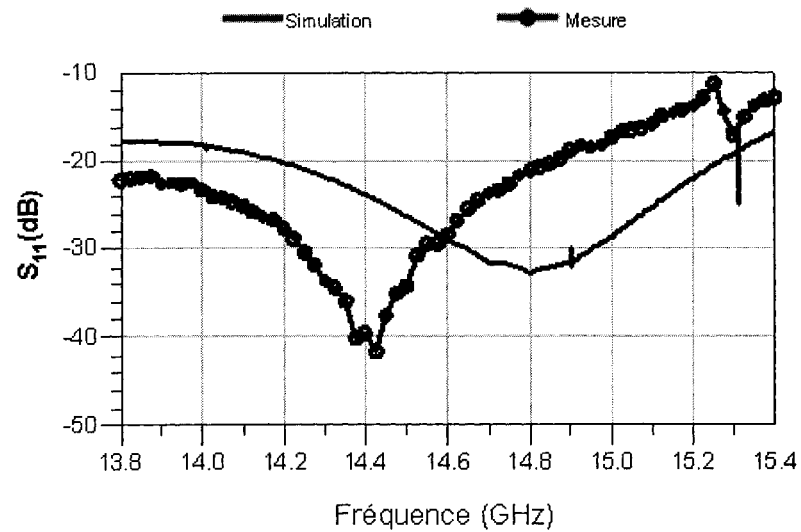


Figure 3.19 Résultat de simulation de la transmission du mode TEM aux trois modes TE_{10} , TE_{20} et TE_{01} à travers la transition entre le guide d'ondes rectangulaire et le câble coaxial.

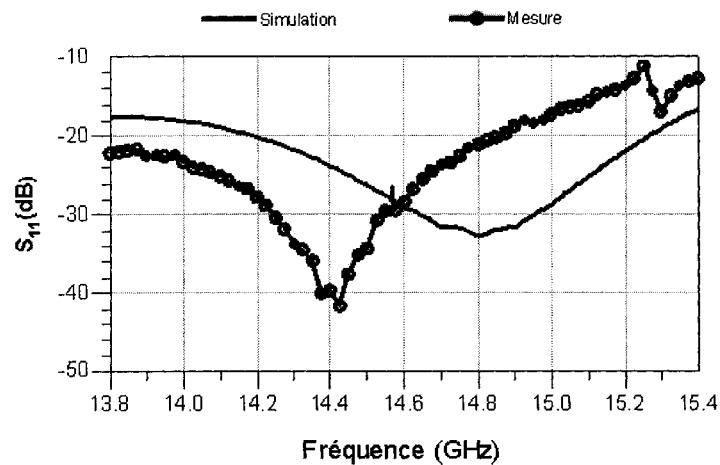
La transition existe très faiblement les modes TE_{20} et TE_{01} . Par contre, la possibilité que ces modes peuvent se propager a pour conséquence d'engendrer un phénomène de résonance comme illustré à la figure 3.20.b. La figure 3.20.a est le circuit utilisé pour simuler la transition mise bout à bout. Les portes 1, 2, 3 et 4 correspondent respectivement aux modes TEM, TE_{10} , TE_{20} et TE_{01} . Les mesures sur la transition ont aussi été effectuées dans une configuration bout à bout. Aux alentours de 14,5 GHz, il y a une première résonance dont l'effet sur S_{21} n'est pas très prononcé. Sur la courbe de mesure, cette résonance n'est pas visible. Ceci est dû au fait que pour les simulations un pas de 0,01 MHz a été utilisé pour pouvoir distinguer cette résonance alors que pour les mesures le pas est de 7,5 MHz. De plus, cette résonance est due au mode TE_{20} . En imposant un court-circuit au mode TE_{20} dans le circuit de la figure 3.20.a, la simulation nous donne le résultat illustré à la figure 3.20.c. La résonance à 14,5 GHz a disparu. La

deuxième et la troisième résonance se produisent respectivement aux alentours de 14,9 GHz et 15,3 GHz. La figure 3.20.d est le résultat de simulation dans le cas où le mode TE_{01} est court-circuité. Les deux résonances ont disparu. La résonance qui se produit à 15,3 GHz est plus importante que celle à 14,9 GHz, tellement qu'elle est visible sur la courbe de mesure. Finalement et en conclusion, les résonances n'ont pas beaucoup d'effet néfaste sur la transition puisque premièrement, celles qui se produisent dans la bande d'application 14 à 15 GHz n'ont pas une grande influence sur les résultats de mesures et deuxièmement celles qui sont plus importantes se trouvent en dehors de la bande de fréquence d'intérêt. Cette conclusion ne s'applique que pour le cas de cette transition. Pour le convertisseur de mode, les résonances se comportent différemment occasionnant des problèmes plus importants qui seront discutés dans la prochaine section.





(c)



(d)

Figure 3.20 Simulation et mesure de la transition entre le guide d'ondes et le câble coaxial : (a) circuit utilisé dans ADS pour la simulation. Résultats de simulation et de mesure en considérant : (b) tous les modes, (c) le mode TE_{20} court-circuité, (d) le mode TE_{01} court-circuité.

3.3.9 Analyse du convertisseur de mode en configuration ligne à ailettes.

La deuxième partie du convertisseur de mode simulée en utilisant HFSS est illustrée à la figure 3.21. Cette structure représente la transition entre le guide d'ondes

rectangulaire WR90 et les deux ailettes profilées. À la porte 1, il existe trois modes pouvant se propager qui sont les modes TE_{10} , TE_{20} et TE_{01} . Aux portes 2 et 3 (identiques), trois modes sont aussi présents. La configuration de ces modes est différente de ceux à la porte 1. Le premier mode est celui d'intérêt puisqu'il représente le mode de propagation caractéristique de la ligne à ailettes métalliques. Les deux autres sont des modes parasites qu'il faut quand même considérer.

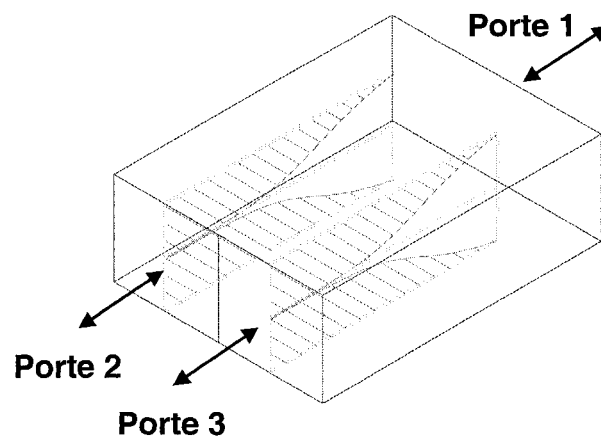


Figure 3.21 Modèle utilisé dans HFSS pour simuler la transition entre le guide d'ondes et les deux ailettes métalliques profilées.

MODÈLE

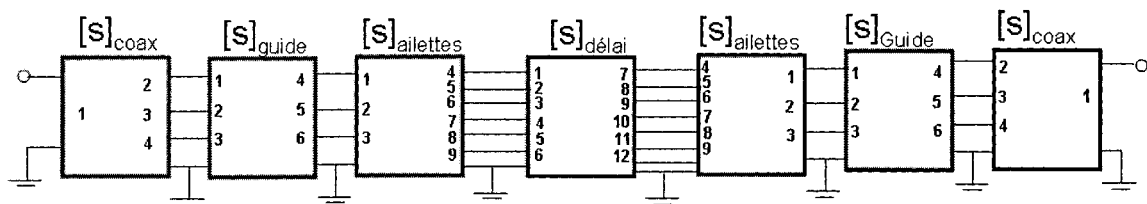


Figure 3.22 Modèle utilisé pour la simulation sur le logiciel ADS.

Chaque section est formée d'une matrice de paramètres S généralisée à N portes qui a été obtenue après simulation sur le logiciel HFSS. Le nombre de portes dans chaque section dépend du nombre de modes qui peuvent se propager à l'entrée et à la

sortie de la section. Par exemple, la première matrice $[S]_{\text{coax}}$ représente la transition entre le câble coaxial et le guide d'ondes rectangulaire. Cette section a comme mode d'entrée un mode TEM et comme mode de sortie trois modes TE_{10} , TE_{20} et TE_{01} . La matrice $[S]_{\text{coax}}$ qui représente cette section est donc formée de 4 portes, une porte pour chaque mode. La deuxième section est une section de guide d'ondes rectangulaire de 15 mm servant à simuler la section supplémentaire ajoutée dans le convertisseur de mode fabriqué. Cette section est ajoutée pour des raisons expérimentales. Par contre, son effet sur les résonances est important. La longueur de cette section fait déplacer la fréquence de résonances du mode TE_{20} comme illustré à la figure 3.23. La longueur de cette section de guide d'ondes dans le convertisseur de mode fabriqué est égale à 15,2 mm. D'ailleurs, pour cette longueur les fréquences de résonances mesurées (figure 3.9) et simulées correspondent.

La section 3 correspond à la transition entre le guide d'ondes et les deux lignes à ailettes profilées alors que la section 4 est constituée des deux lignes à déphasage de même valeur soit 0° ou 180° comme illustré à la figure 3.24.

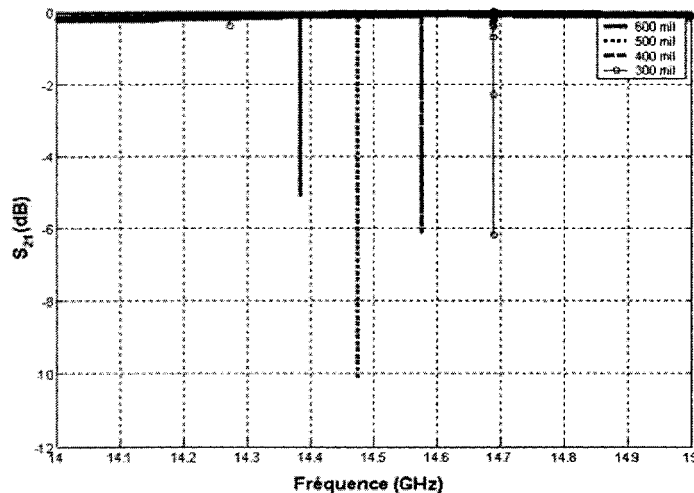
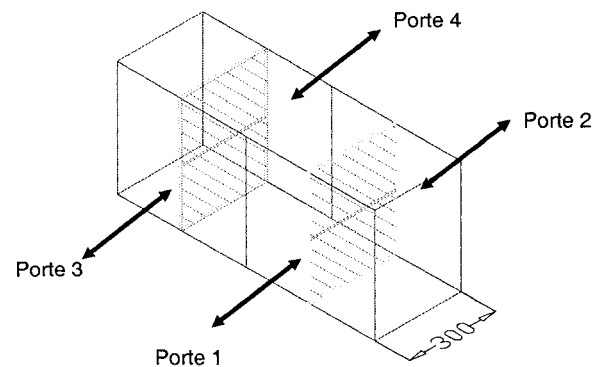


Figure 3.23 Simulation du convertisseur de mode pour différente longueur du guide d'ondes rectangulaire.



Dimensions en mil.

Figure 3.24 Double ligne à ailettes avec un déphasage égal à 0° .

Si la section 4 est remplacée par deux lignes à ailettes dont le déphasage est égal à 180° alors, le phénomène de résonance se produit à la même fréquence, mais de façon plus prononcée. Les résonances qui se produisent peuvent être déplacées en dehors de la bande d'opérations en modifiant légèrement la configuration du convertisseur de mode.

Il est important de ne pas altérer les performances du convertisseur. Ceci a été réalisé en rajoutant un couvercle sur les sections 4 du convertisseur de modes. De cette manière, les résonances ont été éliminées sans perturber le comportement du convertisseur. La longueur du couvercle est importante. La longueur maximale de ce couvercle ne doit pas dépasser les 7,5 mm. Dans le cas contraire, l'adaptation entre le guide d'ondes et les deux lignes à ailettes profilées est détériorée rendant le convertisseur inutilisable.

La figure 3.26.a donne le résultat de simulation du convertisseur de mode dans le cas où la section 4 est formée de deux cartes dont la différence de phase est égale à 180° . Les paramètres S_{21} , S_{31} et S_{41} correspondent respectivement aux coefficients de transmission entre le mode TEM du câble coaxial et les modes TE_{10} , TE_{20} et TE_{01} . Dans la bande de fréquence allant de 14 à 15 GHz, le mode dominant devient le mode TE_{20} alors que le mode TE_{10} est atténué. Le mode TE_{01} reste négligeable. Le paramètre S_{31} indique que la conversion du mode TE_{10} en TE_{20} se fait avec une perte variant de 0,4 dB

à 1,2 dB dans la bande de fréquence 14 à 15 GHz. Cette perte est due aux pertes plus importantes de la ligne à déphasage de 180° et à une différence de phase non constante entre les deux cartes. Le résultat de simulation à la figure 3.26.b représente une simulation effectuée dans le cas où le déphasage entre les deux cartes est idéal. Les pertes de conversion entre le mode TE_{10} et le mode TE_{20} deviennent très faibles, aux alentours de 0,1 dB, et que l'élimination du mode TE_{10} est excellente (≥ 40 dB). La figure 3.26.c est une simulation de la configuration précédente, mais cette fois-ci en introduisant une différence d'amplitude entre les deux cartes de 0,5 à 3 dB et une différence de phase constante de 180° . Une dégradation de la suppression du mode TE_{10} est constatée, mais aussi une dégradation de la forme du champ électrique pour le mode TE_{20} comme illustrée à la figure 3.25.

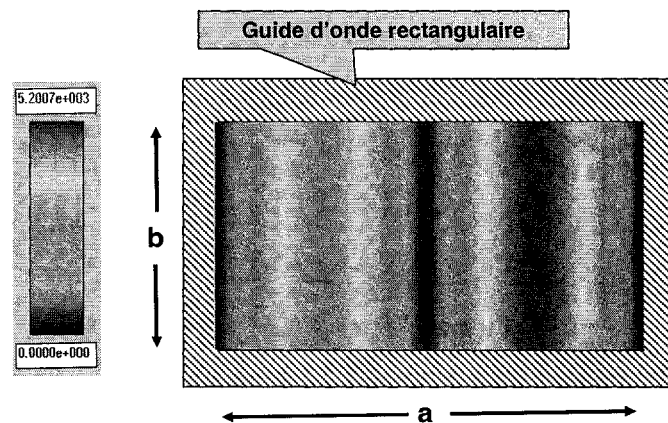
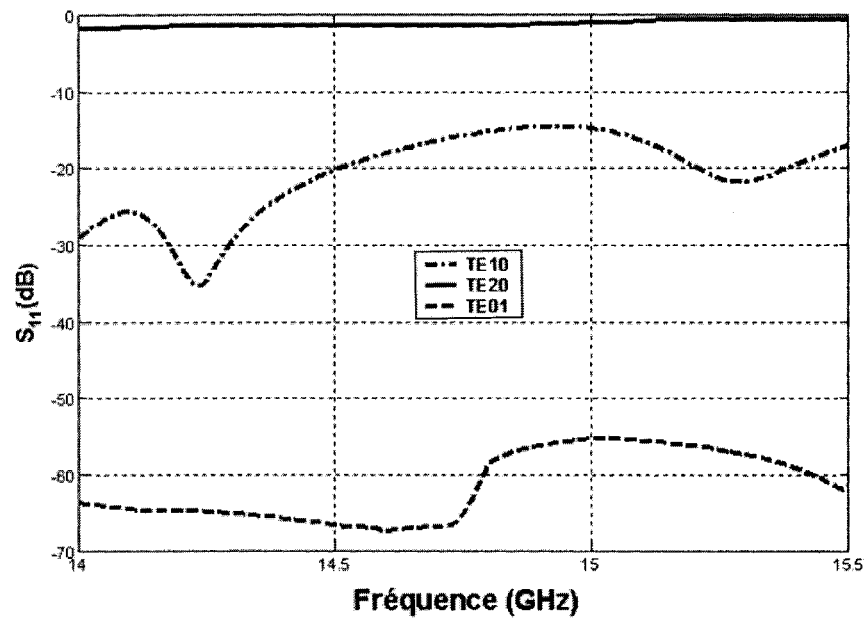


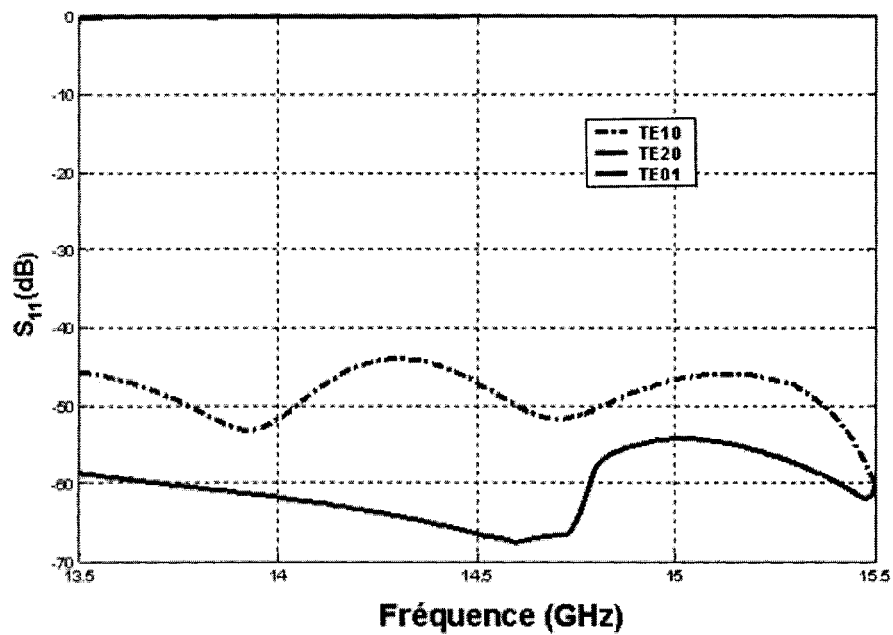
Figure 3.25 Distribution de l'amplitude du champ électrique à la sortie du convertisseur de mode dans le cas d'une différence d'amplitude de 25 % entre les deux cartes.

En ce qui concerne l'influence de la différence de phase, les résultats des simulations sont montrés à la figure 3.26.d. La variation de la différence de phase influence grandement la suppression du mode TE_{10} alors que le mode TE_{20} est très peu influencé. Par contre, ces simulations ne permettent pas de conclure de façon définitive sur le comportement final du convertisseur. Sur ces courbes, aucun phénomène de résonance n'a été observé. En fait, dans ces configurations simulées, les trois modes sont

terminés par des portes de simulation. Donc, aucun de ces modes ne reste emprisonné dans la structure, évitant ainsi de transformer le convertisseur de mode en une cavité résonante pour ces modes.



(a)



(b)

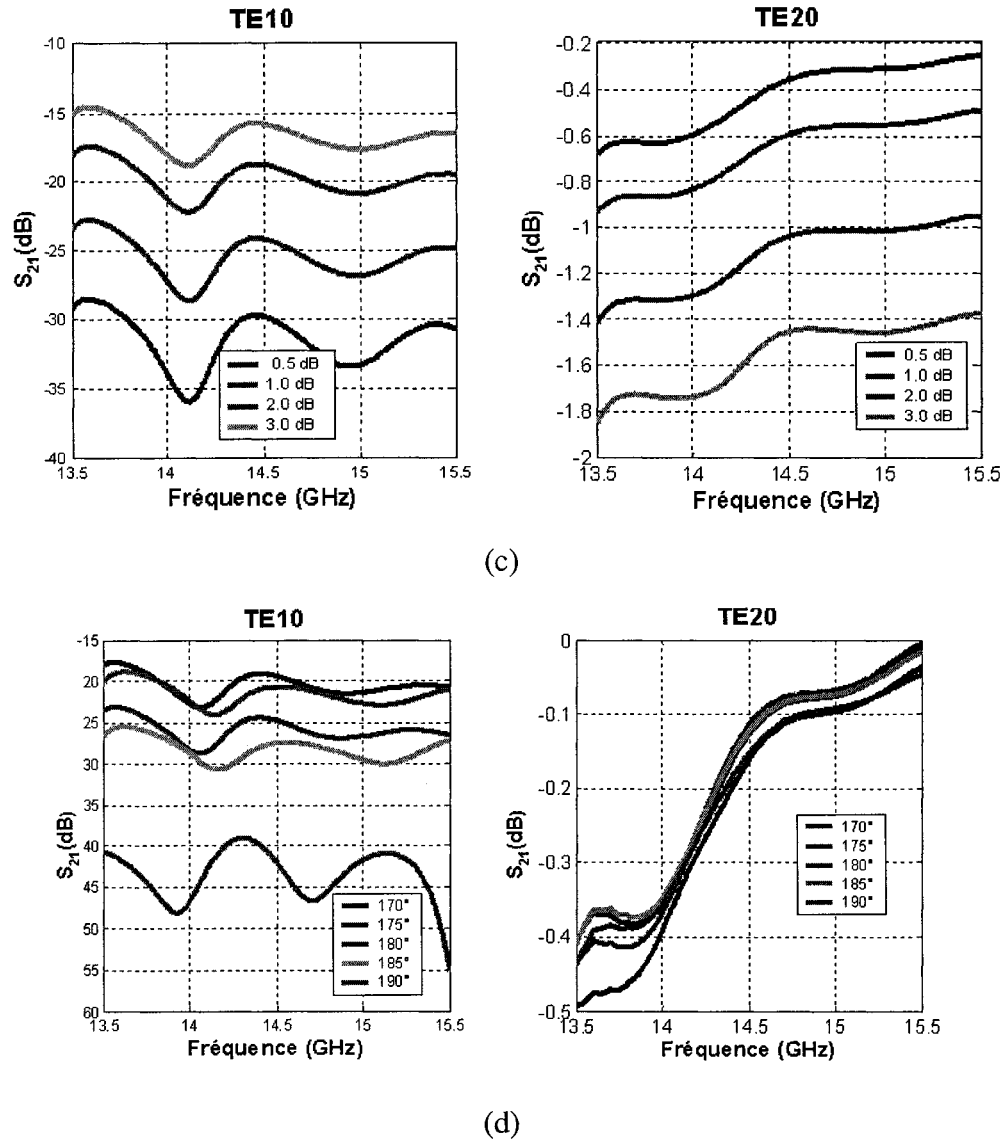


Figure 3.26 Résultats de simulations du convertisseur de mode : (a) cas réel, (b) cas idéal. Influence de : (c) de la différence d'amplitude, (d) du déphasage non égal à 180° entre les deux cartes.

Finalement, les constatations faites en utilisant le logiciel ADS peuvent aussi être effectuées en regardant le profil du champ électrique à la sortie du convertisseur de mode comme illustré à la figure 3.27. Premièrement, les profils des champs électriques sont

légèrement déformés dus à un maillage insuffisant. Pour le cas idéal (amplitude égale et différence de phase constante), les deux lobes du mode TE_{20} sont à des niveaux égaux et au centre du guide d'ondes l'amplitude du champ électrique est égale à zéro. Dans le cas d'une erreur de phase de 10° , les deux lobes du champ électrique du mode TE_{20} ne sont plus à des niveaux égaux. La puissance totale portée par cette configuration est quand même presque égale à celle du cas idéal. Au centre du guide d'ondes, une légère déviation du centre du mode TE_{20} est observable, qui de plus ne tombe plus à zéro. C'est pour cette raison que les résultats obtenus à partir du logiciel ADS et illustrés à la figure 3.26.d ont montré que le paramètre S_{21} du mode TE_{20} est peu affecté par une variation de la différence de phase entre les cartes. Dans le cas d'un balancement non égal entre les deux cartes, non seulement le mode TE_{20} est déformé, mais en plus la puissance totale est inférieure à celle du cas idéal. Une déviation du centre du mode TE_{20} est aussi observable, mais celui-ci reste à zéro. Ceci est en conformité avec les simulations effectuées sur le logiciel ADS.

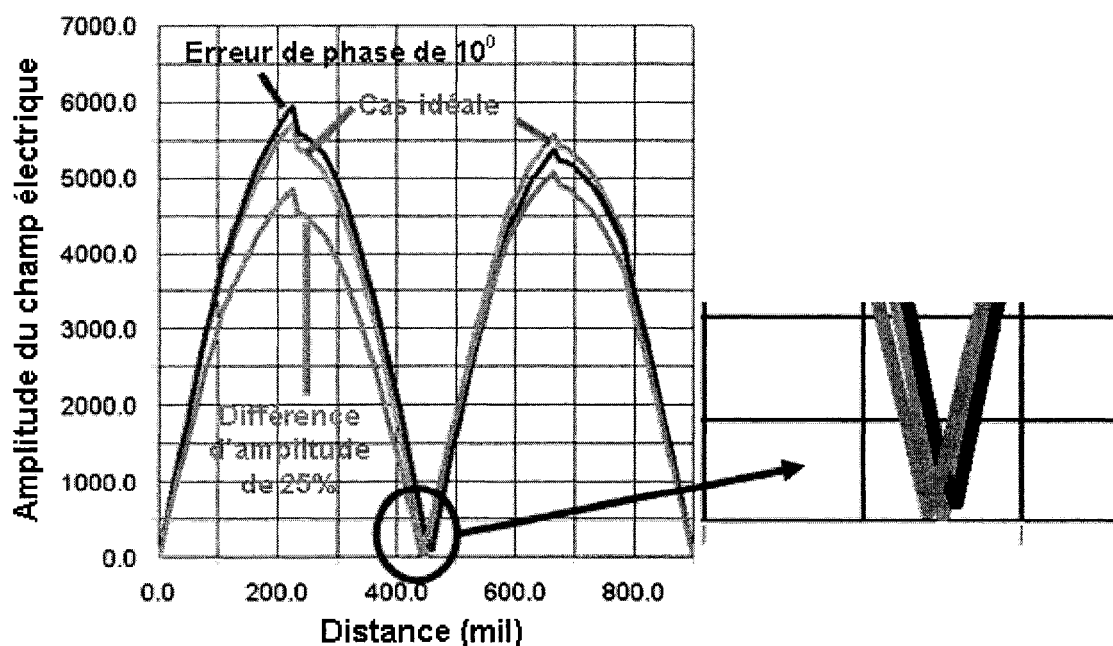


Figure 3.27 Simulation de l'effet d'erreur de phase et d'amplitude sur le profil du champ électrique du mode TE_{20} à la sortie du convertisseur de mode

En conclusion, il est important de connaître le comportement des lignes à déphasage pour assurer un bon fonctionnement du convertisseur de mode. Une trop grande différence d'amplitude entre les deux cartes aura pour effet de déformer le profil du champ électrique du mode TE_{20} résultant en une diminution de l'efficacité de conversion entre le mode TE_{10} et TE_{20} . Une variation de la différence de phase de plus ou moins 10° entre les deux cartes reste acceptable sur l'efficacité de conversion, mais elle est néfaste sur la forme de la distribution du champ du mode TE_{20} et sur l'élimination du mode TE_{10} .

Les mêmes types de simulations sont effectués pour le cas de la configuration qui utilise une ligne microruban comme ligne à déphasage. Les principaux résultats sont présentés dans la section suivante.

3.3.10 Convertisseur de mode en configuration ligne microruban

Comme pour le cas précédent, un modèle a été aussi construit pour permettre la simulation et l'analyse de la structure. La différence est l'ajout de deux sections, la première représentant la transition entre la ligne à ailettes et la ligne microruban comme illustré à la figure 3.28 et la deuxième représentant les déphasages en ligne microruban.

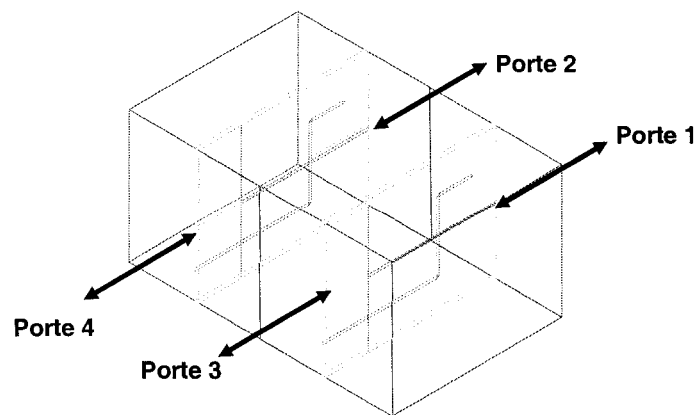
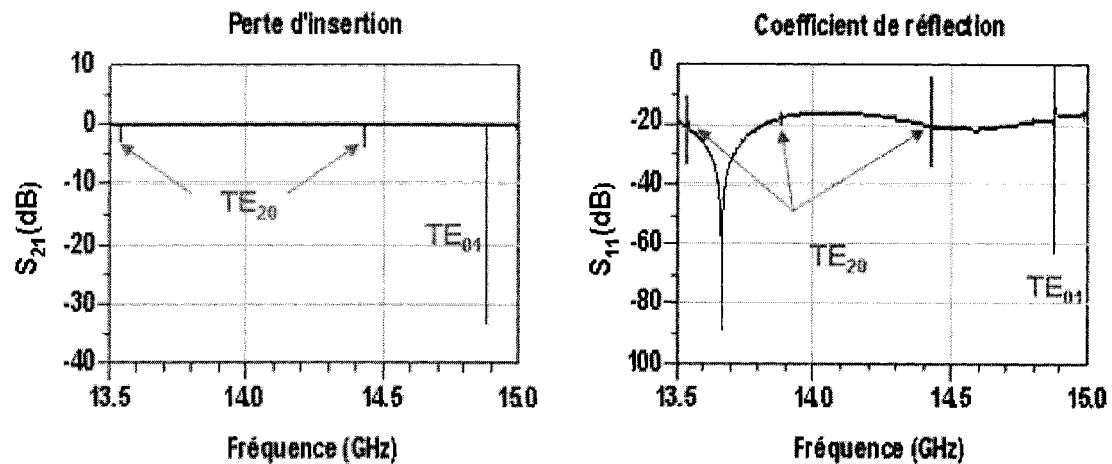
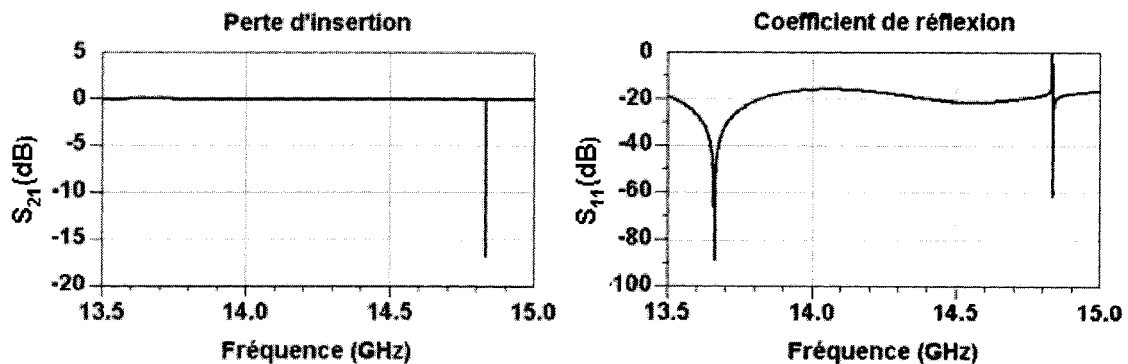


Figure 3.28 Modèle utilisé dans HFSS pour simuler la transition entre les lignes à ailettes et les lignes microruban.

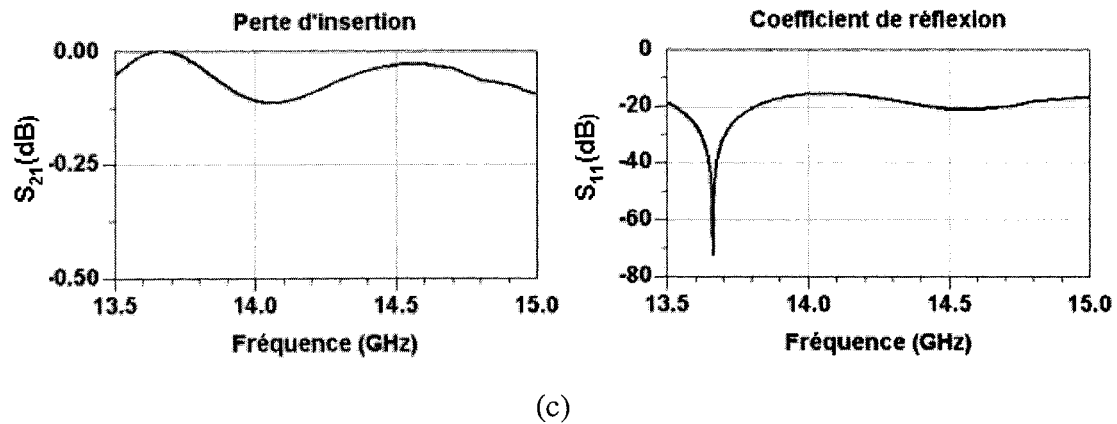
La figure suivante représente les résultats de simulations effectuées avec le logiciel ADS du modèle développé. À la figure 3.29.a, les présences de résonance à différentes fréquences sont observables. Dans la figure 3.29.b, le mode TE_{20} est court-circuité, ce qui a pour effet de faire disparaître les résonances dues à ce mode. Dans le cas de la figure 3.29.c, les deux modes TE_{20} et TE_{01} sont tous les deux court-circuités et le phénomène de résonance disparaît complètement.



(a)



(b)

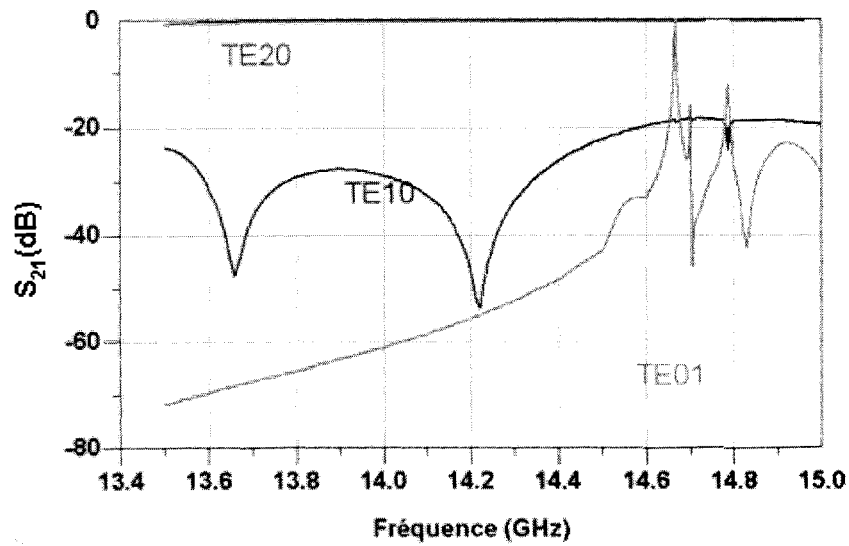


(c)

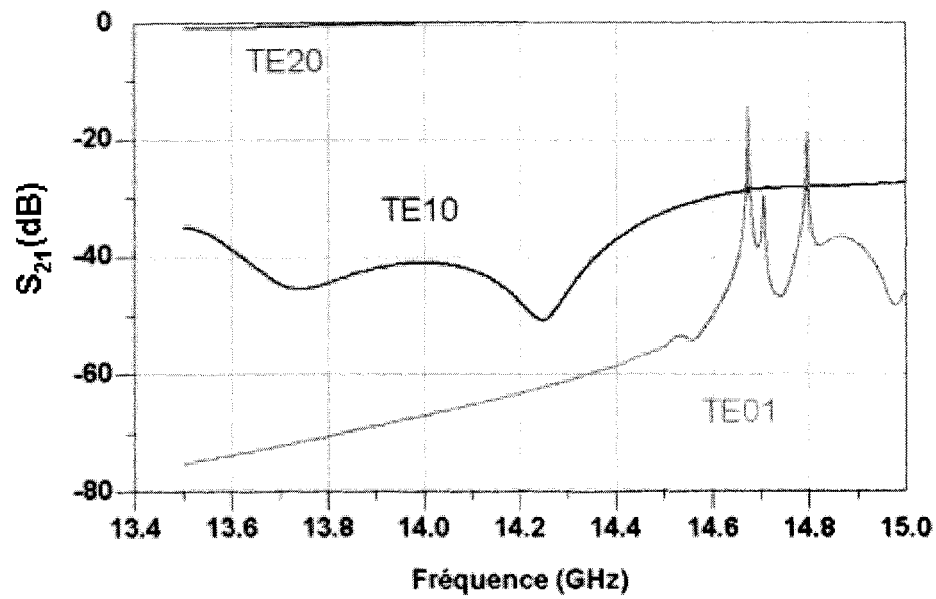
Figure 3.29 Simulation du convertisseur de mode en configuration microruban :
(a) cas de la présence de tous les modes, (b) mode TE_{20} court-circuité, (c) modes TE_{20} et TE_{01} court-circuités.

La configuration simulée est formée de deux cartes identiques dont le déphasage est égal à 0° . Les mêmes simulations ont été effectuées dans le cas où le déphasage est égal à 180° . Les résultats de simulation sont presque identiques à ceux du cas 0° .

La simulation du convertisseur de mode est illustrée à la figure 3.30.a. Les pertes de conversions entre le mode TEM et le mode TE_{20} sont plus faibles que dans le cas du convertisseur de mode formé de lignes à ailettes. Ceci est dû au fait qu'en amplitude et en phase les deux cartes sont mieux balancées (différence d'amplitude faible et différence de phase de 180° plus constante entre les deux cartes). Par contre, la suppression du mode TE_{10} est légèrement moins bonne. La transition entre la ligne à ailettes et la ligne microruban a pour effet d'exciter très fortement le mode TE_{01} . La figure 3.30.b représente le résultat de simulation lorsque les lignes microruban sont remplacées par un déphaseur idéal. L'excitation du mode TE_{01} est toujours présente, ce qui confirme que la transition entre la ligne à ailettes et la ligne microruban est la cause de cette excitation. Ce résultat est aussi confirmé avec la mesure du profil du champ électrique au-delà de 14,7 GHz, où il a été remarqué une détérioration importante du profil du champ électrique du mode TE_{20} .



(a)



(b)

Figure 3.30 Simulation du convertisseur de mode en configuration microruban :
 (a) cas réel, (b) cas idéal où le déphasage est égal à 180^0 avec une différence d'amplitude nulle entre les deux cartes.

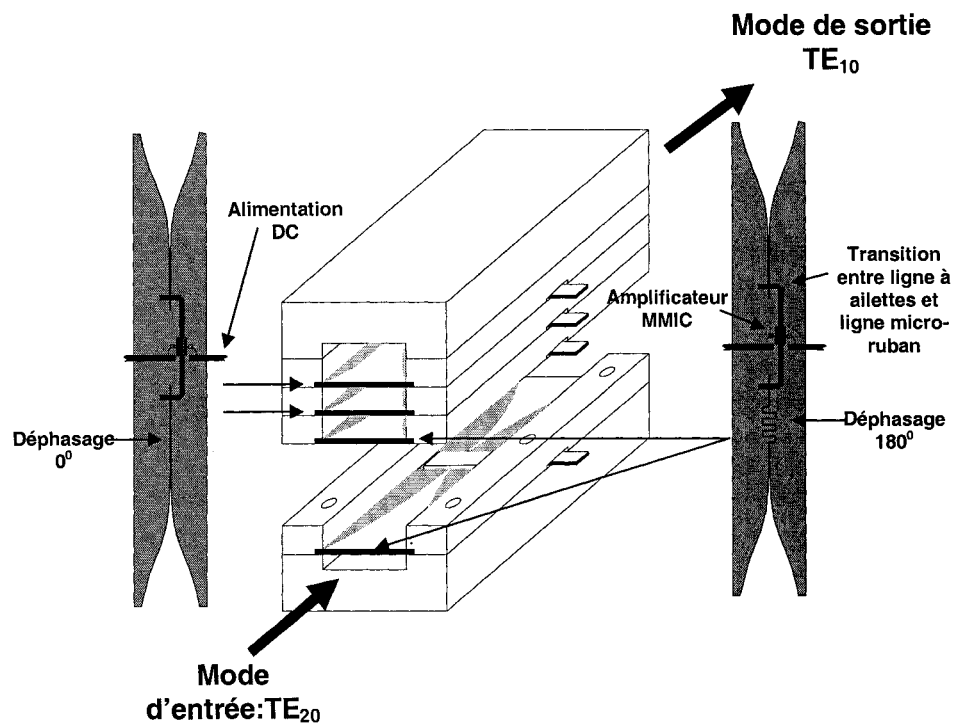
En conclusion, la topologie microruban offre de meilleures performances en ce qui concerne les pertes de conversion entre le mode TEM et le mode TE_{20} . Par contre, l'excitation du mode TE_{01} est très forte aux alentours de la fréquence de coupure de ce mode et les différents tests expérimentaux pour éliminer ce mode n'ont pas été concluants. Dans le cas de cette configuration, la bande d'application est donc réduite à cause de ce phénomène.

3.4 Conception d'un amplificateur SPCA en utilisant le convertisseur de mode.

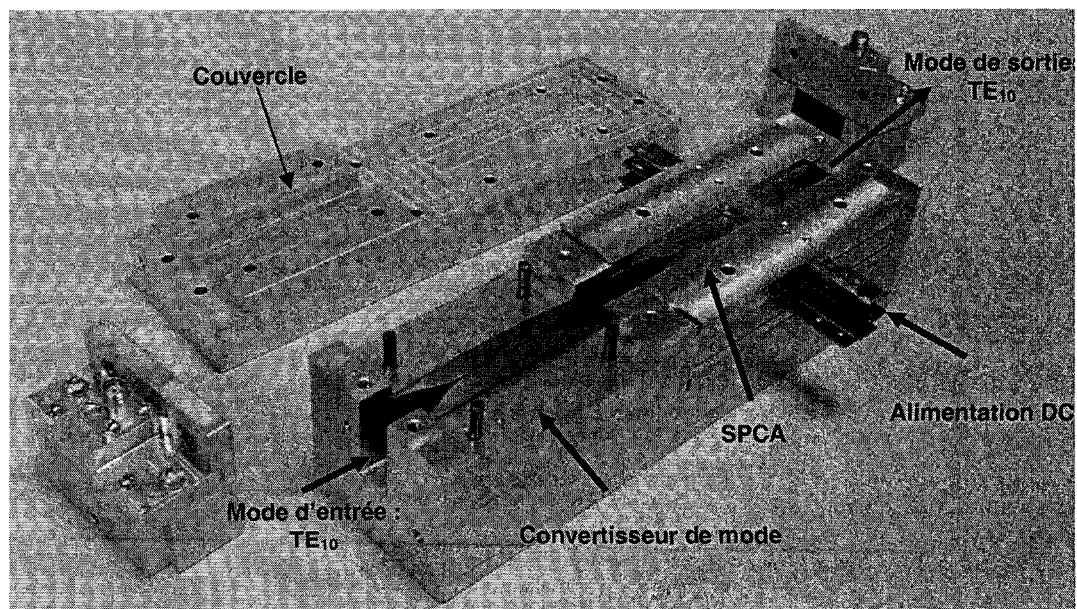
Basé sur le convertisseur de mode conçu précédemment, un nouvel amplificateur du type SPCA a été réalisé tirant avantage du convertisseur de mode.

3.4.1 Description de la configuration

La figure 3.31 montre la configuration de cet amplificateur. À l'entrée de l'amplificateur se trouve le convertisseur de mode TE_{10} à TE_{20} tel que conçu dans la section précédente. La deuxième partie consiste en une structure qui permet de diviser et de combiner de façon spatiale la puissance. Cette structure est formée d'une rangée de quatre ailettes profilées. Le calcul du profil des ailettes est aussi basé sur le profil de Klopfenstein. Une fois la puissance divisée sur les quatre ailettes profilées à l'entrée, un déphasage de 180° est ajouté sur deux des quatre lignes à ailettes qui se trouvent du même côté d'un lobe du mode TE_{20} . Ceci a pour effet d'annuler le déphasage causé par le convertisseur de mode, ce qui permet de reconvertir le mode TE_{20} en un mode TE_{10} à la sortie du combineur spatial de puissance.



(a)



(b)

Figure 3.31 Amplificateur SPCA : (a) concept (b) photographie.

3.4.2 Conception et modélisation d'une transition entre une ligne microruban et une ligne à ailettes à impédances caractéristiques différentes.

La transition qui a été conçue pour cet amplificateur SPCA diffère de celles développées précédemment. Pour concevoir une transition efficace entre une ligne à ailettes métalliques et une ligne microruban, il faut respecter les deux règles suivantes :

- les impédances caractéristiques des deux lignes doivent être égales;
- la longueur électrique du circuit ouvert de la ligne microruban est égale à $\lambda_{gm}/4$;
- la longueur électrique du court-circuit de la ligne à ailettes métalliques est égale à $\lambda_{gs}/4$.

La transition qui a été conçue est une transition à impédances non égales. La ligne à ailettes possède une impédance de 118Ω alors que la ligne microruban a une impédance égale à 50Ω . Cette transition ne respecte pas les règles décrites plus haut.

Le circuit électrique qui modélise la transition entre une ligne microruban et une ligne à ailettes métalliques est illustré à la figure 3.32.

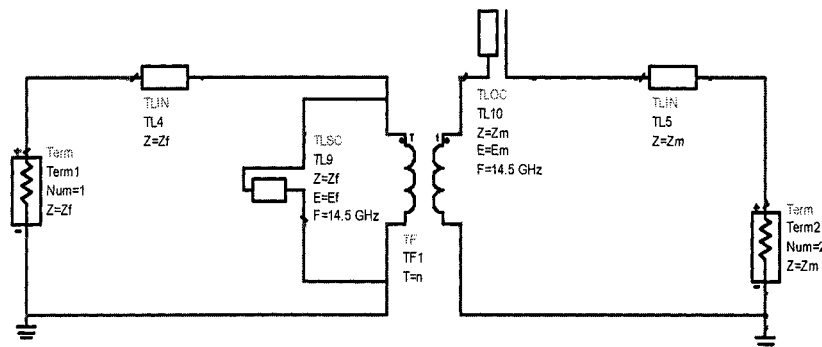


Figure 3.32 Modèle électrique de la transition entre la ligne microruban et la ligne à ailettes métalliques.

Où Z_f et Z_m représentent respectivement les impédances caractéristiques de la ligne à ailettes et microruban et où E_f et E_m sont les longueurs électriques respectivement du

court-circuit de la ligne à ailettes et du circuit ouvert de la ligne microruban. Le facteur de transformation n est donné par [5] :

$$n = -\frac{1}{V_0} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} E_y(h) dy \quad (3.2)$$

$$E_y(h) = -\frac{V_0}{b} \left(\cos \frac{2\pi u}{\lambda_0} h - \cot q_0 \sin \frac{2\pi u}{\lambda_0} h \right) \quad (3.3)$$

où V_0 est le voltage à travers la fente et $E_y(h)$ est le champ électrique de la ligne à ailettes de l'autre côté de la surface du substrat.

Considérons une transition entre une ligne à ailettes et une ligne microruban de même impédance caractéristique, alors d'après [6], les longueurs électriques E_f et E_m doivent être égales à 90° . Le résultat de simulation de ce cas est illustré à la figure 3.33.a. Pour le cas où l'impédance caractéristique de la ligne microruban est égale à 50Ω alors que celle de la ligne à ailettes est égale à 115Ω , le résultat de simulation optimisée de la transition est montré à la figure 3.33.b. La bande de fréquence d'application de la seconde transition est plus petite.

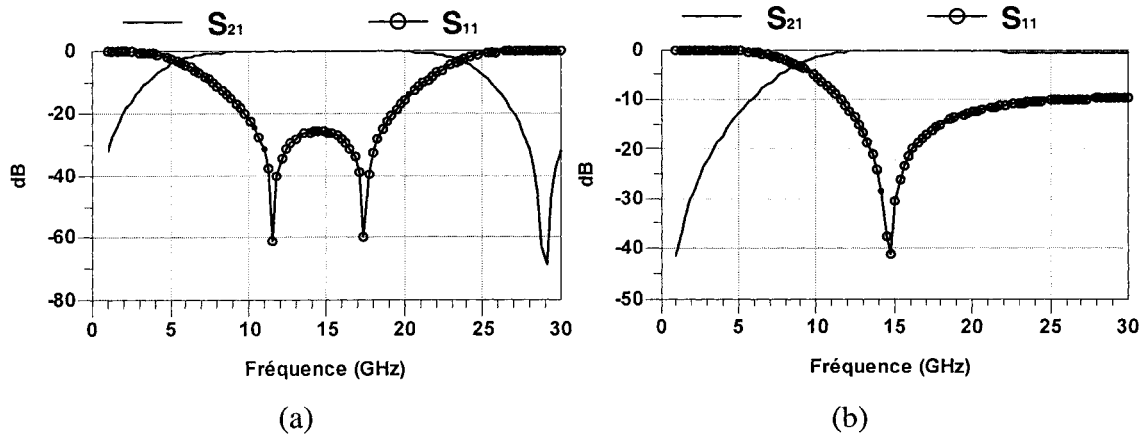
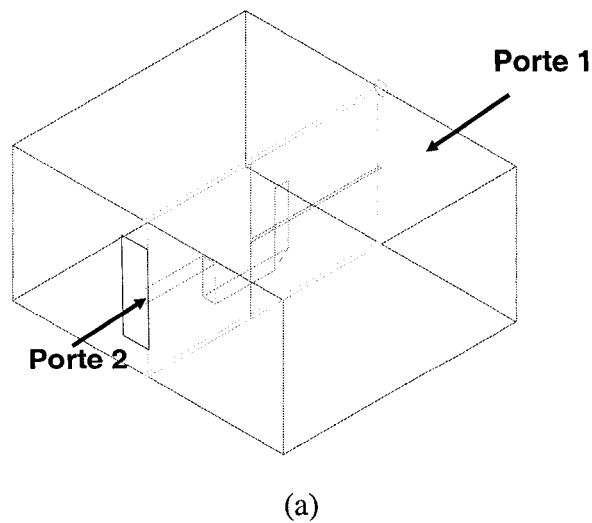


Figure 3.33 Simulation du modèle électrique de la transition : (a) cas d'impédance égale, (b) cas d'impédance différente.

Pour confirmer ce modèle, une simulation 3D de la transition en utilisant le logiciel HFSS a été effectuée. La figure 3.34.a montre la structure utilisée pour concevoir la transition à l'aide du logiciel HFSS. Les résultats de simulations obtenus après optimisation sont illustrés à la figure 3.34.b. La transition présente un excellent comportement dans la bande de fréquence 14 à 15 GHz, même si les impédances caractéristiques des deux lignes de transmissions sont différentes. La différence principale avec les transitions à impédance égale est que la largeur de bande est plus étroite pour une transition à impédance non égale. Par contre, aucun transformateur d'impédance n'est nécessaire pour passer d'une impédance de 118Ω à une impédance de 50Ω . De plus, elles occupent moins de place. Il est donc avantageux de l'utiliser, car l'espace sur les cartes est restreint.

Pour modifier la fréquence d'application de cette transition, la règle consiste à modifier les longueurs des lignes de transmission à ailettes et microruban de telle manière que $l_m = \lambda_{gm}/8$ et $l_s = \lambda_{gs}/8$ à la fréquence centrale d'opération. Une optimisation est ensuite effectuée pour améliorer le comportement de la transition dans la bande d'intérêt.



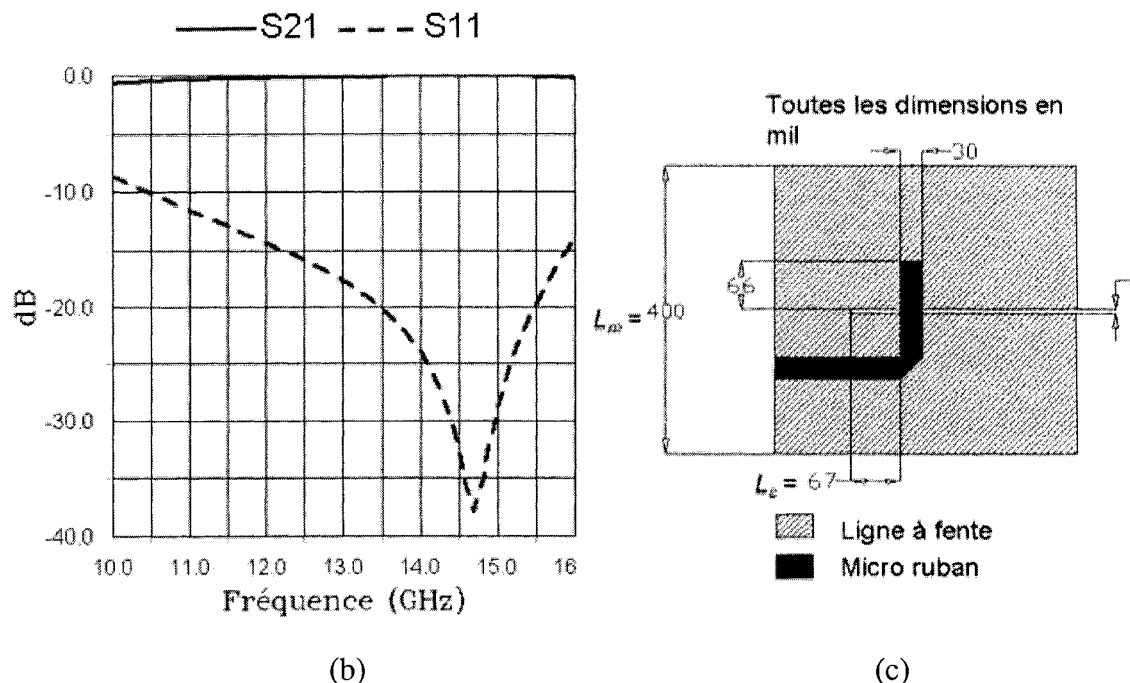


Figure 3.34 Conception de la transition à impédances différentes sur HFSS : (a) structure simulée, (b) résultat de simulation, (c) dimensions physiques.

3.4.3 Mesure et caractérisation de l'amplificateur MMIC

Les amplificateurs MMIC utilisés proviennent de la compagnie M/A-COM modèle MAAPGM0040-DIE. Ces amplificateurs fournissent une puissance typique $P_{1\text{dB}}$ de 25 dBm dans la bande Ku. Cette caractéristique de l'amplificateur a été mesurée pour pouvoir ensuite la comparer avec celle de l'amplificateur SPCA. Pour mesurer les caractéristiques de cet amplificateur, un analyseur de réseau vectoriel provenant de la compagnie Anritsu (modèle 37397C) a été utilisé. Les paramètres S mesurés sont illustrés à la figure 3.36.a. Le même analyseur de réseau est utilisé pour mesurer la puissance de sortie de l'amplificateur. Le montage expérimental pour mesurer la puissance de sortie $P_{1\text{dB}}$ est illustré à la figure 3.35. L'analyseur de réseau est utilisé comme source à la porte 1 et comme récepteur à la porte 2. Pour effectuer ces mesures de façon précise, une calibration en puissance a été effectuée.

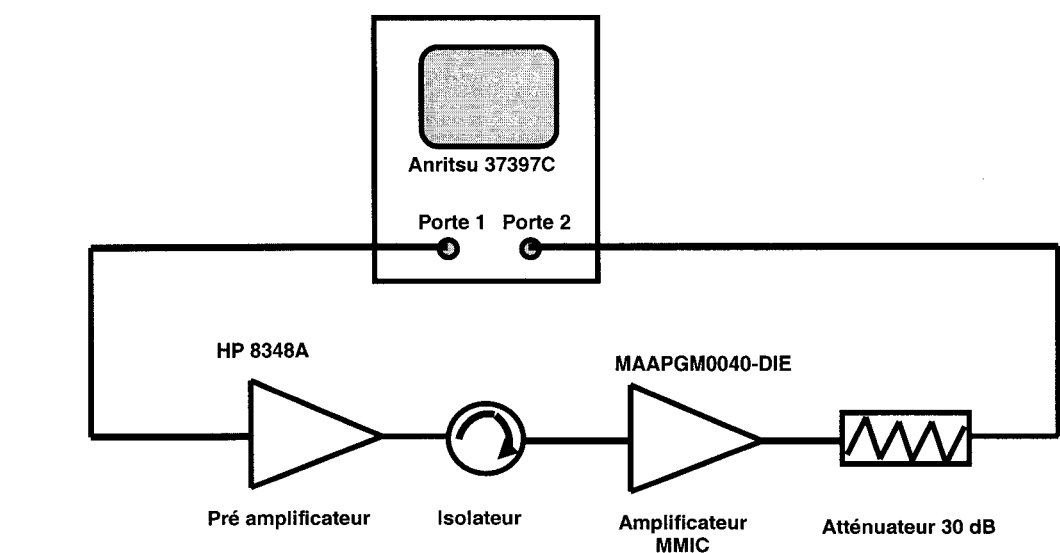
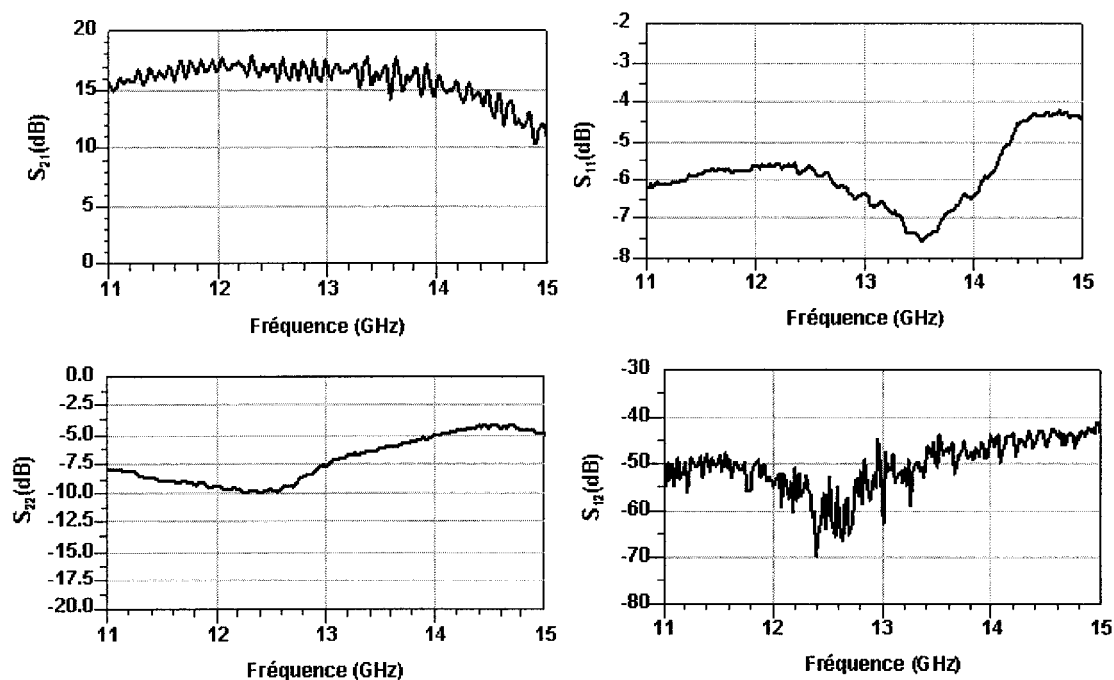
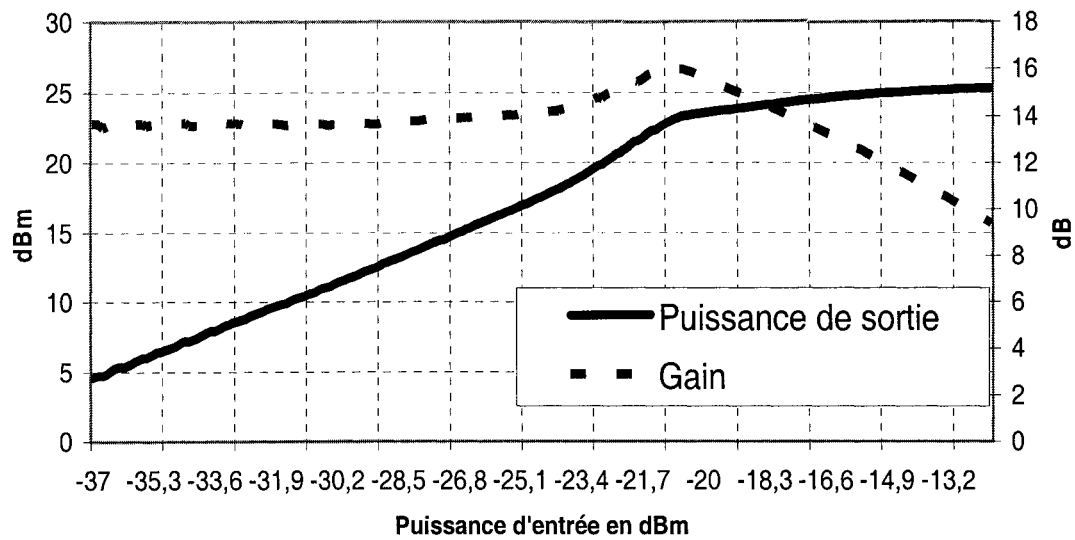


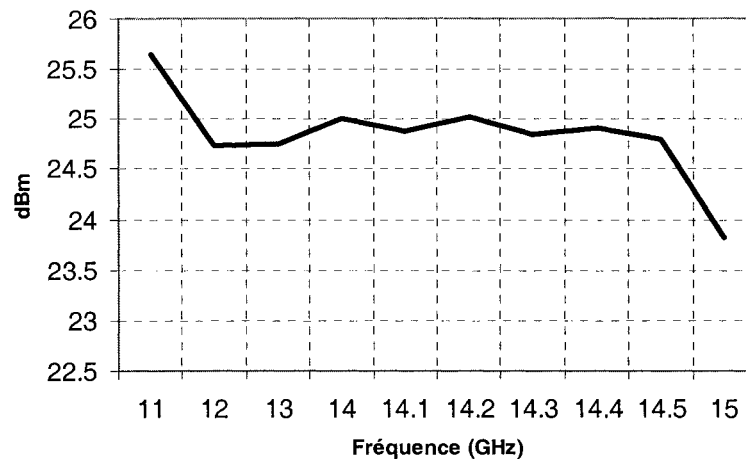
Figure 3.35 Montage expérimental pour la mesure de la puissance de sortie de l'amplificateur MMIC MAAPGM0040.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.36 Mesures expérimentales de l'amplificateur MMIC MAAPGM0040 : (a) paramètres S, (b) puissance de sortie et gain en fonction de la puissance d'entrée à 14,5 GHz, (c) puissance de sortie P_{1dB} en fonction de la fréquence.

Finalement, une mesure du produit d'intermodulation d'ordre 3 (IM3) a été effectuée pour calculer le point d'interception d'ordre 3 (IP3) de l'amplificateur. Le montage expérimental est différent du précédent et il est illustré à figure 3.37. Cette expérimentation est basée sur le travail documenté dans [7]. Pour effectuer cette mesure,

il est nécessaire d'avoir deux porteuses à des fréquences différentes f_1 et f_2 comme illustré à la figure 3.38. Pour mesurer de façon très précise la valeur du IP3, la puissance de chaque porteuse doit être suffisamment faible pour que le produit d'intermodulation d'ordre 5 (IM5) soit négligeable. Les deux signaux des sources 1 et 2 sont additionnés par un combineur de puissance. La somme est ensuite appliquée à l'entrée de l'amplificateur MMIC. La figure 3.38 représente le spectre fréquentiel à la sortie de l'amplificateur.

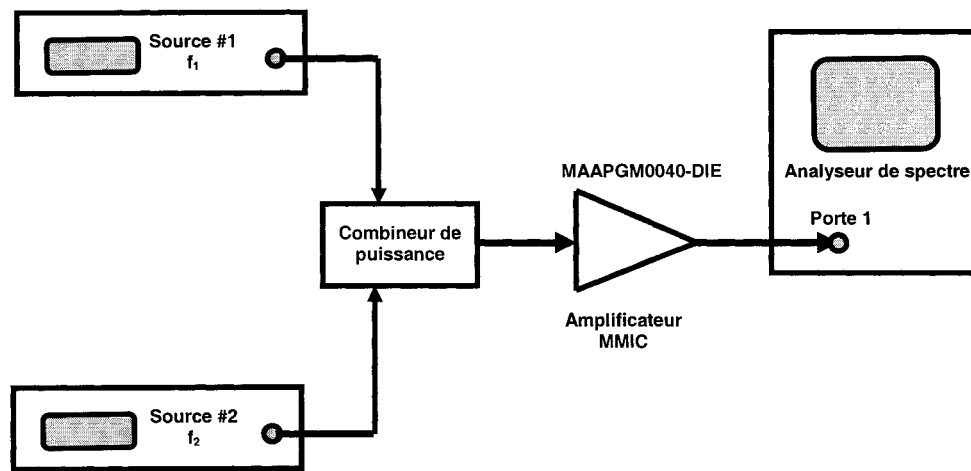


Figure 3.37 Montage expérimental pour la mesure du point d'interception d'ordre 3 (IP3).

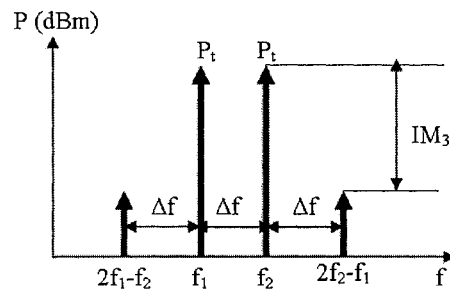


Figure 3.38 Spectre à la sortie d'un amplificateur dont l'entrée est alimentée par deux porteuses f_1 et f_2 .

Les deux signaux ont la même puissance et leurs fréquences sont séparées de Δf . Ce signal somme a pour effet de générer des produits d'intermodulation aux fréquences $2f_1 -$

f_2 et $2f_2-f_1$. Il est donc possible grâce à cette mesure d'extraire IP_3 [8], en utilisant la formule suivante :

$$IP_3 = P_i + \frac{IM_3}{2} \quad (3.4)$$

où P_i est la puissance de chaque signal comme illustré à la figure 3.38.

Les résultats des mesures effectuées sur l'amplificateur MMIC sont montrés à la figure 3.39. La valeur du IP_3 mesurée se situe en moyenne aux alentours de 28,5 dBm dans la bande de fréquence allant de 14 à 15 GHz.

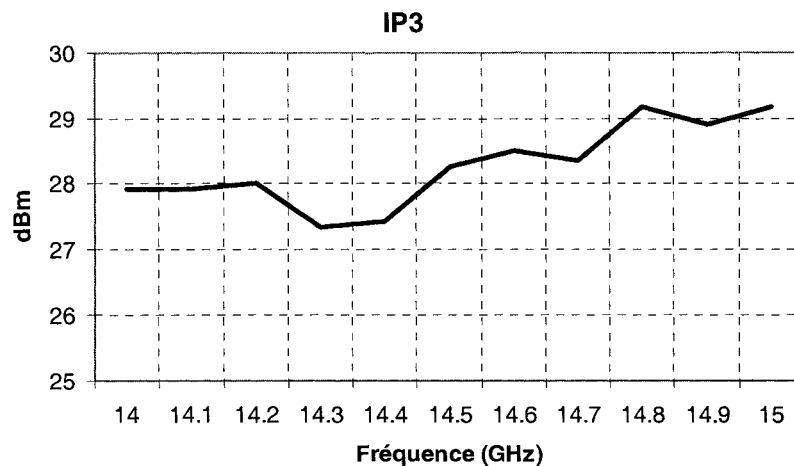


Figure 3.39 Mesure de IP_3 de l'amplificateur MMIC.

Les puissances des porteuses sont maintenues à 5 dBm pour toutes les fréquences de mesures et la séparation entre les deux porteuses est gardée à 1 MHz.

Ces différentes mesures permettent de générer un modèle comportemental qui est implémenté sur le logiciel ADS.

3.4.4 Mesure de l'amplificateur SPCA.

L'amplificateur qui a été testé est montré à la figure 3.31.b. Pour s'assurer du bon fonctionnement de la structure avant d'intégrer les amplificateurs MMIC, une mesure

passive a été effectuée (sans amplificateurs). La mesure des paramètres S est montrée à la figure 3.40.a. Cette mesure indique que la structure a environ de 2 dB de pertes d'insertion incluant les pertes du convertisseur de mode qui sont estimées à 1 dB.

Une mesure de la distribution du champ électrique à la sortie de la porte 2 de la structure passive a été effectuée pour s'assurer que le mode TE_{10} est généré de nouveau. Cette mesure est illustrée à la figure 3.40.b. Cette mesure indique clairement que la structure fonctionne adéquatement et que le mode TE_{10} est bien restitué dans la bande de fréquence 14 à 15 GHz.

Pour la même raison que dans le cas du convertisseur de mode, le phénomène de résonance a été observé. Des couvercles ont été placés dans le convertisseur de mode pour éliminer les résonances ainsi que sur les cartes qui permettent la division et la combinaison de la puissance. Ces résonances deviennent encore plus désastreuses lorsque les amplificateurs sont incorporés. Elles engendrent des oscillations très importantes dues aux couplages entre les cartes aux fréquences de résonances.

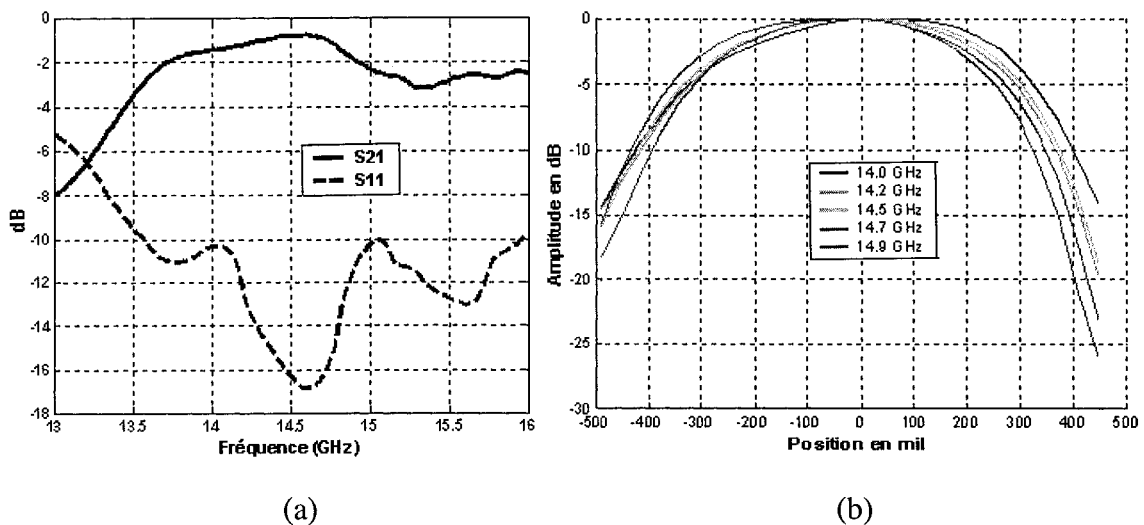


Figure 3.40 Mesure : (a) des paramètres S de l'amplificateur SPCA sans amplificateurs MMIC, (b) mesure du profil du champ électrique à la sortie de l'amplificateur SPCA.

L'étape suivante consiste à incorporer les amplificateurs MMIC. Pour connecter les amplificateurs MMIC aux circuits, un fil en or de diamètre est égal à $17,8\text{ }\mu\text{m}$ (0,7 mil) a été utilisé. Le substrat utilisé est le ROGERS 5880 avec une hauteur de $254\text{ }\mu\text{m}$. Les amplificateurs sont assemblés sur une base en laiton qui est ensuite vissée sur une base en aluminium comme illustré à la figure 3.41.

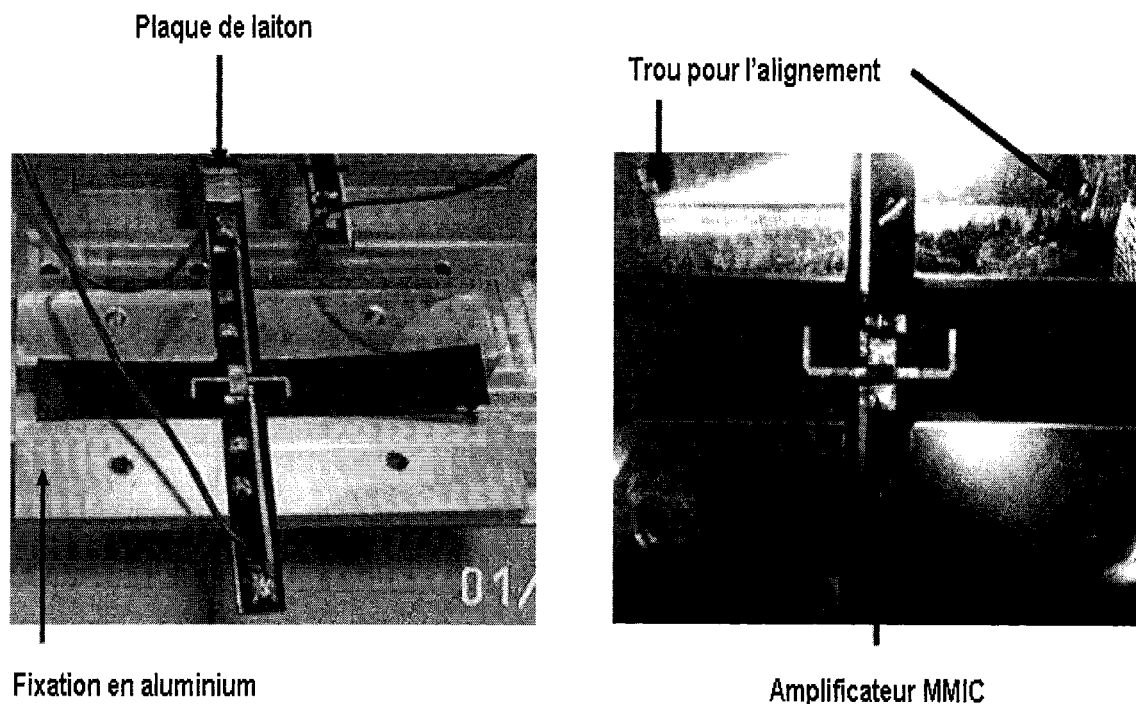
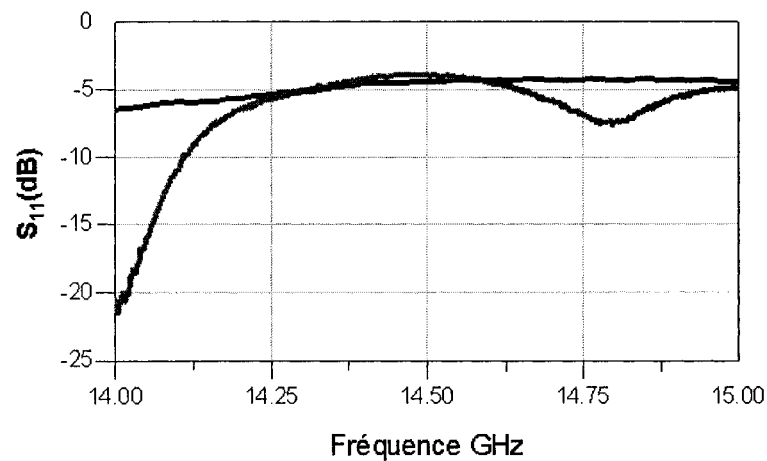
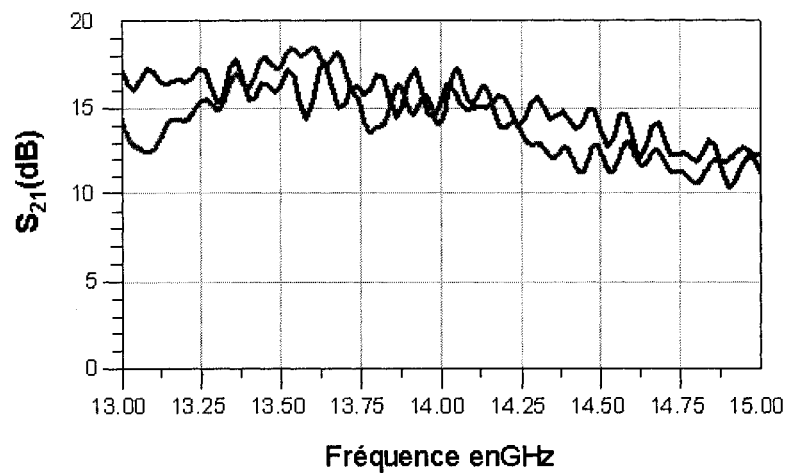


Figure 3.41 Montage de l'amplificateur MMIC dans la fixation et connections aux circuits RF et DC.

Les amplificateurs sont alimentés par une tension de 8 V aux drains et de -2 V aux grilles. Sans signal RF, le courant de drain est de 130 mA par amplificateur. L'alimentation DC est contrôlée par des circuits intégrés modèles TPS9103 provenant de la compagnie Texas Instruments. Ces circuits intégrés permettent l'alimentation séquentielle des amplificateurs MMIC.

La figure 3.42 montre les mesures des paramètres S petit signal de l'amplificateur SPCA formé de quatre amplificateurs et celles de l'amplificateur MMIC sur un même graphique. La mesure des paramètres S montre que le combineur spatial fonctionne adéquatement puisque les paramètres S de l'amplificateur seul et des quatre amplificateurs combinés sont presque identiques. La courbe de gain de l'amplificateur SPCA est légèrement plus basse que celle de l'amplificateur MMIC. Cette différence est de quelques dB dans la bande de fréquence allant de 14 à 15 GHz.



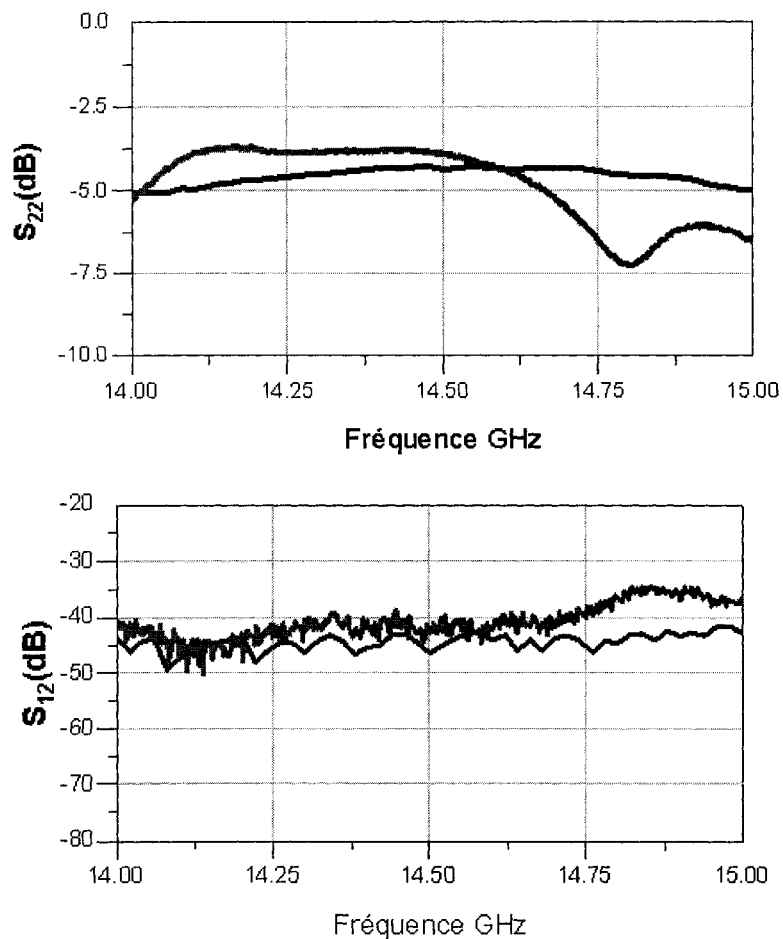
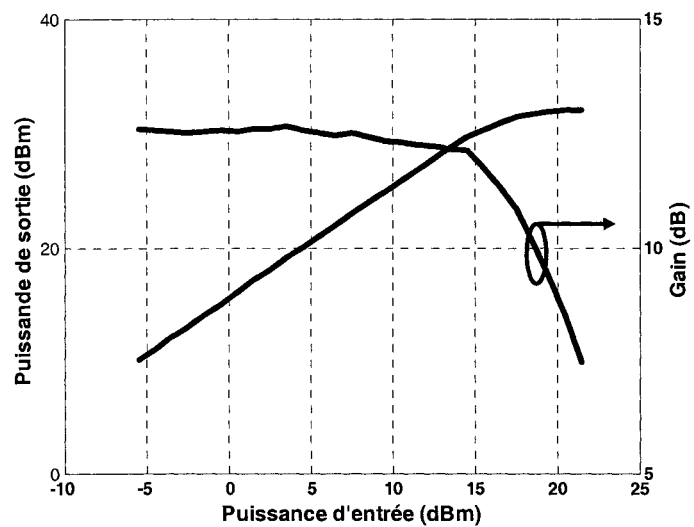


Figure 3.42 Mesures des paramètres S de l'amplificateur SPCA et MMIC.

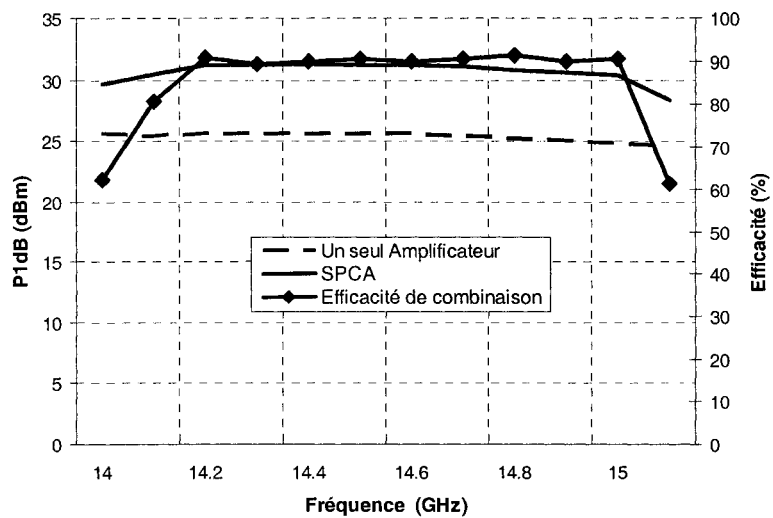
Le courant de drain reste égal à 130 mA pour les quatre amplificateurs. Dans les deux cas, les amplificateurs opèrent dans leurs régions linéaires.

Comme pour la mesure de la puissance de sortie de l'amplificateur MMIC, le montage expérimental de la figure 3.35 est utilisé pour mesurer celle de l'amplificateur SPCA. Les résultats de mesures sont illustrés à la figure 3.43.

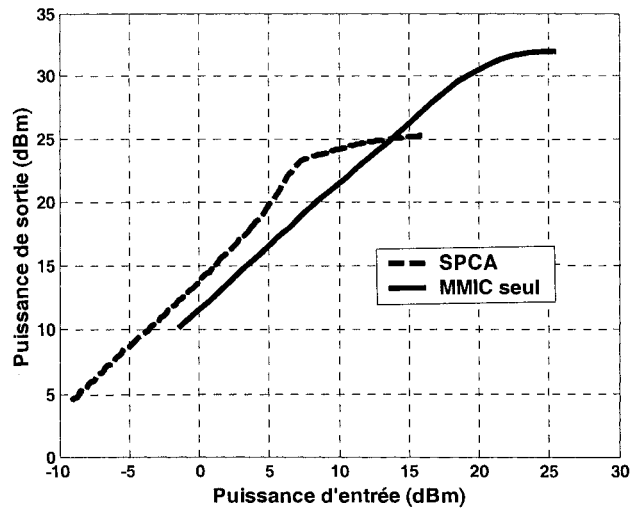
L'efficacité de combinaison est calculée selon la formule (2.11). Le courant de drain de chaque amplificateur MMIC passe de 130 à 250 mA lorsque la puissance de sortie se situe aux alentours de P_{1dB} . L'efficacité de combinaison de la puissance atteint 90 % entre 14,2 et 14,9 GHz. Ce résultat prouve que la structure permet d'obtenir une très grande efficacité de combinaison grâce à l'utilisation du mode TE_{20} .



(a)



(b)



(c)

Figure 3.43 (a) Courbe de mesure de la puissance de sortie et du gain de l'amplificateur SPCA à 14,5 GHz, (b) mesure de la puissance P_{1dB} et de l'efficacité de combinaison en fonction de la fréquence, (c) comparaison entre la puissance de sortie d'un seul amplificateur MMIC et celle de l'amplificateur SPCA.

La figure 3.43.c représente une comparaison des courbes AM/AM de l'amplificateur SPCA et de l'amplificateur MMIC. Le gain de l'amplificateur SPCA est plus faible à cause des pertes d'insertion de la structure SPCA. Par contre, la puissance totale à la sortie de l'amplificateur SPCA est nettement supérieure à celle de l'amplificateur seul.

Finalement, une mesure IP_3 a été effectuée en utilisant le même montage que celui illustré à la figure 3.37. La courbe à la figure 3.44 donne les résultats de ces mesures. Cette mesure confirme la mesure de la puissance P_{1dB} ainsi que l'efficacité de combinaison de la topologie, puisque les résultats de l'efficacité de combinaison sont presque semblables à ceux trouvés lors de la mesure du P_{1dB} . La valeur d'efficacité de combinaison atteignant les 90 % est confirmée par cette mesure du IP_3 puisque cette valeur est atteinte dans la bande de fréquence allant de 14,2 à 15 GHz.

La puissance d'entrée est maintenue à 5 dBm et la séparation entre les deux porteuses est gardée à 1 MHz.

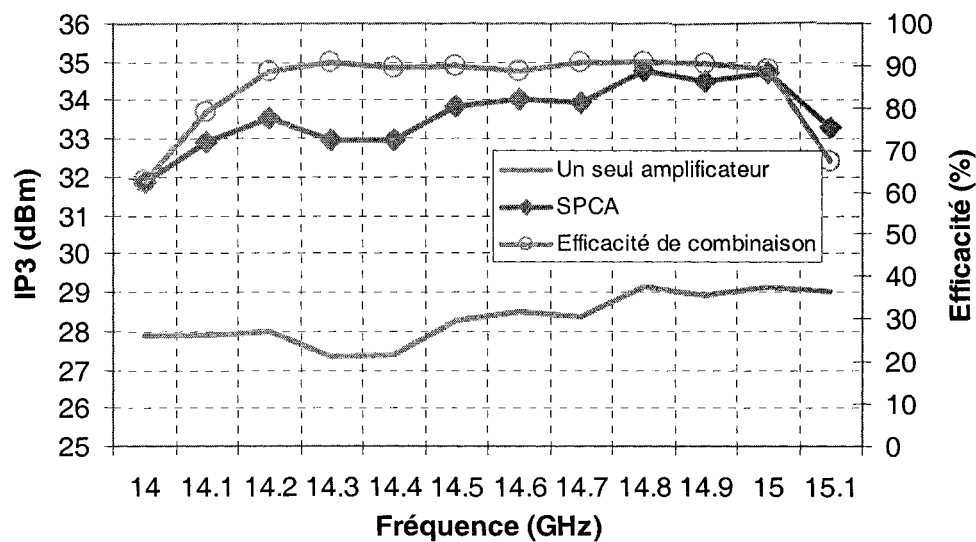


Figure 3.44 Mesure du point d'interception d'ordre trois IP_3 et de l'efficacité de combinaison de l'amplificateur SPCA.

Ce travail sera aussi publié prochainement dans la revue *IEEE-Microwave Theory and technique*. L'article est donné à l'annexe 1.

Références

- [1] BALANIS, C.A. 1989. *Advanced engineering electromagnetics*. New York : Wiley. 981.
- [2] Levinson, D.S., Rubinstein, I. 1966. «A Technique for Measuring Individual Modes Propagating in Overmoded Waveguide». *IEEE Trans. Microwave Theo. Techn.* 14:7. 310 -322.
- [3] Laurin, J.-J., Ouardhiri, Z., Colinas, J. 2001. «Near-field imaging of radiated emission sources on printed-circuit boards». *Electromagnetic compatibility*

International symposium. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1. 368-373.

[4] Ouardhiri, Z., LAURIN, J.-J. 2001. «Experimental Characterization of Miniature Near Field Probes». *URSI Int. Symp. On Electromagnetic Theory*, Maastricht.

[5] Gupta, K.C, Garg, .R., Bahl, I.J. 1979. *Microstrip Lines and Slotlines*. Norwood. Artech House.

[6] Schuppert, Bernd. 1988. «Microstrip/Slotline Transitions : Modeling and Experimental Investigation». *IEEE Trans. Microwave Theory Tech* . 36:8.1272-1282.

[7] Xiao, H., Wu, Q., Li, F. 1999. «Measure a power amplifier's fifth-order intercept point». *RF Design journal*. Avril. 54-56

[8] Sevic, J.F., Staudinger, J. 1996. «Simulation of adjacent-channel power for digital wireless communication systems». *Microwave Journal*. Octobre. 66-80.

[9] Delaney, M. Hughes Electron. Space Commu. Div., El Segundo. Scientific Data. 1999.

[10] Stark, H., Woods, J.W. 1986. *Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall.

CHAPITRE 4

MULTIPLICATEUR DE FRÉQUENCES SPCFM

4.1 INTRODUCTION ET MOTIVATION.

Est-il possible utilisé la technique de combinaison spatiale de la puissance dans d'autres applications? Serait-il aussi avantageux de le faire que dans le cas d'un amplificateur SPCA? La réponse est oui, et c'est ce qui a motivé le développement du multiplicateur de fréquences qui est décrit dans ce chapitre 4.

Il existe plusieurs structures qui utilisent la technique de combinaison spatiale de la puissance. Les applications vont de la multiplication de la fréquence, du mixage de signaux et de génération de fréquence (Oscillateur). Les diodes de type *Varactor* ont été largement utilisées pour la génération d'harmoniques. Faber et Archer [1] ont conçu avec succès un doubleur de fréquences formé d'une diode varactor montée dans un guide d'ondes rectangulaire. Ils ont obtenu, grâce à cette structure, une efficacité de 35 % à 95 GHz. En utilisant une topologie CSP du type verticale (voir chapitre 1), Jou et Lam [2] ont, avec succès, fabriqué de façon monolithique une grille de diodes de type Schottky qui produit une puissance de sortie égale à 0,5 W avec une efficacité de multiplication de 9,5 % à 66 GHz.

Comme pour les amplificateurs MMIC, plusieurs développements ont été effectués pour concevoir des multiplicateurs de fréquences en utilisant la technologie MMIC. Ces composants présentent des avantages aussi intéressants que dans le cas des amplificateurs, comme une largeur de bande importante, des performances RF remarquables, un gain de conversion, des dimensions miniatures et un coût faible. La compagnie United Monolithic Semiconductors (*UMS*) offre une large gamme de multiplicateurs de fréquence MMIC. Ces multiplicateurs peuvent opérer jusqu'à 77 GHz

en fournissant une puissance de 18 dBm avec un gain de conversion de 13 dB puisque la puissance d'entrée à 38,5 GHz est égale à 5 dBm. Il serait donc très intéressant de combiner ces composants dans une structure de type CSP pour obtenir des puissances de sortie relativement élevées.

Nous allons voir dans la première partie de ce chapitre que non seulement il est possible de combiner facilement ces composants grâce à une structure CSP dans un guide d'ondes rectangulaire mais en plus d'autres avantages remarquables seront obtenus. La fréquence d'application choisie se situe dans la bande de fréquence allant de 11 à 13 GHz à l'entrée et 22 à 26 GHz à la sortie.

4.2 Conception d'un multiplicateur de fréquences utilisant la technique CSP dans un guide d'ondes rectangulaire

La méthodologie utilisée est très semblable à celle développée au chapitre 2. Certains détails de conception ne seront pas abordés dans ce chapitre. Le nom donné à la structure est SPCFM pour *Spatial Power Combiner Frequency multiplier*. La différence majeure qui existe entre un amplificateur SPCA et un multiplicateur SPCFM est au niveau des étages de division et de combinaison de la puissance. Les dimensions du guide d'ondes à l'entrée et à la sortie sont différentes pour un multiplicateur SPCFM. Ceci est un très grand avantage qui permet l'annulation de certaines harmoniques indésirables à la sortie du multiplicateur. Dans les prochaines sections, une description sommaire de la conception ainsi que les principaux résultats de simulations et de mesures seront donnés.

Le multiplicateur de fréquences conçu opère, en entrée, dans la bande de fréquence 11 à 13 GHz et en sortie dans la bande de fréquence 22 à 26 GHz. Le choix de ces bandes a été dicté, dans cette application, par le choix des composants MMIC commerciaux disponibles. Le guide d'ondes d'entrée est le guide d'ondes WR75 alors

que celui à la sortie est le WR42. La figure 4.1 décrit la topologie de ce multiplicateur de fréquences.

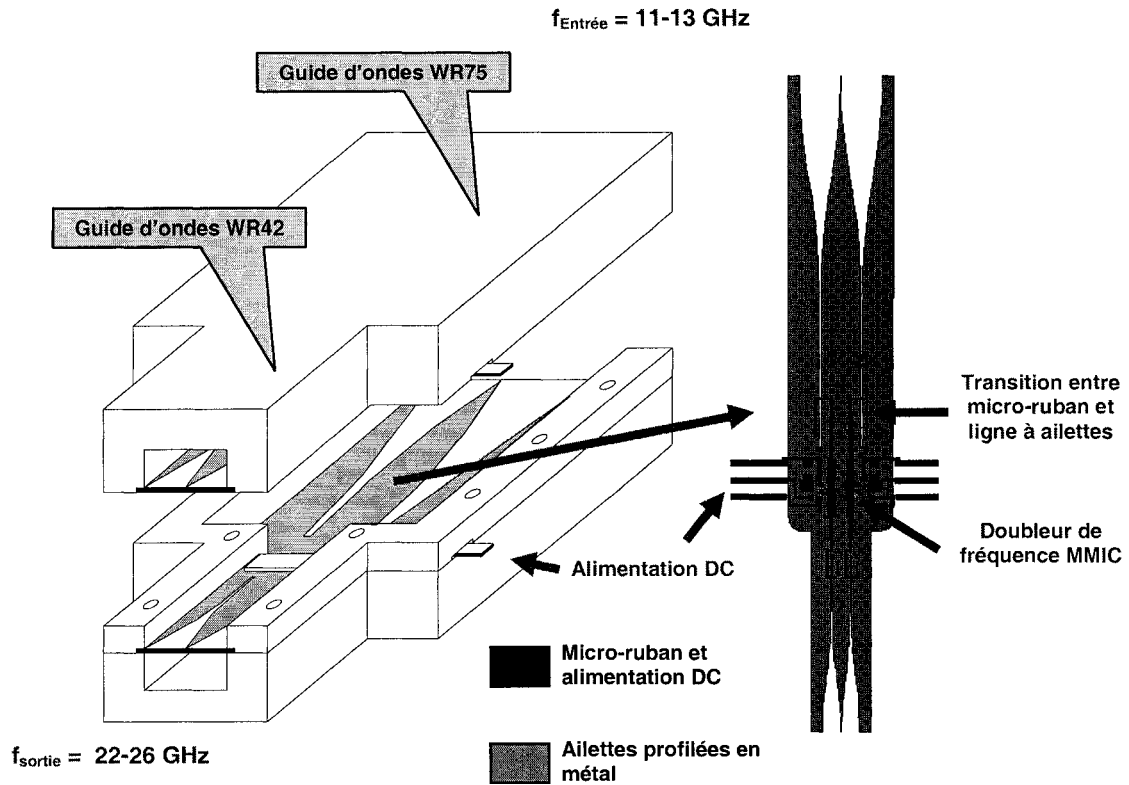


Figure 4.1 Multiplicateur de fréquences SPCFM utilisant la technique CSP.

4.2.1 Conception des guides à ailettes profilées.

La conception des lignes à ailettes profilées est basée sur le profil de Klopfenstein comme pour le cas des amplificateurs SPCA développés précédemment. La même méthode décrite dans le chapitre 2 a été utilisée pour la conception des guides à ailettes profilées. Les profils calculés sont différents à l'entrée et à la sortie des guides d'ondes rectangulaires. La puissance du signal d'entrée est divisée en quatre de façon égale. À la sortie, le signal est combiné en utilisant aussi un arrangement de lignes à ailettes profilées. Une fois les deux profils calculés, il est possible de simuler la structure en utilisant le logiciel HFSS. La topologie utilisée pour ces simulations est montrée à la

figure 4.2. La même procédure est utilisée pour les transitions entre les guides à ailettes et les lignes micro-ruban, comme illustré à la figure 4.3.

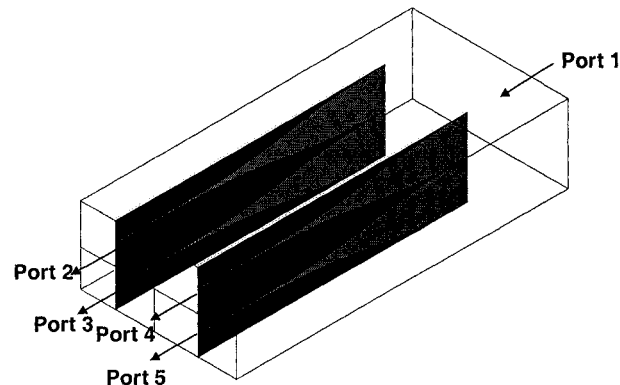


Figure 4.2 Configuration du guide à ailettes profilées.

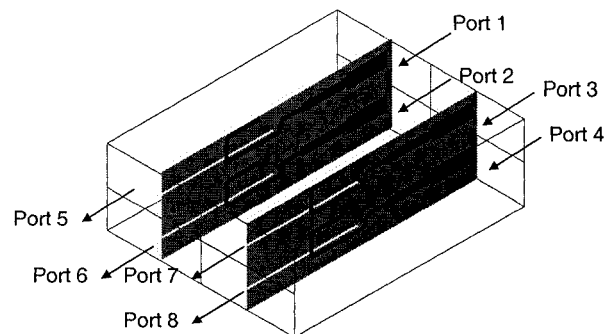


Figure 4.3 Configuration de la transition entre les guides à ailettes et les lignes micro-ruban.

Le modèle illustré à la figure 4.4 est ensuite utilisé pour simuler toute la structure. La première boîte de paramètres S représente la transition entre le guide d'ondes WR75 et les quatre lignes profilées comme illustré à la figure 4.2. La deuxième boîte représente la transition entre les lignes à ailettes et les lignes micro-ruban (figure 4.3). De plus, cette transition comprend aussi un transformateur d'impédance pour passer d'une impédance de $116\ \Omega$ à $50\ \Omega$. Cette transition est bien sûr optimisée dans la bande de fréquence 11 à 13 GHz. Un modèle du doubleur de fréquences est ensuite

inséré sur chaque ligne micro-ruban. La troisième boîte représente une transition similaire à la transition micro-ruban à ligne à ailettes, mais par contre, cette dernière a été optimisée dans la bande de fréquence 22 à 26 GHz. Elle comprend aussi un transformateur d'impédance optimisé dans la bande 22 à 26 GHz. Finalement, la quatrième boîte représente la transition entre les quatre lignes à ailettes et le guide d'ondes WR42.

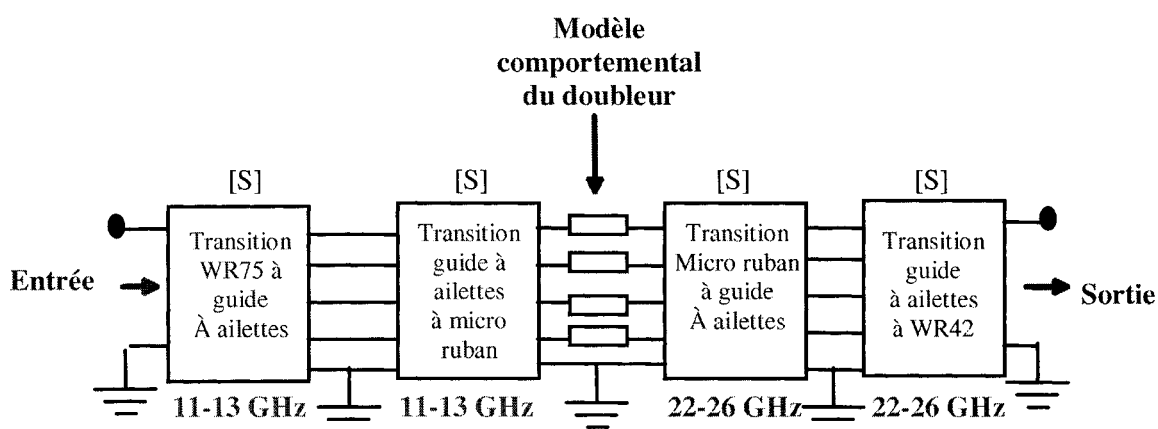


Figure 4.4 Modèle utilisé dans ADS pour simuler le doubleur de fréquence SPCFM.

4.2.2 Mesure et caractérisation du doubleur de fréquence MMIC CHX2090.

La première étape de mesure consiste à effectuer la mesure et la caractérisation du multiplicateur de fréquences. Pour cela, le multiplicateur MMIC est assemblé sur une fixation et un circuit fabriqué sur un substrat de la compagnie Rogers 5880 est utilisé pour alimenter le circuit avec un signal RF ainsi que les alimentations DC nécessaires comme illustré à la figure 4.5. Des fils en or de diamètre 17,8 μm ont été utilisés pour connecter le doubleur aux différentes connexions qui lui sont nécessaires. Le multiplicateur utilisé provient de la compagnie United Monolithic semiconductors (UMS) et le modèle utilisé est le CHX2090-99F. Ce doubleur de fréquence est formé de

deux étages en cascades. Le premier étage a été optimisé pour générer la deuxième harmonique alors que le second étage sert à l'amplifier. Grâce à cette configuration, le doubleur de fréquence fournit une puissance de 15 dBm à sa sortie pour une puissance de 12 dBm à son entrée. Le gain de conversion de ce multiplicateur de fréquences est d'environ 3 dB.

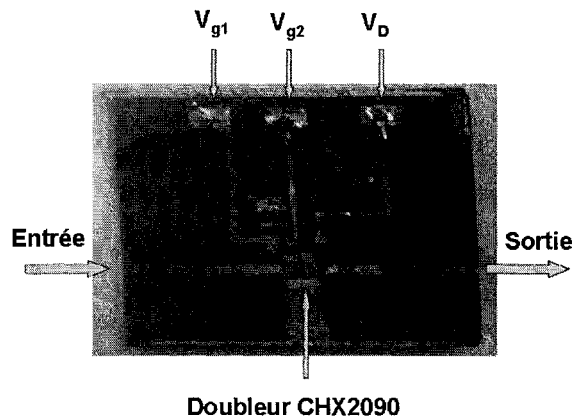


Figure 4.5 Montage pour la mesure du doubleur de fréquence CHX2090

Le doubleur est alimenté par une tension DC de 3,5 V et il tire un courant continu I_d égal à 50 mA pour une puissance d'entrée RF égale à 12 dBm. Pour obtenir cette condition d'opération, le multiplicateur a été alimenté par une tension négative $V_{g1} = -0,9$ V et $V_{g2} = -0,4$ V. Le premier étage est alimenté près du point de polarisation de pincement (*Pinch-off*). Dans cette condition de polarisation, le signal à l'entrée du multiplicateur est altéré de façon à augmenter le contenu harmonique du signal de sortie. Le deuxième étage, par contre, est alimenté de telle façon qu'il puisse amplifier la deuxième harmonique le plus efficacement possible.

La figure 4.6 représente la mesure des paramètres S du doubleur de fréquence. Cette mesure a été effectuée dans un régime d'opération de faible puissance. La mesure a été effectuée sur l'analyseur de réseau HP8510C et une calibration coaxiale standard a

été effectuée. Dans ces conditions de mesures, le courant de drain I_d est égal à 10 mA dû au faible niveau de puissance dans lequel opère l'analyseur de réseau HP8510C.

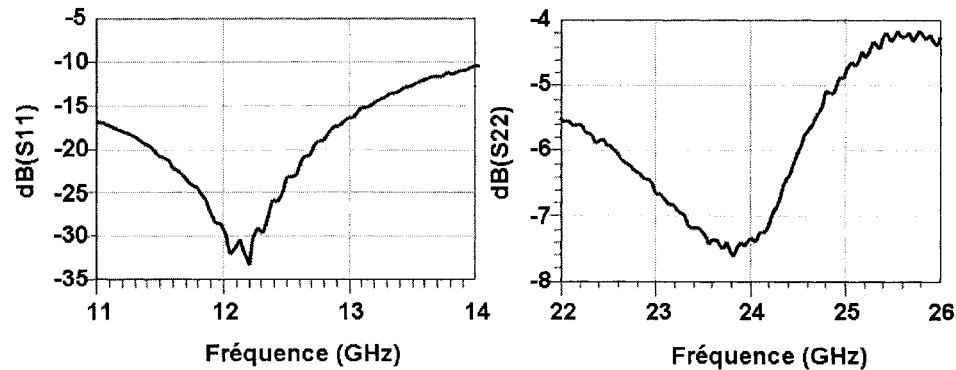
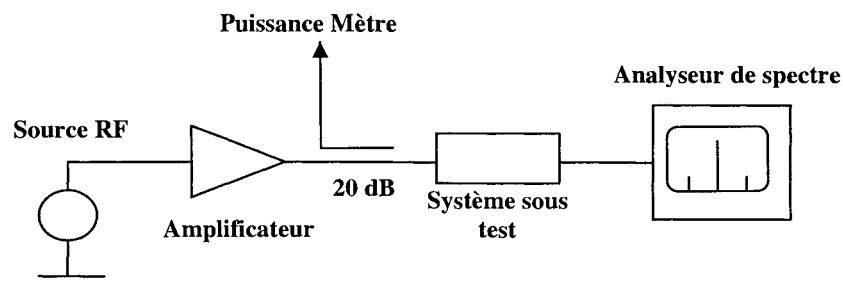
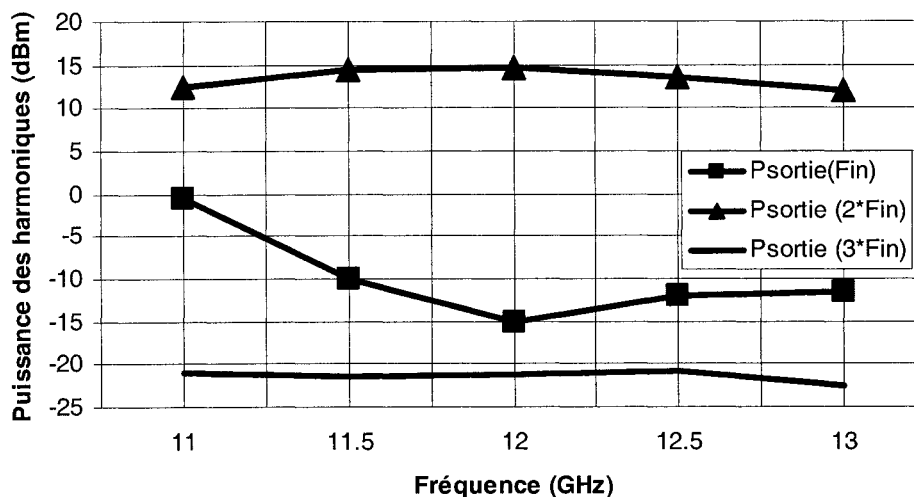


Figure 4.6 Mesure des paramètres S du doubleur de fréquence CHX2090.

La deuxième mesure effectuée sur le doubleur MMIC est dans le domaine fréquentiel pour observer le spectre du signal de sortie en fonction de la puissance d'entrée. Pour effectuer cette mesure, un montage expérimental simple a été utilisé (voir figure 4.7.a). Il consiste en une source RF mise en série avec un amplificateur de puissance de 1 W. Un coupleur de 20 dB est utilisé à la sortie de cet amplificateur pour mesurer la puissance qui entre dans le multiplicateur de fréquences. La figure 4.7.b donne la mesure des niveaux de puissances des trois premières harmoniques. La deuxième harmonique est bien excitée. Par contre, les niveaux de puissance de la première et troisième harmonique sont importants par rapport à la deuxième, particulièrement de la première. Il est donc nécessaire d'utiliser un filtre passe-bande pour éliminer ces harmoniques.



(a)



(b)

Figure 4.7 (a) Montage expérimental pour la mesure de la réponse harmonique du doubleur de fréquence CHX2090, (b) résultats de mesures.

4.2.3 Mesure et caractérisation du SPCFM.

La figure 4.8 illustre les résultats de mesures et de simulations des paramètres S de la structure. Ces mesures ont été effectuées sur un analyseur de réseau de la compagnie Anritsu et le kit de calibration utilisé est de type coaxial standard. Les quatre multiplicateurs de fréquence MMIC ont été polarisés en utilisant les mêmes conditions que spécifiées dans la section précédente. Les résultats de simulations et de mesures sont semblables, ce qui constitue une bonne indication du bon fonctionnement du doubleur SPCFM.

Pour estimer les pertes d'insertion du combineur spatial de puissance, le montage illustré à la figure 4.9 a été utilisé. Les lignes micro-ruban ont été rallongées et terminées par des connecteurs. Une calibration du type TRL est ensuite effectuée pour éliminer l'effet de l'extension des lignes micro-ruban et des connecteurs. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 0,5 dB entre le câble coaxial et la ligne micro-ruban dans la bande fréquence allant de 11 à 13 GHz et elles sont de 0,8 dB dans la bande fréquence allant de 22 à 26 GHz.

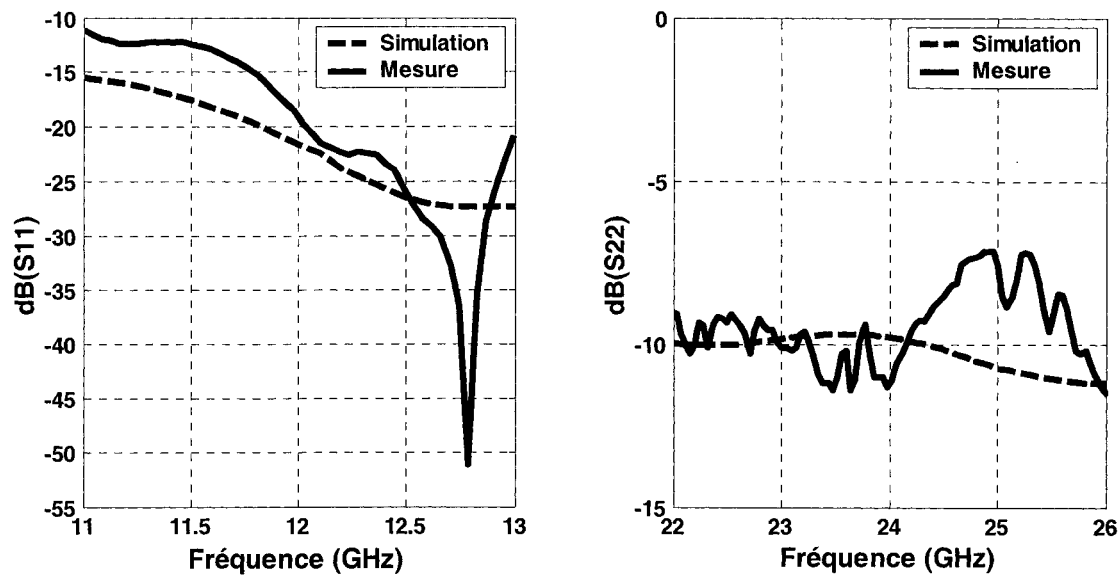


Figure 4.8 Mesure des coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de la structure.

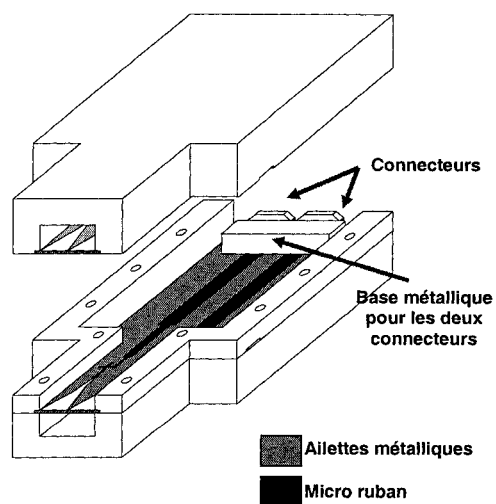


Figure 4.9 Montage expérimental utilisé pour estimer les pertes d'insertion de la structure.

La figure 4.10 représente la mesure de la puissance ainsi que l'efficacité de combinaison calculée selon la formule (4.1). La puissance de sortie fluctue entre 20,5 et 22,5 dBm pour une puissance d'entrée de 21 dBm. Ceci correspond à une efficacité de combinaison d'environ 75 à 76 %.

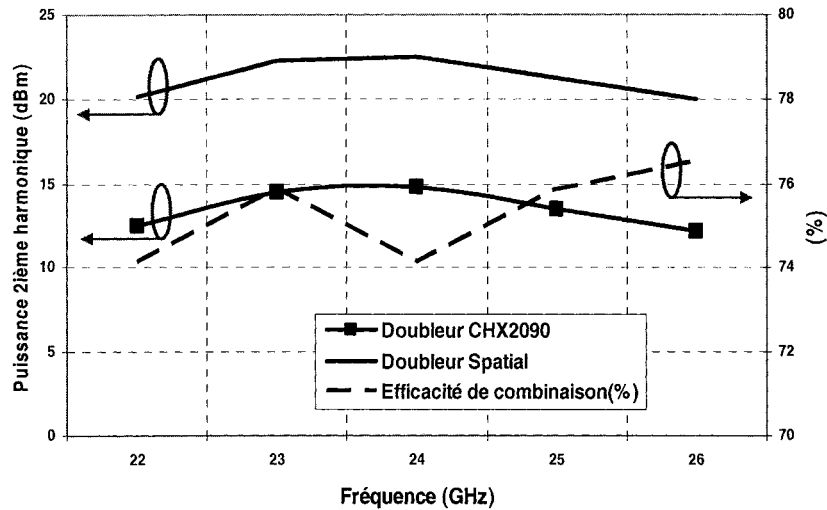


Figure 4.10 Mesure de la puissance de sortie du SPCFM ainsi que de l'efficacité de combinaison.

La mesure suivante, dont les résultats sont illustrés à la figure 4.11, est très intéressante parce qu'elle reflète un des avantages à utiliser ce type de configuration. Grâce à la structure utilisée, les suppressions des harmoniques indésirables sont obtenues sans l'utilisation de filtre, ce qui représente un grand avantage. Le fait de ne pas utiliser de filtre a pour effet direct d'éliminer les pertes associées à ces derniers et en particulier à haute fréquence. Les résultats de mesure obtenus montrent que le niveau de puissance de la première harmonique se situe au minimum à 70 dBc alors que la troisième harmonique se situe au minimum à 40 dBc. La première harmonique est éliminée grâce aux dimensions physiques du guide d'ondes rectangulaire WR42. Ce guide d'ondes se comporte comme un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est égale à 14,06 GHz. La troisième harmonique, qui est moins atténuée que la première, est, quant à elle, atténuée à cause de la transition entre le guide à ailettes et la ligne micro-ruban qui

a été optimisée pour la deuxième harmonique. Donc, il n'est pas nécessaire d'utiliser de filtre à la sortie du SPCFM et ceci représente un grand avantage au point vu performances spectrales, efficacité de combinaison et réduction des coûts de fabrication. Le montage expérimental pour les deux mesures précédentes est le même que celui illustré à la figure 4.7.a.

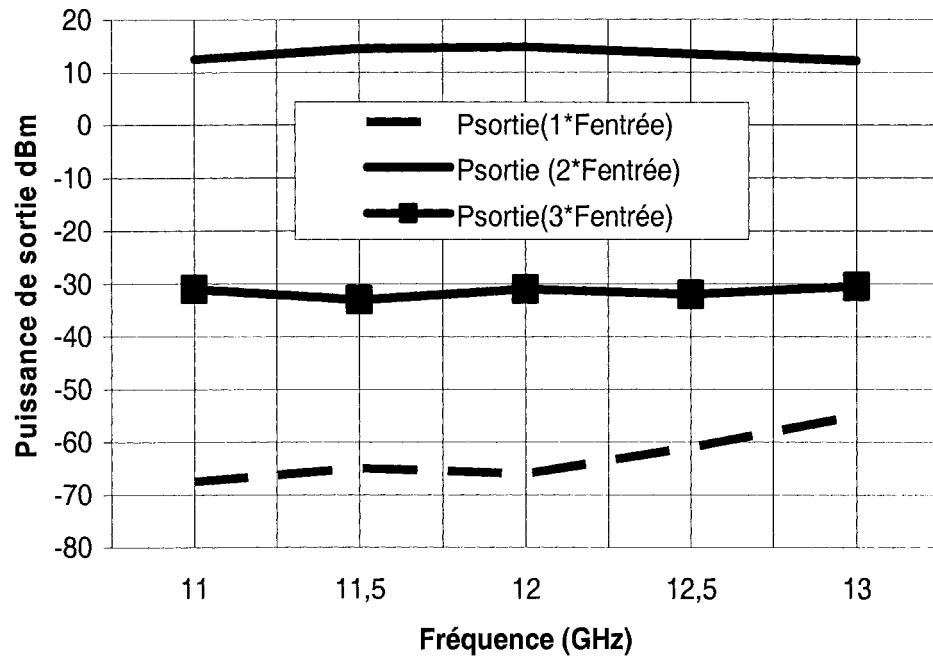


Figure 4.11 Mesure de la puissance des trios harmoniques à la sortie du SPCFM.

L'efficacité de combinaison est calculée selon la formule (2.11). Dans cette équation, les puissances sont celles de la deuxième harmonique.

Finalement, la figure 4.12 montre une photographie du SPCFM. Les doubleurs de fréquences MMIC sont assemblés sur une plaque de laiton. Ils sont ensuite connectés aux lignes micro-ruban et aux circuits d'alimentation DC par un fil en or de diamètre égal à 17,8 μm .

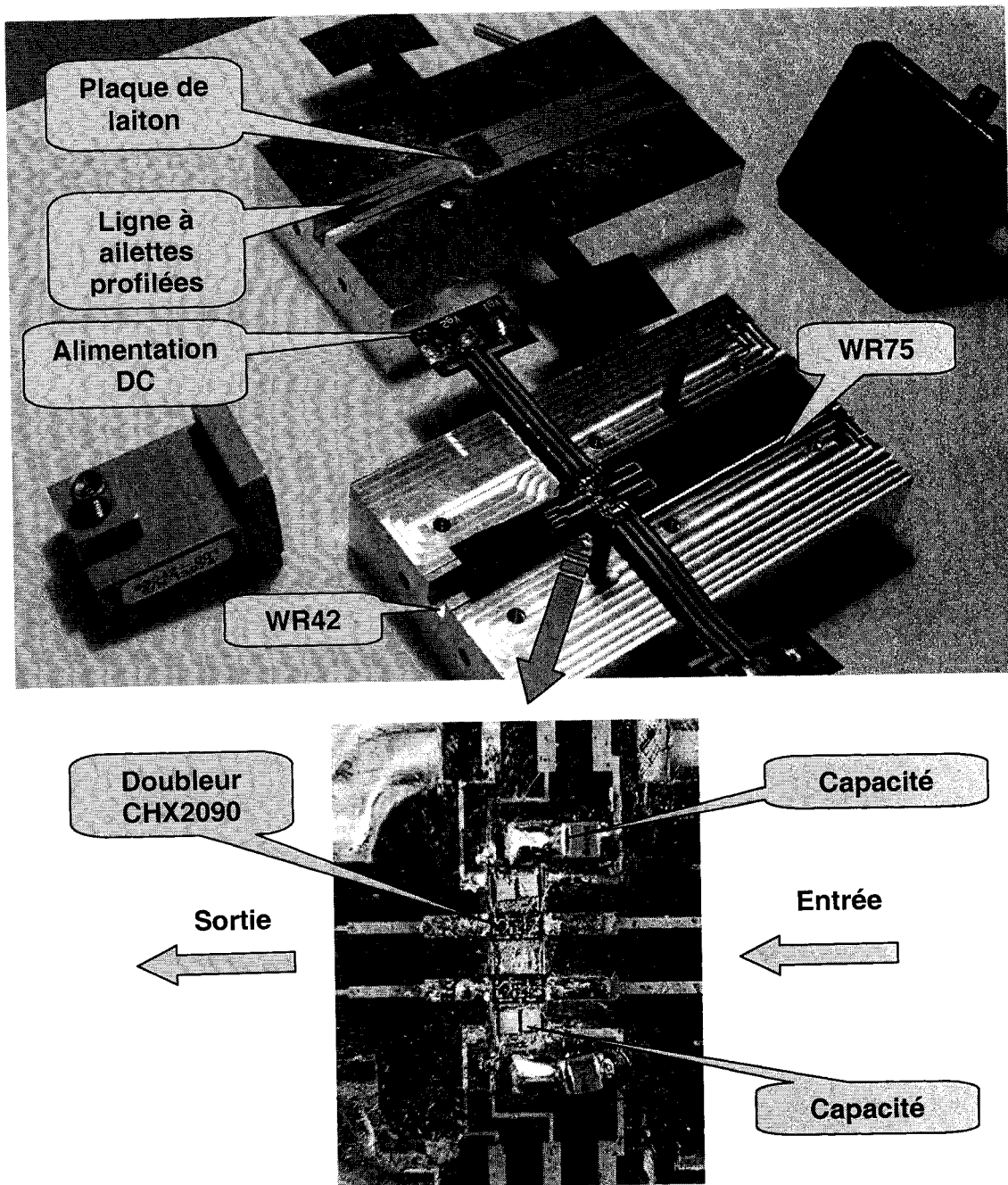


Figure 4.12 Photographie du SPCFM

En conclusion, l'application de la technique de combinaison spatiale de puissance dans un guide d'ondes rectangulaire à un doubleur de fréquence a prouvé son efficacité en particulier dans la suppression d'harmoniques. L'efficacité de combinaison

obtenue est élevée par rapport aux techniques traditionnelles de combinaison de puissance. Ceci est dû en grande partie à la non utilisation de filtre passe-bande à la sortie du combineur spatial de puissance. L'ajout d'un filtre passe-bande à ces fréquences aurait ajouté aux alentours 1 dB de perte d'insertion.

Ce travail sera aussi publié prochainement dans la revue *IEEE-Microwave Theory and technique*. L'article est donné à l'annexe 1.

Références

- [1] M. T. Faber, J. W. Archer, «A High Efficiency Frequency Doubler for 100 GHz». *IEEE MTT-S Digest*, p. 363 (1985).
- [2] C.F. Jou, W.W. Lam, H.Z. Chen, K.S. Stolt, N.C. Luhmann Jr, and D.B. Rutledge, «Millimeter-Wave Diode-Grid Frequency Doubler» *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, MTT-36, p1507 (1988).

CHAPITRE 5

ANALYSE DES PERFORMANCES DES COMBINEURS SPATIAUX DE PUISSANCE

Dans ce chapitre 5, une étude et une analyse des relations entre les paramètres de conceptions et les performances importantes désirées, comme la puissance de sortie, l'efficacité de combinaison, l'efficacité DC et le bruit de phase, seront discutées.

Pour obtenir un niveau élevé de puissance, le concepteur doit choisir tout d'abord le composant individuel qui lui fournit le plus haut niveau de puissance pour minimiser le nombre de composants à combiner. Cependant, cette considération pratique devrait être révisée pour des applications nécessitant un haut rendement en puissance ajoutée (PAE) et une faible dégradation du bruit de phase. Pour cela, il serait plus avantageux de combiner plusieurs composants qui possèdent une meilleure efficacité DC, mais dont la puissance de sortie est plus faible comme illustré à la figure 5.1. Il existe aussi un autre avantage à utiliser ces composants moins puissants. Ils sont plus faciles à produire et donc ils sont moins coûteux. Le bruit de phase peut être réduit par un facteur de $1/N$ en utilisant une topologie combinatoire. Les composants dont la surface est plus petite ont aussi l'avantage d'avoir une plus grande largeur de bande, ce qui peut être avantageux dans certaines applications.

Tous ces points vont être analysés en détail dans les prochaines sections.

5.1 Efficacités de combinaison et rendement en puissance ajoutée (PAE)

Un combineur/diviseur de puissance peut être représenté, en général, par la figure 5.2. Ce réseau est formé d'étages de division et de combinaison de puissance avec pertes

et de N amplificateurs à combiner. Les facteurs Le et Ls représentent les coefficients de transmission de la puissance à l'entrée et à la sortie du réseau.

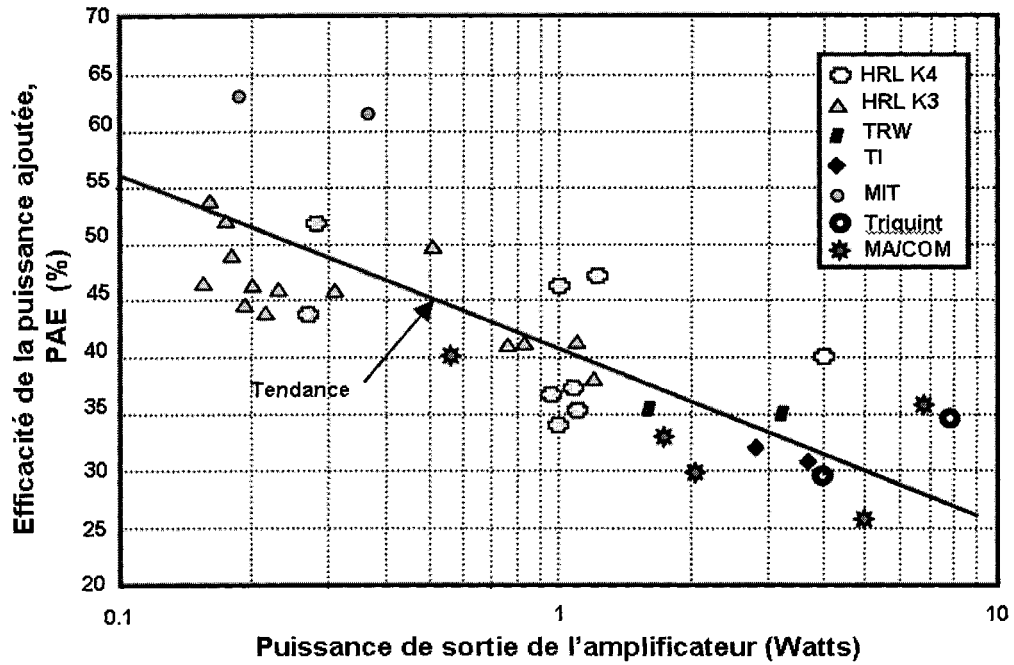


Figure 5.1 Comparaison entre différents amplificateurs provenant de différentes compagnies à 18 GHz [1].

En supposant que le combineur est bien adapté et balancé et en supposant que les composants actifs sont identiques, alors l'efficacité de combinaison est donnée par l'équation suivante :

$$\eta_c = \frac{P_s}{NP_{sa}} = L_s \quad (5.1)$$

Les pertes à la sortie déterminent l'efficacité de combinaison du réseau.

Le rendement en puissance ajoutée d'un amplificateur individuel est donné par l'équation suivante :

$$\eta_a = \frac{P_{sa} - P_{ea}}{P_{dca}} = \frac{P_{ea}(G-1)}{P_{dca}} \quad (5.2)$$

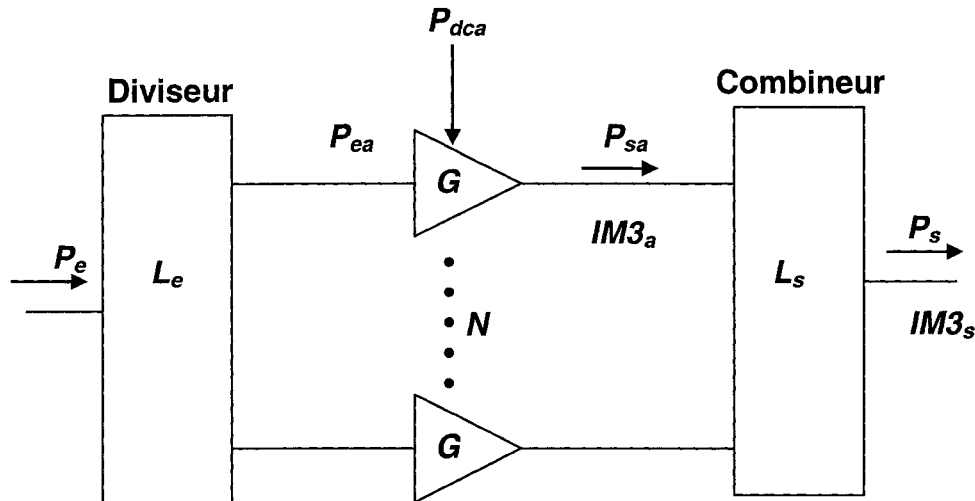


Figure 5.2 Topologie générale d'un diviseur/combineur de puissance à N étages.

Pour l'analyse qui sera effectuée, cette valeur est fixée par le choix de la technologie et par les dimensions physiques du composant MMIC (voir figure 5.1). En utilisant la notation de la figure 5.2 et l'équation (5.2), le rendement en puissance ajoutée du système est donné par l'expression suivante :

$$\eta_{sys} = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} = \frac{P_e (L_e G L_s - 1)}{N P_{dca}} = \frac{(L_e G L_s - 1)}{L_e (G - 1)} \eta_a \quad (5.3)$$

De ce résultat, la conclusion suivante peut être tirée : plus le gain de l'amplificateur individuel est grand, plus les pertes à l'entrée du système influencent peu le rendement en puissance ajoutée du système. La figure 5.3 représente le rendement en

puissance ajoutée total normalisé par rapport à celui d'un amplificateur individuel (η_{sys}/η_a) en fonction du gain et pour différentes valeurs de L_e et L_s .

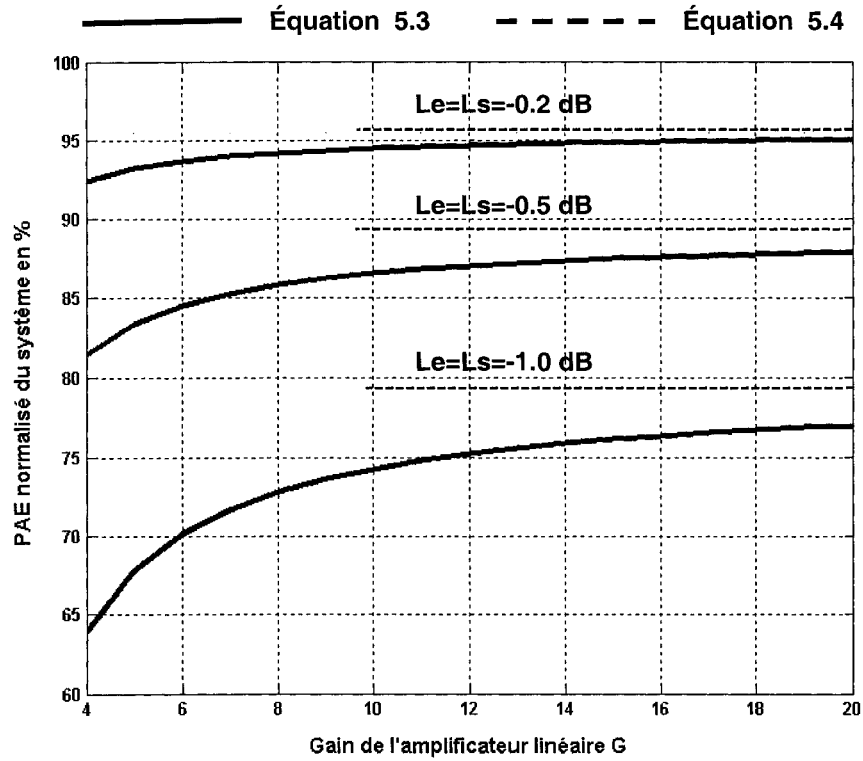


Figure 5.3 PAE normalisé calculé selon les équations 3.8 et 3.9

Lorsque le gain de l'amplificateur MMIC devient élevé alors :

$$\eta_{sys} \rightarrow \eta_a \eta_c \quad (5.4)$$

Lorsque le gain de l'amplificateur devient grand, alors le rendement en puissance ajoutée du système tend vers l'efficacité de combinaison du système. Un gain élevé dans le système tend à compenser pour les pertes de l'étage d'entrée. Le gain a donc un effet important sur rendement en puissance ajoutée du système et il doit être pris comme un paramètre important lors de la conception du réseau. Cependant, il est à noter que l'augmentation du gain dans la figure 5.3 se fait sans augmenter la consommation DC du système. Ce qui n'est pas possible, que ce soit dans le cas où l'ajout de l'étage

d'amplification se fait en dehors du système ou sur chaque branche d'amplification du réseau. Toutefois, cet amplificateur opère en général à un niveau de puissance faible, il est donc possible de réaliser une augmentation du gain tout en gardant le niveau de consommation DC du système presque au même niveau.

Soit la topologie de la figure 5.4 où un étage d'amplification a été ajouté à l'entrée du système, alors le rendement en puissance ajoutée peut être exprimé de la façon suivante :

$$\eta_{sys} = \frac{G_p L_e G L_s - 1}{\frac{1}{n_a} G_p L_e (G - 1) + \frac{1}{\eta_p} (G_p - 1)} \quad (5.5)$$

où η_p est le rendement en puissance ajoutée de l'étage d'amplification ajouté à l'entrée du réseau. Il est défini par l'équation suivante :

$$\eta_p = \frac{P_{ep} (G_p - 1)}{P_{dcp}} \quad (5.6)$$

Lorsque $L_e = L_s$, $\eta_p = \eta_a$, et $G = G_p$ alors l'expression 5.5 se réduit à :

$$\eta_{sys} = \frac{G L_s - 1}{G - 1} \eta_a \quad (5.7)$$

Cette expression ressemble à l'expression de l'équation (5.3). La différence est la disparition des pertes de l'étage d'entrée (L_e) dans l'équation (5.7). En conséquence, le rendement en puissance ajoutée du système s'approchera plus rapidement de la valeur limite définie par l'équation (5.4) en utilisant un étage d'amplification à l'entrée du réseau et ceci même en ajoutant la consommation additionnelle de cet étage.

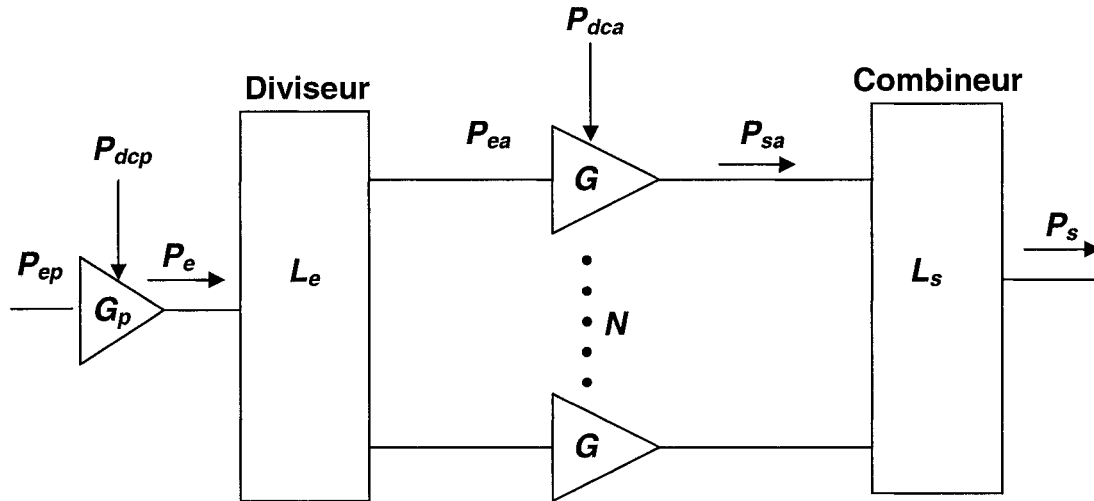


Figure 5.4 Topologie générale d'un diviseur/combinateur de puissance à N étages avec un étage d'amplification à l'entrée du réseau.

Il en ressort de cette analyse que les pertes à l'étage de sortie définissent un facteur de mérite pour caractériser un système de combinaison de puissance. D'un point de vue expérimental, il est en général facile de mesurer ces pertes. Il suffit de mesurer les pertes d'insertion d'un bout à l'autre du système sans amplificateurs. Si le système est symétrique, il suffit de diviser ces pertes par deux. Ceci représente une bonne estimation de ces pertes. Dans le cas de structure non symétrique, il est aussi possible d'estimer ces pertes de l'étage de sortie, mais ceci demande un peu plus de manipulations expérimentales.

5.2 Analyse de la linéarité du système.

Cette analyse consiste à étudier le comportement du point d'interception d'ordre 3 $IP3$ dans un système combineur de puissance. D'ailleurs, une mesure $IP3$ a été effectuée pour l'amplificateur SPCA utilisant le convertisseur de mode.

Cette analyse est importante, car le comportement linéaire d'un amplificateur est un paramètre important à considérer pour les systèmes de communications larges bande. Cette mesure est utilisée pour évaluer la linéarité d'un amplificateur.

Les expressions de la puissance de la fondamentale et celle du produit d'intermodulation d'ordre 3 (IM3) à la sortie de l'amplificateur MMIC sont données par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} P_{sa} &= GP_{ea} \\ IM3_a &= AP_{ea}^3 \end{aligned} \quad (5.8)$$

où G est le gain de l'amplificateur MMIC et A est le coefficient de gain de $IM3$.

Le point d'interception d'ordre 3 $IP3$ est déterminé par l'extrapolation de la droite de gain fondamental et d'intermodulation d'ordre 3. L'intersection de ces deux droites définit le niveau de puissance appelé $OIP3$. Pour un amplificateur seul, cette valeur est donnée par l'équation suivante :

$$OIP3_a = \left(\frac{G^3}{A} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5.9)$$

Pour le combineur/diviseur de puissance, alors :

$$\begin{aligned} G_{sys} &= L_e GL_s \\ P_s &= G_{sys} P_e = L_e GL_s P_e \end{aligned} \quad (5.10)$$

où les N branches sont identiques. Pour chaque amplificateur MMIC dans le réseau, il s'en suit que :

$$\begin{aligned} P_{ea} &= \frac{P_e L_e}{N} \\ IM3_a &= AP_{ea}^3 \end{aligned} \quad (5.11)$$

Les puissances $IM3_a$ provenant de chaque amplificateur sont additionnées de la même manière que les puissances fondamentales. Cette somme de $IM3_a$ à la sortie du système est exprimée par $IM3_s$:

$$IM3_s = N \cdot IM3_a L_s = NAP_{ea}^3 L_s \quad (5.12)$$

Nous avons alors :

$$\begin{aligned} L_e \cdot G \cdot L_s \cdot IIP3_s &= NA \left(\frac{IIP3_s \cdot Le}{N} \right)^3 L_s \\ IIP3_s &= \frac{N}{L_e} \left(\frac{G}{A} \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (5.13)$$

or $OIP3_s = G_{sys} IIP3_s = L_e G L_s IIP3_s$, ce qui implique que :

$$OIP3 = NL_s \left(\frac{G^3}{A} \right)^{1/2} = NL_s OIP3_a \quad (5.14)$$

où $OIP3_s$ est le point d'interception de troisième ordre du système.

Les pertes de l'étage de sortie sont encore un facteur important qu'il faut essayer de minimiser le plus possible pour obtenir une structure la plus linéaire possible.

5.3 Influence de la topologie de division et combinaison de la puissance

Dans la plupart des cas, les topologies qui utilisent l'espace pour combiner la puissance offrent une meilleure efficacité de combinaison. Cependant, dans certains cas, elles offrent de plus mauvaises performances par rapport à des topologies traditionnelles. Lorsque le nombre de composants à combiner est faible, il est beaucoup plus intéressant d'utiliser les topologies traditionnelles jusqu'à une certaine limite de fréquence. Ce qui est attrayant pour les topologies spatiales, c'est que les pertes n'augmentent pas avec le

nombre de composants à combiner. Par contre, les topologies traditionnelles souffrent d'une diminution rapide de l'efficacité lors de l'augmentation du nombre de composants à combiner. Donc, il existe une limite à partir de laquelle la topologie spatiale devient plus efficace.

Les combineurs traditionnels de puissance (binaire) ont des pertes d'insertion donnée par l'équation $L_o = \alpha^k$, où α sont les pertes d'insertion par étage et $k = \log_2 N$ étant le nombre d'étages de combinaison. Un combineur spatial idéal a quant à lui des pertes d'insertion constantes $L_o = S_o$. La figure 5.5 compare les deux topologies de point de vue de l'efficacité de combinaison.

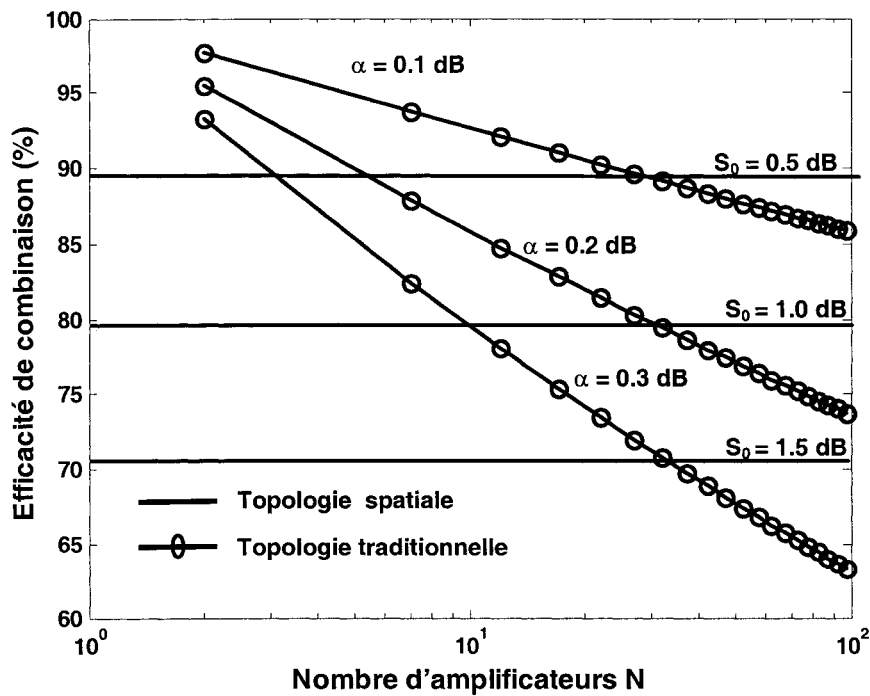


Figure 5.5 Comparaison de l'efficacité de combinaison entre une topologie traditionnelle et une topologie spatiale.

Le nombre critique où les deux courbes ont un point d'intersection est déduit facilement par l'équation suivante :

$$N_c = 2^{\frac{S_0[dB]}{\alpha[dB]}} \quad (5.15)$$

où les termes de pertes sont exprimés en dB. Par exemple, soit $\alpha = 0,4$ dB, représentant les pertes d'insertion mesurées en bande Ku d'un diviseur de puissance Wilkinson (voir graphique à la figure 5.6) et soit $S_0 = 0,6$ dB représentant les pertes d'insertion typique de l'étage de sortie des combineurs spatiaux de puissance, alors la topologie spatiale serait avantageuse par rapport à une topologie traditionnelle à partir de $N \geq 2,82$. Donc, dès qu'il s'agit de combiner plus que trois éléments, il est préférable d'utiliser une topologie spatiale en bande Ku. Ce phénomène s'accroît en augmentant la fréquence. Prenons un exemple en bande X où $\alpha = 0,15$ dB et $S_0 = 0,5$ dB, il s'en suit que $N \geq 10$. Pour des applications dont la fréquence d'opération est supérieure à 10 GHz, il est préférable d'utiliser les combineurs spatiaux de puissance et ceci même pour un nombre faible d'éléments à combiner.

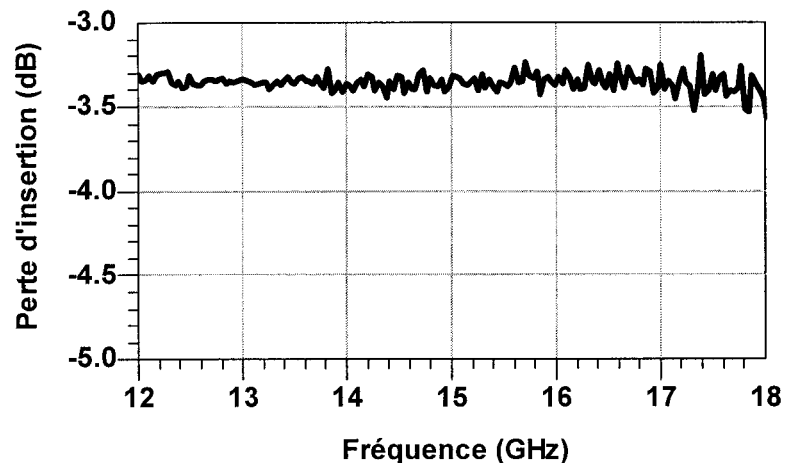


Figure 5.6 Mesure des pertes d'insertion d'un diviseur de puissance Wilkinson provenant de la compagnie Merrimack, modèle PDK-35R-23G.

Les figures 5.3 et 5.7 présentent des graphiques importants pour ceux qui désirent prendre une décision quant au choix de la topologie à adopter pour maximiser la puissance de sortie. Si un des objectifs est aussi de maximiser le rendement en puissance

ajoutée du système alors, la tendance qui se dégage de la courbe de la figure 5.7 devrait être considérée.

Les courbes dans ce graphique sont basées sur la tendance du comportement du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance de sortie des amplificateurs MMIC. Cette tendance est basée sur le graphique de la figure 5.1. La conclusion importante qui peut être tirée de la figure 5.7, c'est que pour atteindre une puissance de sortie de 40 W tout en maximisant le rendement en puissance ajoutée du système, il n'est pas, dans tous les cas, plus avantageux d'utiliser les composants MMIC les plus puissants. Il est parfois préférable d'utiliser plus de composants qui possèdent un meilleur rendement en puissance ajoutée, et de les combiner pour atteindre la puissance de sortie et le rendement en puissance ajoutée désiré. Par exemple, pour obtenir un rendement en puissance ajoutée de 40 % avec une topologie spatiale dont les pertes de l'étage de sortie sont estimées à 0,5 dB alors il faut utiliser 80 amplificateurs de puissance égale à 0,5 W.

Une autre remarque importante qui peut être tirée des figures 5.5 et 5.7 est que la combinaison de puissance dans un composant MMIC (voir figure 5.8) n'est pas plus efficace que de la faire à l'extérieur du composant. L'efficacité de combinaison de l'amplificateur MAAPGM0018-DIE ($P_{sat} = 2$ W) est égale à 50 % en se basant sur la puissance de sortie de l'amplificateur MAAPGMMOO40-DIE ($P_{sat} = 0,5$ W), ce qui est bien en dessous de l'efficacité qui pourrait être obtenir d'une combinaison faite avec une topologie spatiale. Nous avons avec cet amplificateur une perte de 3 dB dans l'efficacité de combinaison. Il faut souligner que les aspects économiques et les contraintes d'encombrements ont été négligés. L'amplificateur MAAPGM0040 (0.5 W) vaut 100 U\$ alors que l'amplificateur MAAPGM0018 (2 W) vaut 200 U\$. Le prix de l'amplificateur SPCA formé de quatre amplificateurs de 0,5 W serait de 400 U\$, ce qui correspond au double du prix de l'amplificateur MAAPGM0018. Il faut aussi rajouter les coûts associés à la fabrication de la structure mécanique nécessaire pour combiner ces éléments.

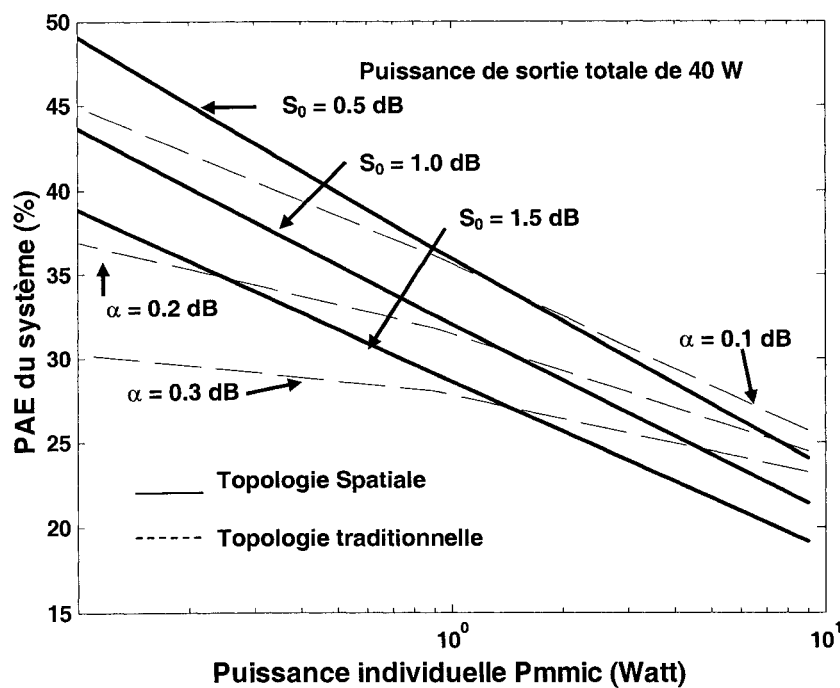


Figure 5.7 Calcul du rendement en puissance ajoutée du système en fonction de la puissance individuelle du composant MMIC en supposant que la puissance de sortie est de 40 W.

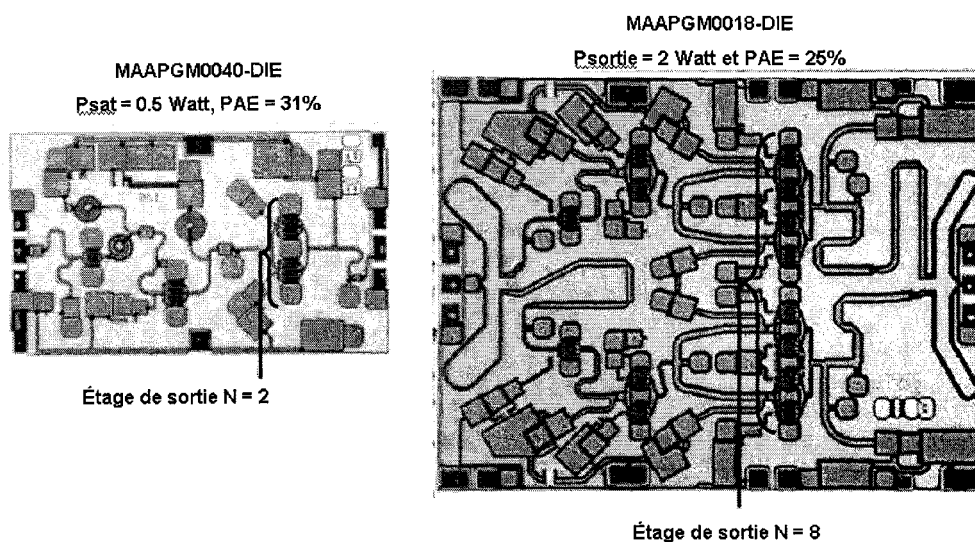


Figure 5.8 Amplificateurs MMIC provenant de la compagnie M/A-COM, Modèle MAAPGM0040-DIE et MAAPGM0018-DIE.

5.4 Comportement du bruit de phase

L'utilisation d'une topologie CSP peut avoir une influence très positive sur le bruit de phase du système. Dans des applications de transmission, particulièrement pour certaines applications radars, l'amplificateur ne doit pas dégrader le bruit de phase du signal amplifié.

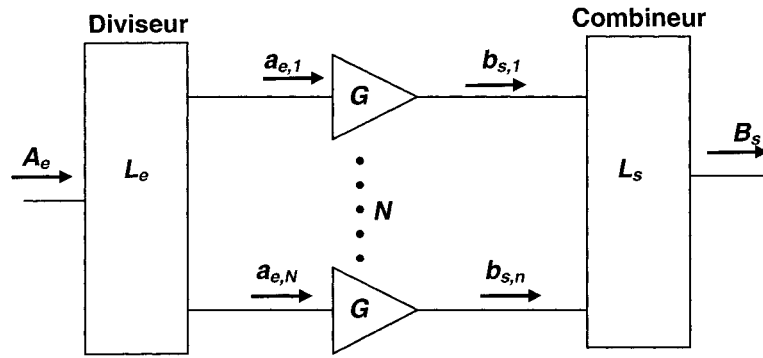


Figure 5.9 Notations utilisées pour l'analyse du bruit de phase d'un système combineur/diviseur de puissance.

En utilisant la notation de la figure 5.9, le signal d'entrée bruité s'exprime de la façon suivante :

$$A_e = A \cos(\omega t + \delta\theta_e) \quad (5.16)$$

où $\delta\theta_e(t)$ décrit la fluctuation dans le temps de la phase du signal d'entrée. Nous supposons que le diviseur de puissance est linéaire et large bande pour la simplicité de l'analyse, alors, nous pouvons exprimer les signaux sur chaque branche du système par l'équation suivante :

$$a_{e,i} = \frac{A}{\sqrt{N}} \cos(\omega t + \delta\theta_e) \quad (5.17)$$

Le bruit de phase à la sortie de chaque amplificateur est premièrement dégradé par la non-linéarité de ce dernier et deuxièmement, par les circuits d'alimentation DC. Pour cette analyse, l'origine du bruit n'est pas importante et il est préférable d'exprimer le

bruit de phase totale à la sortie de chaque amplificateur. Ce facteur est donné par l'expression suivante :

$$b_{s,i} = \frac{AG}{\sqrt{N}} \cos(\omega t + \delta\theta_e + \delta\varphi_i) \quad (5.18)$$

où G représente le gain en voltage. La puissance de sortie du signal est donc donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} B_s &= \sum_{i=1}^N \frac{b_{s,i}}{\sqrt{N}} = \frac{AG}{N} \sum_{i=1}^N \cos(\omega t + \delta\theta_e + \delta\varphi_i) \\ &= \frac{AG}{N} \left\{ N \cos(\omega t) - \left[\sum_{i=1}^N (\delta\theta_e + \delta\varphi_i) \right] \sin(\omega t) \right\} \\ &= AG \cos(\omega t + \delta\theta_s) \end{aligned} \quad (5.19)$$

où

$$\delta\theta_s = \delta\theta_e + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta\varphi_i \quad (5.20)$$

Pour dériver cette expression, les fluctuations de phase sont supposées être petites. Nous supposons maintenant que les sources de bruit sont des processus aléatoires non corrélés (processus ergodique) avec une moyenne dans le temps égale à zéro, nous pouvons alors appliquer le théorème de Wiener-Khintchine [2] pour calculer la densité spectrale de puissance.

Si les amplificateurs ont approximativement la même densité spectrale de bruit, alors celle à la sortie du système sera donnée par l'équation suivante :

$$|\delta\tilde{\theta}_s|^2 = |\delta\tilde{\theta}_e|^2 + \frac{1}{N} |\delta\tilde{\varphi}|^2 \quad (5.21)$$

où $|\delta\tilde{\theta}_e|^2$ représente la densité spectrale de bruit associé avec le signal d'entrée et $|\delta\tilde{\varphi}|^2$ représente la contribution de chaque amplificateur au bruit de phase et le signe $(\sim)$ représente la transformée de Fourier (défini pour un processus aléatoire). Cette expression montre un résultat très intéressant. La contribution de l'ensemble des amplificateurs au bruit de phase du système est de $1/N$. Ce dernier résultat peut être

expliqué de façon intuitive, en ce sens que le signal d'entrée, qui se divise en plusieurs signaux, va à la sortie du combineur s'additionner de façon cohérente alors que le bruit de phase par sa nature aléatoire, s'additionne de façon non cohérente. En conclusion, le pic de l'amplitude de la porteuse augmente beaucoup plus rapidement que le phénomène de bruit de phase.

5.5 Figure de Bruit

Pour l'amplificateur MMIC de la figure 5.10, la puissance du bruit à la sortie de l'amplificateur N_s est donnée par l'équation suivante :

$$N_s = GN_e + N_{ajouté} \quad (5.22)$$

Le facteur de bruit est quant à lui donné par :

$$F = \frac{S_e / N_e}{S_s / N_s} = \frac{N_s}{G \cdot N_e} = \frac{G \cdot N_e + N_{ajouté}}{G \cdot N_e} \quad (5.23)$$

On suppose que le combineur spatial de puissance est symétrique, ce qui implique que $L_e = L_s = L$. Le gain de l'amplificateur SPCA est donc égal à $G_c = G \cdot L^2$.

Les bruits ajoutés provenant de chaque branche du réseau ne sont pas corrélés et ils peuvent être traités comme des variables aléatoires. Quand N variables aléatoires se somment à la sortie du réseau alors la puissance totale du bruit est la même que celle d'une branche. Si les pertes de l'étage de division sont rajoutées, alors la puissance du bruit à la sortie du réseau est égale à $N_{ajouté} L_s$.

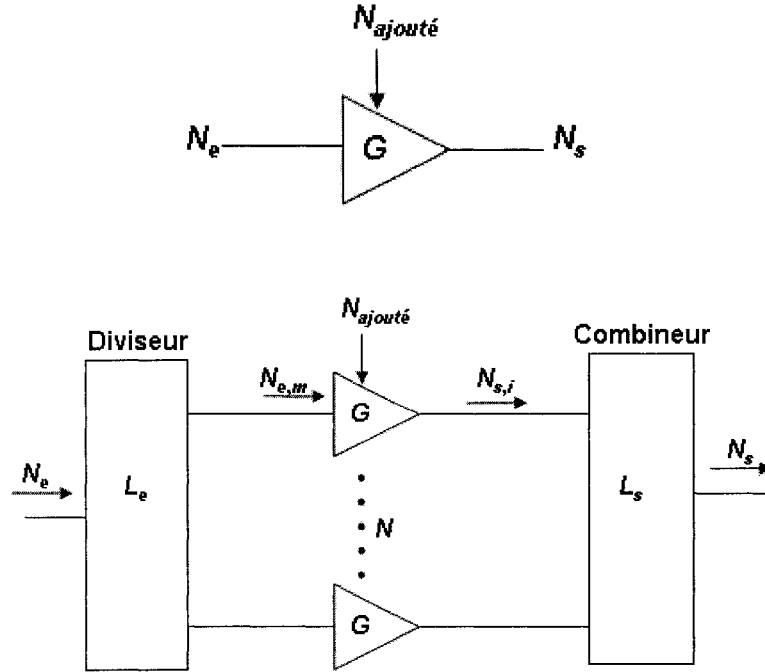


Figure 5.10 Figure de bruit des amplificateurs MMIC et SPCA

La puissance du bruit à l'entrée du réseau est quant à elle corrélée, car la même puissance est distribuée sur chaque branche. Donc, cette puissance est additionnée en phase à la sortie du réseau.

La figure de bruit du combineur spatial de puissance est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 F_c &= \frac{G_c \cdot N_e + N_{ajouté} \cdot L}{G_c \cdot L} \\
 &= 1 + (F - 1) \frac{1}{L}
 \end{aligned}
 \tag{5.24}$$

L'équation 5.24 implique que plus les pertes de l'étage de combinaison augmentent et plus la figure de bruit se dégrade. Si nous assumons que $L_i \approx 1$, alors $F_c = F_m / L$.

5.6 Plage dynamique

Puisque le facteur IP3 et la figure de bruit ont été déduits pour le combineur spatial de puissance, un facteur important pour les amplificateurs appelé *spurious-free dynamic range* (SFDR) peut aussi être déduit. Ce facteur représente la capacité du système à détecter ou à amplifier un signal en présence de bruit ou de forts signaux.

Ce facteur est donné par l'équation suivante [3] :

$$SFDR = \left(\frac{OIP_3}{FGk_b T_0 \Delta f} \right)^{2/3} \quad (5.25)$$

où F correspond au facteur de bruit, G au gain, Δf à la bande passante instantanée, k_b la constante de Boltzman et T_0 la température ambiante.

Le facteur de bruit et le gain du système n'augmentent pas avec le nombre de composants. Par contre, et d'après l'équation 5.14, le facteur OIP_3 est proportionnel à N . Ceci implique que le facteur SFDR devient proportionnel à $N^{2/3}$. Une augmentation de la plage dynamique est obtenue avec un système de combinaison spatiale de puissance

5.7 Analyse thermique de l'amplificateur SPCA dans un guide d'ondes rectangulaire.

Un des avantages d'utiliser une topologie SPCA dans un guide d'ondes, c'est la capacité de la structure à dissiper la chaleur de façon rapide. Pour vérifier cette affirmation et connaître la capacité maximale de la structure, une simulation thermique a été réalisée en utilisant un logiciel commercial (*RADTHERM*). Les principaux résultats obtenus de ces simulations seront donnés.

RADTHERM est un logiciel qui permet de simuler les échanges thermiques de structures en trois dimensions en utilisant les trois mécanismes d'échanges de chaleur (la conduction, le rayonnement et la convection).

Toutes les pièces qui ont servi à la fabrication de l'amplificateur SPCA ont été fabriquées en aluminium. Ces pièces ont été finies et polies sur une fraiseuse numérique. Une seule pièce a été fabriquée en laiton (Brass). Cette pièce sert de support aux amplificateurs MMIC. Ce montage est illustré à la figure 5.11. L'amplificateur MMIC est premièrement fixé sur la plaque de laiton grâce à une colle conductrice d'argent. La plaque est ensuite vissée sur une fixation en aluminium. Une graisse conductrice peut être ajoutée entre les deux surfaces pour améliorer la conduction thermique entre les deux surfaces.

Les valeurs suivantes ont été utilisées dans les simulations :

Propriétés de l'aluminium (fini et poli):

k (W/m·K) : 201,073

Densité (Kg/m³) : 2770,09

Chaleur spécifique (J/Kg.K) : 884,252

ε : 0,05

Propriétés du laiton:

k (W/m·K) : 111

Densité (Kg/m³) : 8522

Chaleur spécifique (J/Kg.K) : 385

ε : 0,61

Propriétés de l'or (base de l'amplificateur MMIC)

k (W/m·K) : 315

Densité (Kg/m³) : 19300

Chaleur spécifique (J/Kg.K) : 129

ε : 0,02

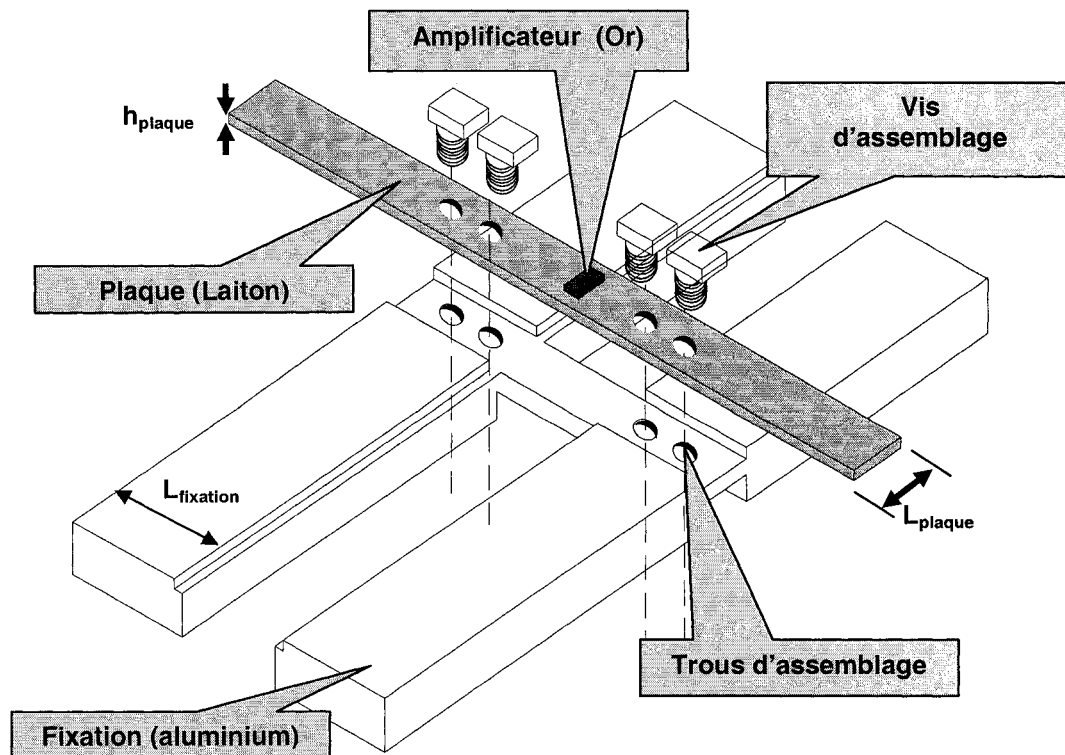


Figure 5. 11 Montage de la plaque de laiton sur la fixation d'aluminium.

La première simulation effectuée a consisté à reproduire avec la plus grande précision la structure de l'amplificateur SPCA qui utilise le convertisseur de mode. Cet amplificateur est formé de 12 amplificateurs répartis sur six cartes. Chaque amplificateur MMIC fournit une puissance saturée égale à 0,5 W pour une consommation DC égale à 2,5 W. Ce qui correspond à un rendement en puissance ajoutée égal à 20 % et donc 80 % de la puissance DC est perdue sous forme de chaleur résultant en une élévation de la température de la base de l'amplificateur MMIC. Il est donc important d'évaluer la capacité de la structure à évacuer la chaleur ainsi que l'élévation de la température de la base de chaque amplificateur MMIC. À remarquer que la température de la base de l'amplificateur MMIC est un bon indicateur de la température d'opération de la jonction T_J . La relation entre la température de la base de l'amplificateur MMIC T_B et celle de la jonction est donnée par l'équation suivante :

$$T_B = T_J - R_{\theta J-B} V_D I_D \quad (5.29)$$

où :

T_B – température de la base de l’amplificateur MMIC [C]

T_J – température de la jonction de l’amplificateur MMIC [C]

$R_{\theta J-B}$ – Résistance thermique entre la jonction et la base [C /W]

$V_D I_D$ – puissance DC à dissiper [W]

Pour l’amplificateur MAAPGM0040-DIE, le fabricant a spécifié une valeur de $R_{\theta J-B}$ égale à 36,6 C/W et une température recommandée d’opération de la jonction de T_J égale à 150 C. Ceci implique en utilisant l’équation (5.25) que la température maximale d’opération à la base des amplificateurs ne doit pas excéder 100 C.

La figure suivante 5.12 est le résultat de simulation de l’amplificateur en utilisant les paramètres décrits plus haut. La température ambiante est de 25 C. Le facteur de convection h est pris égal à 2 pour simuler une condition de convection sévère. La figure 5.12 représente la distribution de température lorsque le régime stationnaire est atteint. Les températures des bases des amplificateurs MMIC atteignent une température de 41 C, ce qui est en dessous de la température recommandée par le fabricant (100 C). La structure peut donc dans ces conditions fournir une puissance RF de 6 W sans nécessiter aucun mécanisme supplémentaire (dissipateur de chaleur) pour dissiper les 24 W de puissance DC perdue.

Il est aussi possible de déterminer la capacité maximale de la structure ainsi que les paramètres de la structure qui influencent la dissipation de cette chaleur. Le premier paramètre qui influence le comportement thermique de la structure est le nombre de composants par plaque.

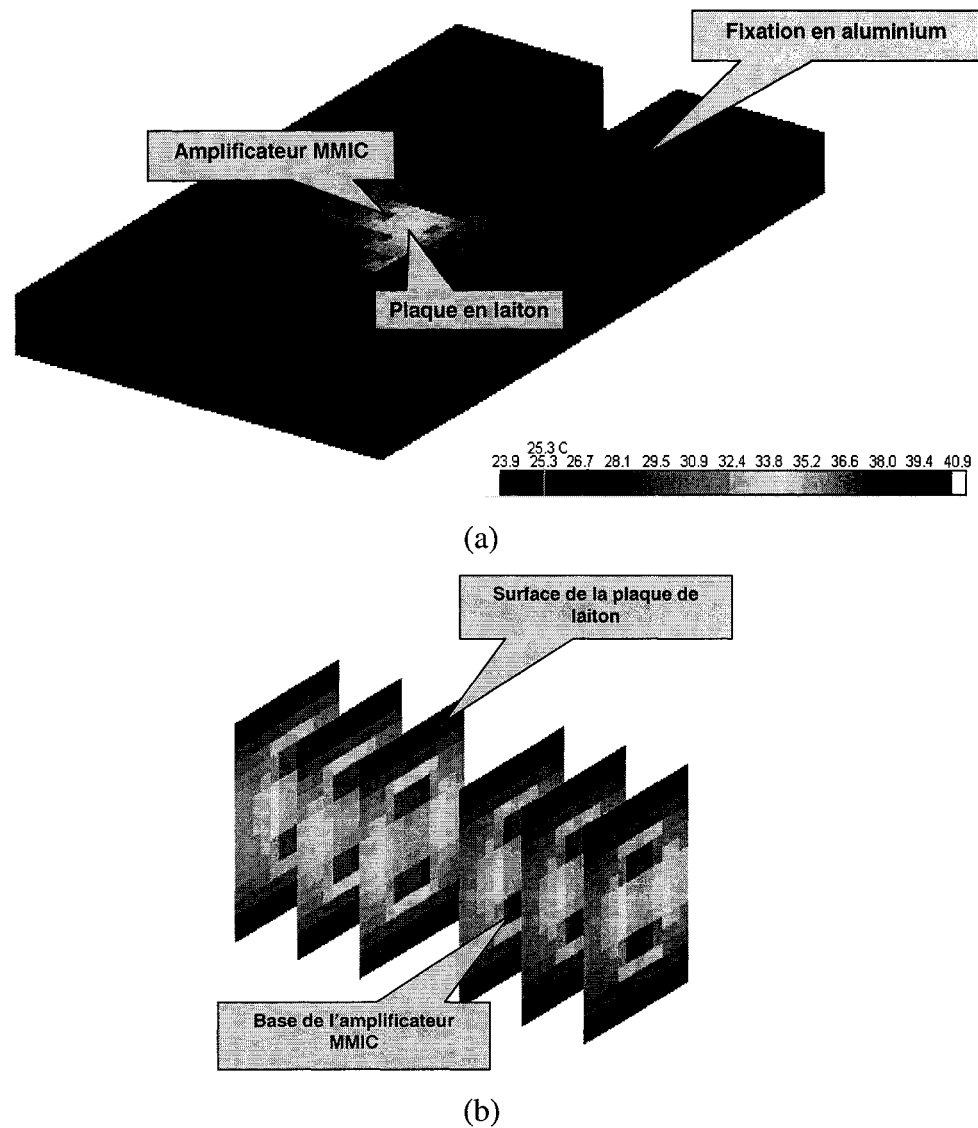


Figure 5.12 Résultat de simulation de l'amplificateur SPCA dans le cas où le nombre d'amplificateurs MMIC est égal à 12 réparties sur 6 cartes : (a) vue de l'intérieur de la structure, (b) vue des surfaces de contact entre les amplificateurs MMIC et la plaque de laiton.

La figure 5.13 représente le résultat de simulation lorsque trois amplificateurs par carte sont utilisés. L'élévation de température des amplificateurs se trouvant aux centres des plaques est plus importante que ceux qui se situent de chaque côté de celui-ci. La différence est de 22 C, ce qui est énorme. Une distribution de température qui n'est pas

uniforme aura pour conséquence de faire fonctionner les amplificateurs différemment, ce qui n'est pas très souhaitable. Ceci aura pour conséquence de modifier les performances de l'amplificateur SPCA. Il serait donc important de rajouter à l'amplificateur MMIC un modèle thermique en plus du modèle électrique lors des simulations RF pour tenir compte de ce phénomène. Cette modélisation peut être effectuée en utilisant le modèle comportemental qui se trouve dans le logiciel ADS.

Le deuxième paramètre important à considérer, ce sont les dimensions physiques des plaques de laiton sur lesquelles les amplificateurs MMIC sont fixés (voir figure 5.12). D'après la figure 5.15, la hauteur h_{plaque} influence grandement la température de base des amplificateurs MMIC beaucoup plus que la longueur L_{plaque} . Ceci implique que plus la puissance par amplificateur MMIC augmente et plus le nombre de cartes qui peuvent être insérées diminue même s'il y a de la place pour les insérer, car les plaques doivent être de plus en plus épaisses.

La largeur de la fixation L_{Fixation} influence aussi les températures de base des amplificateurs, mais de façon moins importante que la hauteur h_{plaque} . Il suffit que $L_{\text{Fixation}} \geq 3$ cm pour que l'influence de la variation de ce paramètre physique soit négligeable par rapport à ceux de la plaque de laiton.

La capacité thermique maximale de la structure peut être estimée pour une configuration particulière. Ce résultat est donné sous forme de graphique (voir figure 5.16). La capacité thermique est définie comme étant la quantité de chaleur que la structure peut dissiper tout en maintenant à une certaine température les base des amplificateurs MMIC. Cette capacité peut atteindre une puissance DC de 210 W, ce qui correspond approximativement à 70 W de puissance RF sans aucun mécanisme de refroidissement.

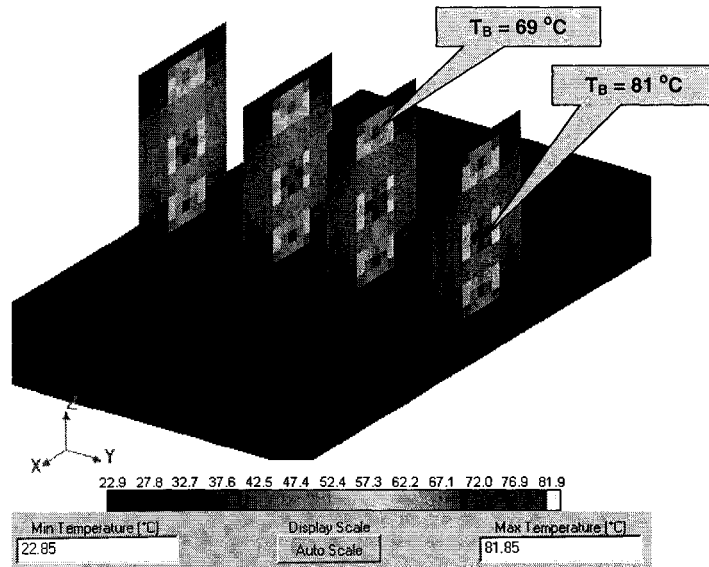


Figure 5.13 Influence du nombre et de l'emplacement des amplificateurs sur leur élévation de température.

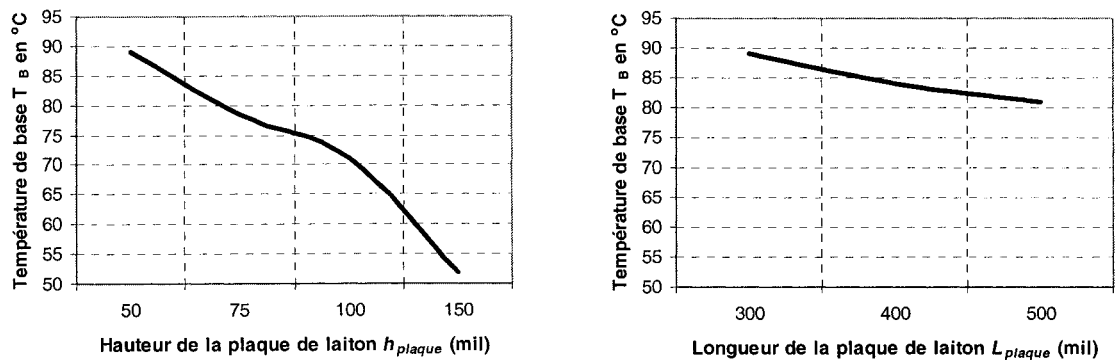


Figure 5.14 Influence des dimensions physiques de la plaque de laiton sur la température d'opération de la base des amplificateurs MMIC.

La structure agit comme un dissipateur de chaleur naturel grâce à sa topologie en guide d'ondes rectangulaire. Il est possible et facile d'augmenter considérablement la puissance à dissiper en ajoutant un dissipateur avec une convection forcée.

L'exemple suivant permet de montrer un cas réel où la structure n'est pas capable de dissiper la chaleur. La compagnie M/A-COM fournit des amplificateurs MMIC

modèles MAAPGM0016-DIE qui fournissent 5 W de puissance RF avec un rendement en puissance ajoutée de 25 % en bande Ku. Ce qui signifie que la puissance DC qui alimente cet amplificateur est de 20 W. Cet amplificateur a donc 15 W de perte DC qui se transforme en chaleur et qu'il faut éliminer rapidement.

$T_B = 90\text{ }^{\circ}\text{C}$, $T_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $L_{\text{fixation}} = 1'$, $N = 12$ amplificateur,
 $h = 2\text{ [W/m}^2 \cdot \text{C}^{\circ}\text{]}$

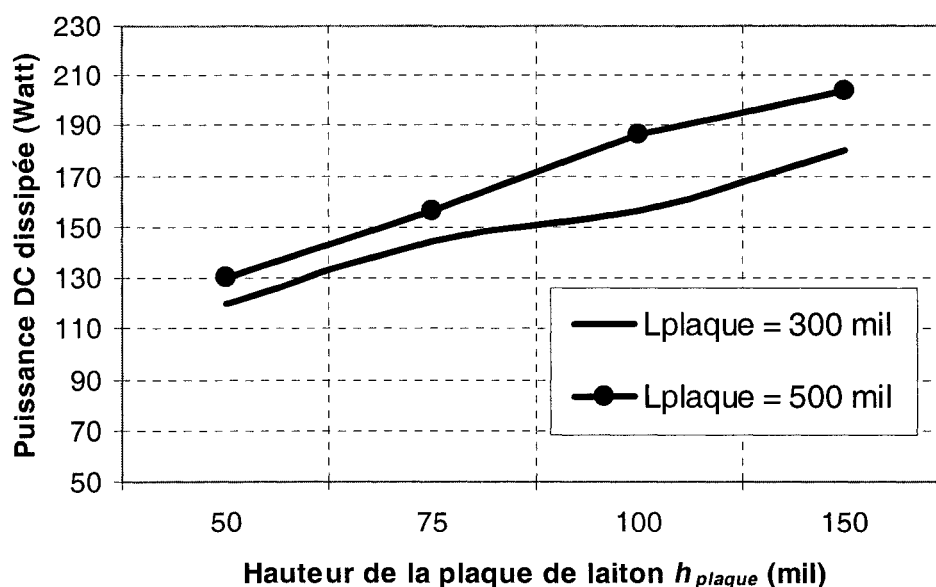


Figure 5.15 Capacité thermique maximale de la structure SPCA dans le cas où $N = 12$ amplificateurs.

Nous pouvons donc utiliser une configuration de 12 amplificateurs, ce qui correspond à une puissance à dissiper de 180 W, et une élévation de température de 90 C. Or, d'après le fabricant la température maximum que peut atteindre la base est de 73 C. L'ajout d'un dissipateur de chaleur est nécessaire pour abaisser la température de la base des amplificateurs à une température recommandée par le fabricant. La structure métallique du guide d'ondes n'est pas suffisante pour dissiper la chaleur.

Références

- [1] Delaney, M. Hughes Electron. Space Commu. Div., El Segundo. Scientific Data. 1999.
- [2] Stark, H., Woods, J.W. 1986. *Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall.
- [3] Brown, E.R., Harvey, J.F. 2001. *System characteristics of quasi-optical power amplifiers*. IEEE Circuits and Systems Magazine, 2001. 1(4): p. 22-36.

CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS

Les résultats expérimentaux obtenus et illustrés dans cette thèse ont largement confirmé le bon fonctionnement des structures qui ont été conçues. L'originalité des structures développées ainsi que la méthodologie utilisée pour les concevoir a été clairement identifiée. La méthodologie utilisée pour concevoir les guides à ailettes profilées permet d'effectuer cette opération en moins d'une heure y compris sa simulation sur le logiciel HFSS. La méthode est simple et directe, et elle permet d'effectuer le calcul pour n'importe quel type de substrat. Ce qui représente une grande simplification pour la conception de ce type de structure.

Une nouvelle transition entre le guide à ailettes et une ligne de transmission microruban a été développée. Cette transition permet de passer directement d'une impédance élevée du guide à ailettes à une impédance de 50Ω d'une ligne microruban. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser un transformateur d'impédance, ce qui réduit les pertes d'insertion. Par contre, ceci a pour effet de réduire quelque peu la largeur de bande de la transition.

Le guide d'ondes rectangulaire quasi-TEM a permis de passer d'une efficacité de combinaison de 70 % à une efficacité de 85 %. Par contre, l'amplificateur SPCA a subi une réduction considérable de sa largeur de bande. Ceci a amené à trouver une solution pour palier à ce problème consistant à incorporer des diodes varactor sur les surfaces UC-EBG pour modifier le comportement en fréquence et ainsi obtenir un élargissement de la bande de fréquence de l'amplificateur SPCA.

La méthode de mesure du profil du champ électrique à l'intérieur d'un guide d'ondes rectangulaire est tout à fait inédite. Elle a surtout permis de caractériser de façon très précise le convertisseur de mode et d'en valider son fonctionnement pour l'utilisation dans l'amplificateur SPCA. Le convertisseur de mode TE_{10} à TE_{20} qui a été conçu ouvre la voie à d'autres recherches comme la conception d'un convertisseur de

mode TE_{10} à TE_{40} . Ce nouveau convertisseur permettrait d'augmenter la puissance de sortie de façon significative et surtout de concevoir des structures à haute fréquence sans avoir de contraintes de dimensions physiques. La conception et l'analyse de ce convertisseur représentent un défi, car la structure permet la propagation d'une multitude de modes indésirables comme dans le cas du convertisseur de mode TE_{20} . Mais grâce aux travaux effectués sur le convertisseur de mode TE_{20} , plusieurs étapes ont déjà été réalisées et analysées. La figure C.1 représente le résultat de simulation d'un guide d'ondes rectangulaire dans lequel un mode TE_{40} a été généré à partir d'une alimentation par quatre portes du type coaxiale.

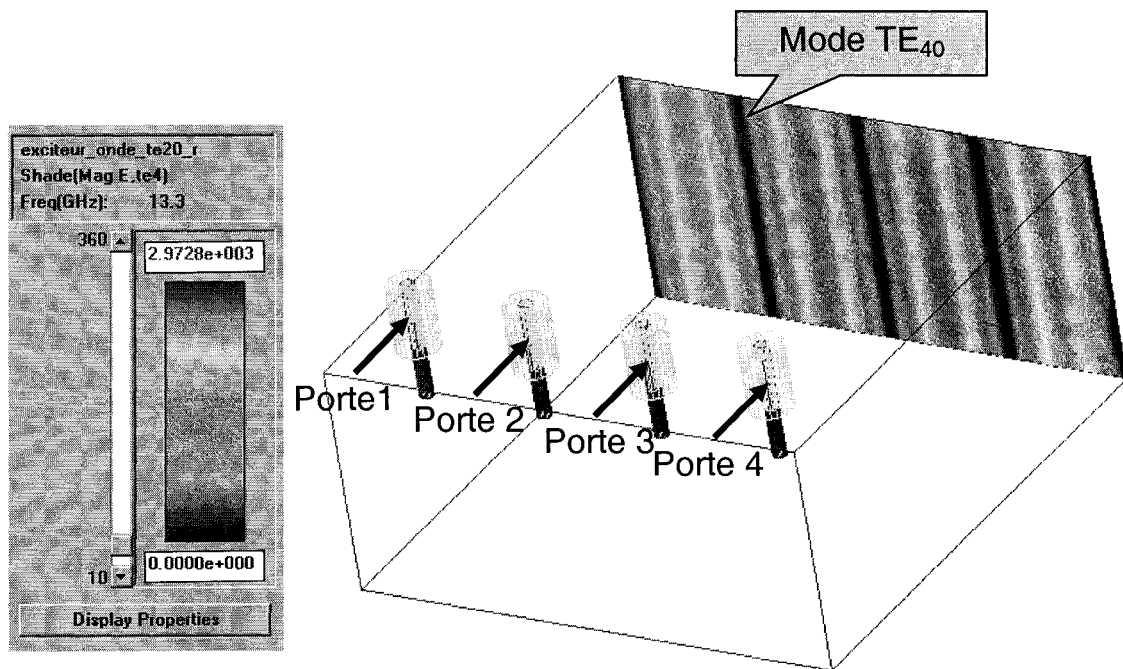


Figure C.1 Architecture du générateur du mode TE_{40} dans un guide d'ondes rectangulaire.

Les portes 1 et 3 sont alimentées avec un déphasage de 180° par rapport aux portes 2 et 4. L'amplitude aux quatre portes est la même. Grâce à cette configuration, un mode TE_{40} est généré à l'intérieur du guide d'ondes rectangulaire à 13.3 GHz. Huit cartes pourraient être placées à l'intérieur du guide d'ondes avec l'avantage que chaque

carte recevrait exactement la même quantité de puissance. Le guide d'ondes utilisé est le guide WR187 au lieu du guide d'ondes WR64. Le gain en espace est spectaculaire. Non seulement, le nombre de cartes peut être augmenté sans perte d'efficacité de combinaison, mais en plus le nombre de composants par carte est lui aussi augmenté. Il est donc clair que les dimensions physiques du guide d'ondes rectangulaires ne sont plus une contrainte qui est insurmontable et qui limite cette technique à des applications basses fréquences. Les tests expérimentaux sur cette structure sont en cours et les résultats de cette structure seront reportés dans une publication future.

L'amplificateur SPCA qui a été conçu en utilisant le convertisseur de mode a prouvé hors de tout doute que l'utilisation d'un mode autre que TE_{10} présentait un avantage indéniable puisque l'efficacité de combinaison obtenue frôle les 92 %. Est-il possible de faire mieux? La réponse est probablement non à moins de diminuer les pertes d'insertion de l'étage de combinaison.

L'étude et la conception de structure CSP ont été aussi poussées un peu plus loin en concevant un doubleur de fréquences SPCFM. Celui-ci a permis de mettre un autre avantage à utiliser la technique de CSP dans un guide d'ondes rectangulaire. Non seulement, les mêmes avantages que pour le cas de l'amplificateur SPCA peuvent être obtenus, mais d'autres avantages peuvent en découler. L'élimination d'harmoniques indésirables est obtenue grâce à la configuration de la structure. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser de filtre, ce qui représente un grand avantage pour des applications à haute fréquence.

ANNEXE 1

PUBLICATIONS

L'article 1 a été publié dans la revue *Microwave Theory and Techniques* en mars 2003, volume 51, numéro 3 et de la page 684 à 689. L'article 2 a été accepté et il sera publié au début de l'année 2004. L'article 3 est en cour de publication.

Melko Belardi, Student Member, IEEE, and Ke Wen Bell, IEEE

Index Terms—Electromagnetic bandgap (EBG) structure, finline, power amplifier (PA), spatial power combiner, SPP waveguide, tunable device, varactor.

POWER amplifiers (PAs) are crucial in the design of wireless communication systems and, in particular, transmitting hardware. PAs can generally be made to have high-performance characteristics at low microwave frequencies; however, they are sublimited in power and are difficult to design at higher microwave and millimeter-wave frequencies. This has stimulated research in finding alternative solutions.

A well-justified potential technique is spatial power combining. For example, the fray-type of quasi-optical architecture. A remarkable advantage of using such an approach is that the insertion loss usually does not increase by increasing the number of amplifier elements or cells. This can be very attractive for the design of high-power systems in which a large number of low-power devices are combined. This is similar to a typical scenario at higher microwave and millimeter-wave frequencies for which a single element high-power device may not be available, and it is not possible to use.

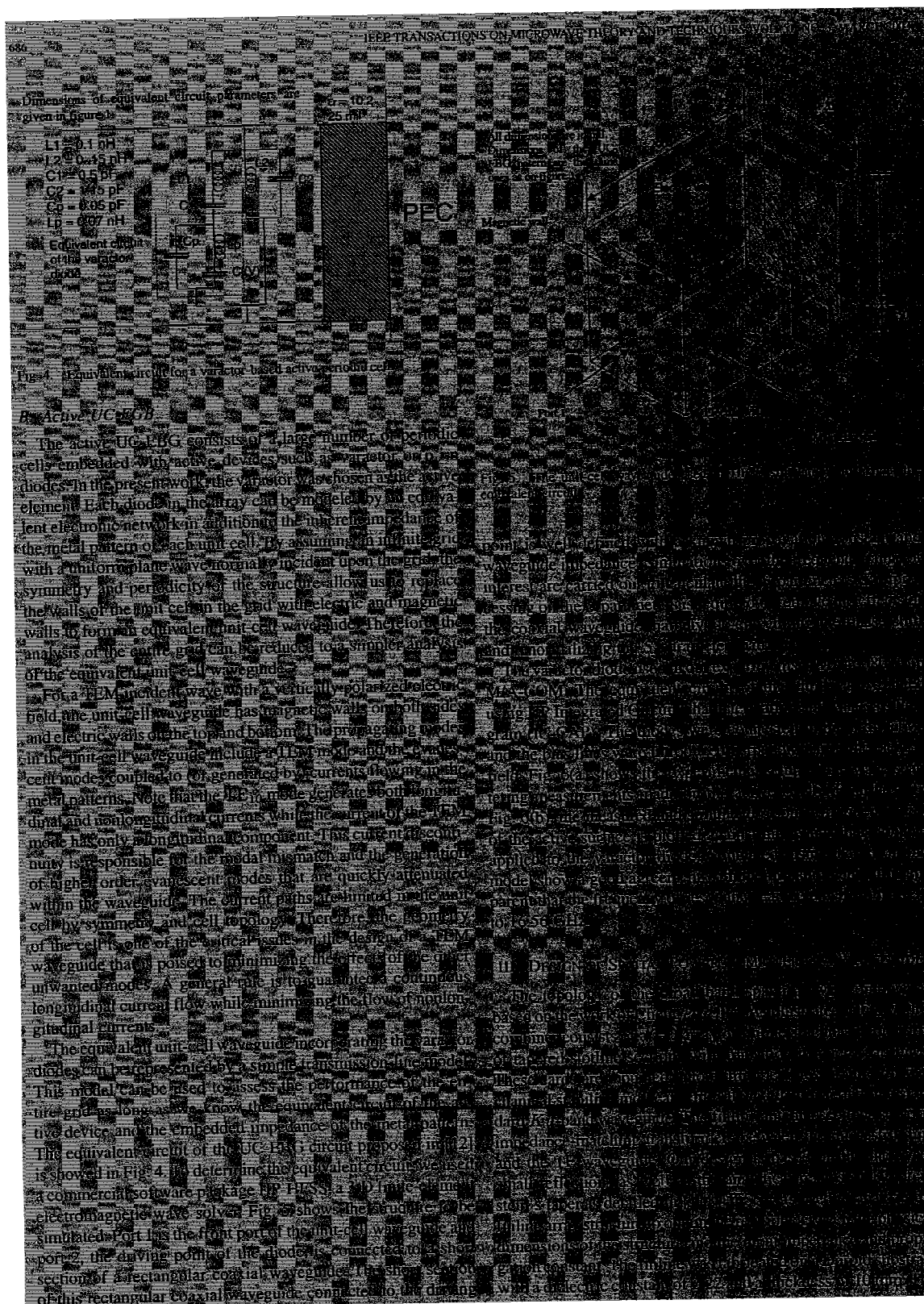
A number of approaches [2-5] in the literature have been proposed for the design of the power amplifiers. The first technique using the feedback array was proposed in [2] and called power combiner in [20]. In [3], a power combiner was proposed. Second, the feedback array was used in the form of a feedback device that may be a diode or a transistor. In the third type, the feedback array is used as a cross-coupled device. The fourth method is the power combiner in the feedback array. The feedback array has been developed in the form of a cross-coupled device and a common drain stage. It is shown that the common drain stage and the feedback array are used in the feedback mode. The proposed method is used for the design of a power combiner in the feedback mode. The proposed method is used for the design of a power combiner in the feedback mode.

[illegible][illegible]

In this work, we report on a series of experiments on active, self-organizing systems that exhibit a characteristic self-organized criticality and a power-law magnetic conductance. We show that the system exhibits a characteristic self-organized criticality and a power-law magnetic conductance. We show that the system exhibits a characteristic self-organized criticality and a power-law magnetic conductance.

Manuscript received November 27, 2007. This work was supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50625410).

The authors are with the Polymères Research Center, Département de génie électrique et de génie chimique, École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, Canada H3C 3A7; E-mail: yvonne@grc.polymtl.ca
Tel.: 514-398-6000 ext. 2001; Fax: 514-398-6000



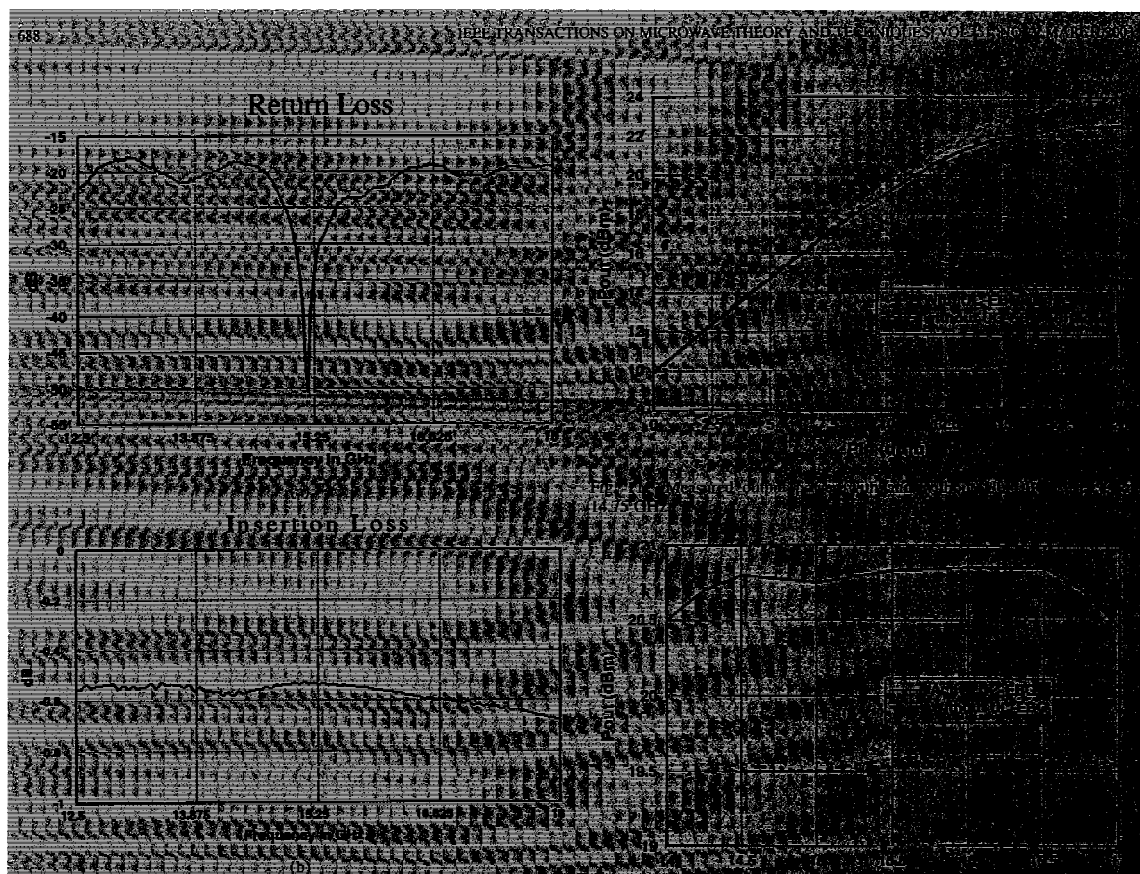


Fig. 10. Measured results of the transition between the line and the strip line. (a) Return loss; (b) insertion loss.

the second utilized the UO-FBG surfaces to create the new waveguide. Each card contains two low-cost MMIC (GaAs, PL-2502D) amplifier cells, each producing an output power of 20 dBm. The distance between the cells was set at 80 mm (Fig. 11), which the measured results of the output power versus the input power. This measurement was taken at 12.75 GHz within the operating range of the UO-FBG surfaces. It is noticed that including the UO-FBG surfaces increased the output power by 1.5 dBm. This can easily be explained by the fact that due to the more uniform distribution of the field in the UO-FBG waveguide, the amplifier cells on the power chain compress or saturated almost simultaneously, whereas in the TE waveguide, the amplifier cells that are more centrally located saturate before the other cells.

The efficiency of the whole power combining system is due to the efficiency of the amplifier cell multiplied by the loss of the passive component. After the gain of the amplifier cell is considered, the combining loss can be calculated by the following equation using S-parameters of a standard four-port measurement.

$$L_{\text{comb}} = \frac{1}{4} \left(|S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{33}|^2 + |S_{44}|^2 \right)$$

Our average combining loss of 0.03 dB indicates that the combining efficiency of better than 36% combining is achieved.

Figure 12 shows the measured results of the output power versus the input power for the power combining system.

4.2 Active UO-FBGs

Figure 13 shows the measured results of the output power versus the input power for the power combining system. The measured results show that the output power is higher than the input power, indicating that the power combining system is active. This is due to the fact that the UO-FBG surfaces are designed to have a gain of 1.5 dBm, which is added to the output power of the amplifier cells.

The variation of the output power with the input power is shown in Figure 14. The output power is higher than the input power, indicating that the power combining system is active.

Figure 15 shows the measured results of the output power versus the input power for the power combining system. The measured results show that the output power is higher than the input power, indicating that the power combining system is active.

Figure 16 shows the measured results of the output power versus the input power for the power combining system. The measured results show that the output power is higher than the input power, indicating that the power combining system is active. This is due to the fact that the UO-FBG surfaces are designed to have a gain of 1.5 dBm, which is added to the output power of the amplifier cells.

A Mode Transformer Using Fin-Line Array for Spatial Power Combiner Applications

Mekki Belaid, Raquel Martinez, and Ke Wu

Poly-Grames Research Center, Department of Electrical Engineering
École Polytechnique de Montréal, P.O. Box 6079, Station "Centre-Ville"
Montréal (Québec) Canada H3C 3A7
wuke@grmes.polymtl.ca, Belaidm@grmes.polymtl.ca

Abstract

A new TE_{10} -to- TE_{20} mode transformer has been developed on the basis of a fin-line array for waveguide spatial power combiner applications. The fin-line array is designed such that the input TE_{10} mode is split in space into multiple segments, then subject to different signal paths, which effectively converts the TE_{10} mode into a TE_{20} mode while eliminating the TE_{10} mode at the output. Our Ku-band (14-15 GHz) design indicates that the proposed mode converter makes it possible to obtain the TE_{20} mode with a more than 22 dB suppression of the TE_{10} mode over the band of interest. This converter was used in the design of a waveguide spatial power amplifier involving four MMIC power chips and an output power of 31 dBm has been obtained with a combining efficiency of 80%. A measurement technique has been also developed to measure the electric field profile inside the rectangular waveguide. A good agreement between measured and simulated results has been observed, showing an effective suppression of the TE_{10} mode as well as a good TE_{20} mode formation judging from its amplitude and phase.

Keywords: Spatial power combiner, mode transformation, power amplifier, rectangular waveguide, near-field measurements, miniature probes, fin-line.

I. Introduction

Power amplifiers are crucial in the design of wireless systems in particular for transmitters. They can generally be made to have high output power characteristics at low microwave frequency. However, they are still limited in power and difficult to design at higher microwave and/or millimeter-wave frequencies. This has stimulated special interest in finding alternative solutions. A promising technique is the use of a spatial power combining or a quasi-optical architecture [1] that involves a large number of small-area and low-power devices.

A remarkable advantage of this approach is that the insertion loss generally does not increase by increasing the number of elements or cells of amplification that are spatially combined in a parallel manner. This can be very attractive for system design that requires a high output power at high frequencies. Several published works have shown that it is possible to develop high power amplifiers using this technique [2-5]. A good number of MMIC amplifiers were combined with a good efficiency, for example, to obtain output powers ranging from 20 to 120 Watts over the frequency band of 8-12 GHz. This technique is however limited in the combinable number of active devices because of the non-uniform electric field profile of the TE_{10} mode in rectangular waveguide, which leads to a saturation problem. To increase the maximum combinable number of MMIC amplifiers, a technique was developed [6] in which an oversize rectangular waveguide was designed to incorporate a very large number of amplifiers. In this case, both TE_{10} and TE_{20}

modes propagate. With a certain technique, the TE_{20} mode may be removed. Due to the TE_{10} electric field configuration, each amplifier does not receive the same input power, unfortunately decreasing the combining efficiency of the architecture. In [7], a rectangular waveguide that uses a TEM rather than a TE_{10} mode was presented. With this configuration of the electric field a better efficiency was obtained.

In this work, a new approach, aiming at increasing the combining efficiency as well as the combinable number of components, will be presented. This technique is to use the TE_{20} mode instead of the TE_{10} counterpart to have a better distribution of the power on each amplifier card. In addition, a new measurement technique of electric field profile inside the rectangular waveguide will be shown. This technique allows the observation of the exact field profile in amplitude and phase, thus proving if the power division is done uniformly on the amplifiers.

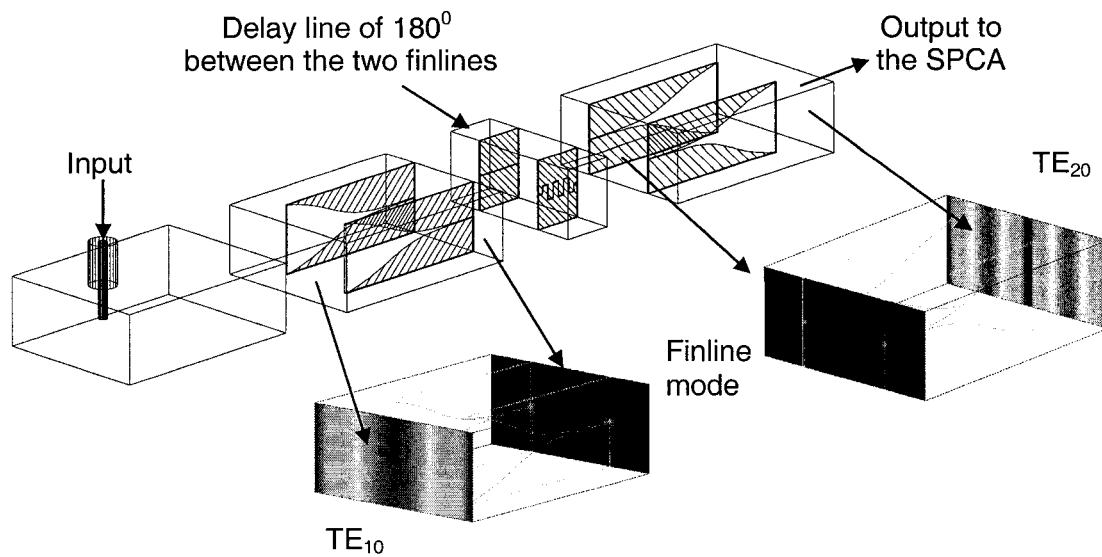
II. Mode Transformer Design

The design of the proposed mode converter or transformer involves a fin-line array that receives the TE_{10} mode in the rectangular waveguide and then converts it into the TE_{20} mode, as illustrated in Fig.1. To do so, a phase difference of 180° between the two fin-lines should be realized. The waveguide used in this work is WR90, which has the TE_{10} operating frequency range of 8-12 GHz. Beyond 12 GHz, the guide starts to support the propagation of other higher-order modes. The first of those modes is the TE_{20} mode, whose cut-off frequency is 13.12 GHz, and the subsequent one is the TE_{01} mode whose cut-off frequency is 14.75 GHz. Obviously, the mode transformer design requires that the waveguide properly operates in a frequency band that supports both TE_{10} and TE_{20} modes. In our case, the band of 14-15 GHz is selected. The cross-section of the waveguide WR90 is $22.86 \times 10.16 \text{ mm}^2$. Compared with the Ku-band waveguide WR62 ($15.8 \times 7.9 \text{ mm}^2$), we have a gain in dimension by 1/3 of the width of waveguide, thus allowing more power devices combined in this case.

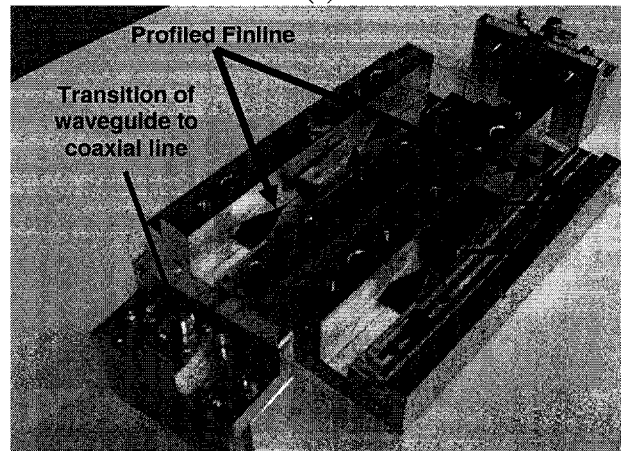
The design of transitions between the waveguide and the two fin-lines is based on our previous work reported in [7]. Profiled fin-lines are designed and calculated by using the equations of Klopfenstein [8] for a Rogers 5880 Duroid substrate with $\epsilon_r = 2.2$ and $h = 0.254 \text{ mm}$. The impedance of the fin-line is 117 Ohm, corresponding to a slot width of 0.152 mm. The length of the fin-line is $L = 25 \text{ mm}$, which takes into account the minimal operating frequency of the structure. Fig. 2 displays the realized photograph of the required phase difference between the two parallel fin-lines. In this structure, the phase shifting is achieved simply by adding a delay line of 180 degrees between the two fin-lines. To keep an equal axial length of the two fin-lines, the 180° fin-line is designed in a zigzag line form.

Fig.3 (a) shows measured results of the back-to-back mode transformer as shown in Fig.1 (b) whereas Fig.3 (b) shows simulated results of the structure as shown in Fig.1 (a). The maximum insertion loss over our band of interest is 2.4 dB and the return loss is less than 15 dB. The modal conversion efficiency can be deducted from this measurement and it is better than 76%.

The next measurement was done to evaluate the amplitude and phase difference between the two fin-line cards. Fig. 3 (c) shows measured insertion and return losses of the structure of Fig.1 (b). To be able to measure the loss of the mode converter, two fin-line cards with the same delay are inserted in the waveguide as shown in Fig. 1 (b). In this case, both input and output modes in the waveguide are TE_{10} . The insertion loss is about 0.5 dB for 0° fin-line whereas for the 180° finline, the loss becomes slightly higher due to the longer line and it is about 0.9 dB. We can then deduct that the difference or the imbalance in amplitude between the two lines is 0.4 dB. In both cases, the return loss is quite similar, lower than -20 dB.



(a)



(b)

Fig. 1.(a) Mode or transformer converter concept, (b) Picture of the proposed mode converter.

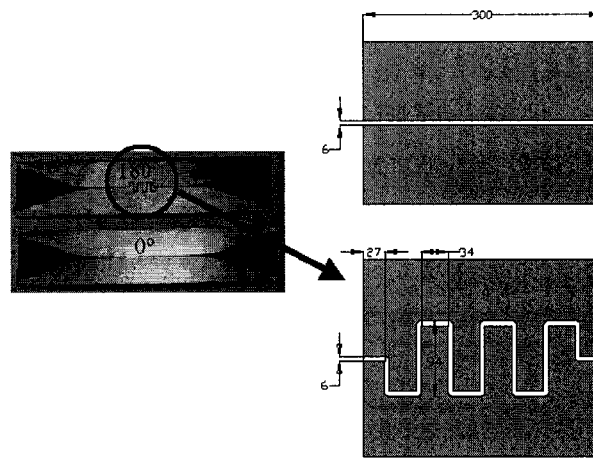
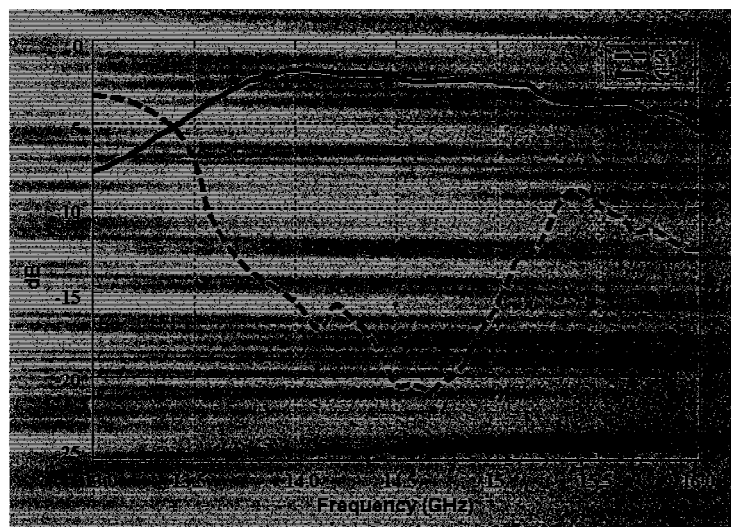
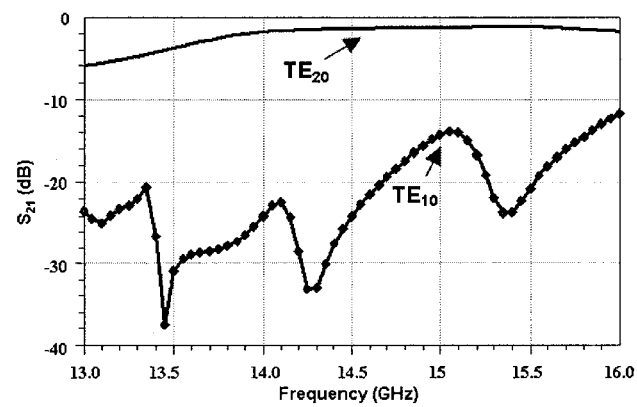


Fig. 2. Realization of the phase difference between the two parallel fin-lines.



(a)



(b)

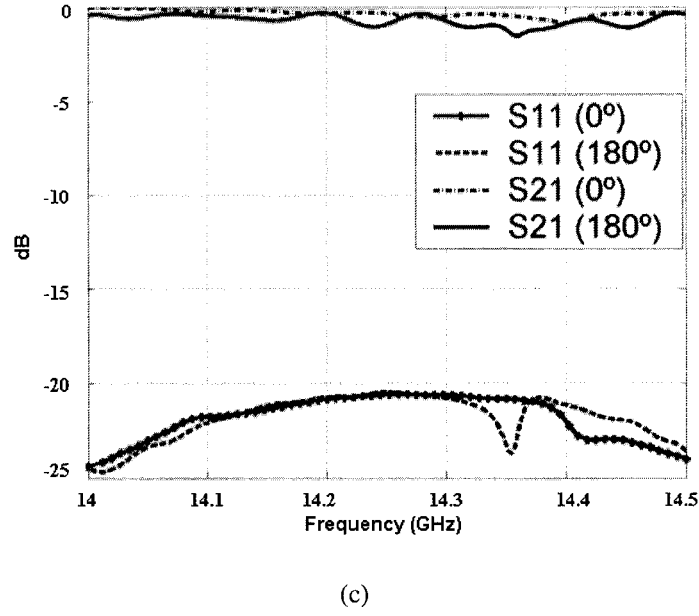


Fig. 3. (a) Measured results of the back-to-back mode converter, (b) Simulated results of the mode converter, (c) Measured results of the amplitude difference or imbalance between the two fin-line cards.

Fig. 4 shows extracted phase difference of the transmission between the two above-measured fin-line cards. At about 14.25 GHz, a phase difference of 180° has been obtained.

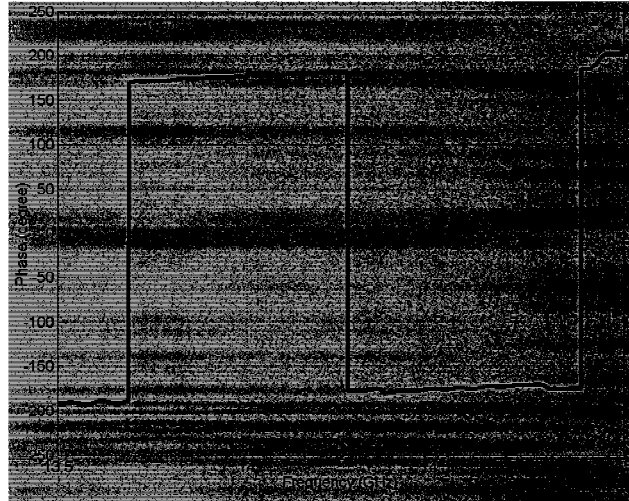


Fig.4. Measured phase difference of the 0 and 180 degrees fin-lines

Fig.5 illustrates the presence of a strong resonance problem observed during the insertion loss measurement of the mode converter when two identical profiled fin-line cards with a delay of 180° are used. This resonance takes place around 14.3 GHz due to an excitation of the TE_{20} mode. To eliminate this undesired resonance, a cover is added as illustrated on Fig.1 (b). The length L of the cover is very critical

for the performance of insertion loss. In our design, $L = 7.6$ mm has been used. This cover has been involved in all the measurements carried out in this work such as in Fig. 3.

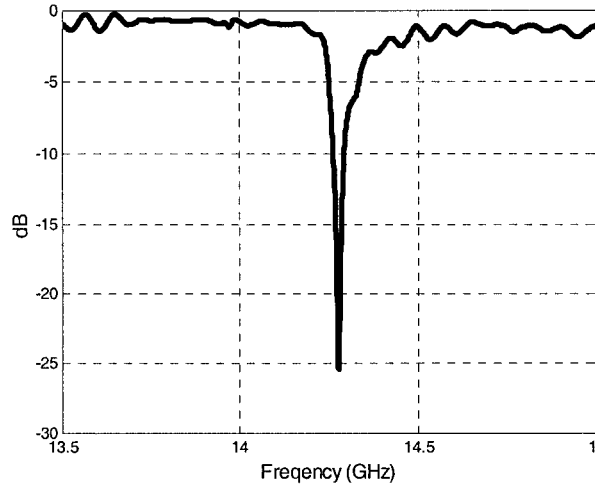


Fig. 5. Illustration of the presence of resonance inside the structure

All the measurements were performed with the network analyzer HP8510 and a standard coaxial calibration was used. Loss due to the coaxial transitions has not been removed from the measurements. Such transitions have been designed to work over 14-15 GHz and measured results suggest a loss of 0.25 dB for a back-to-back connection.

III. Measurement of Electrical Field Profile in Rectangular Waveguide

In this following, a new method of measurement will be presented. This method makes it possible to measure with a high degree of accuracy the profiles of electric field in amplitude and phase. The technique is based on a near-field measurement system that has been described in [9-10]. Fig. 6 details the system set-up used in our electric field measurements.

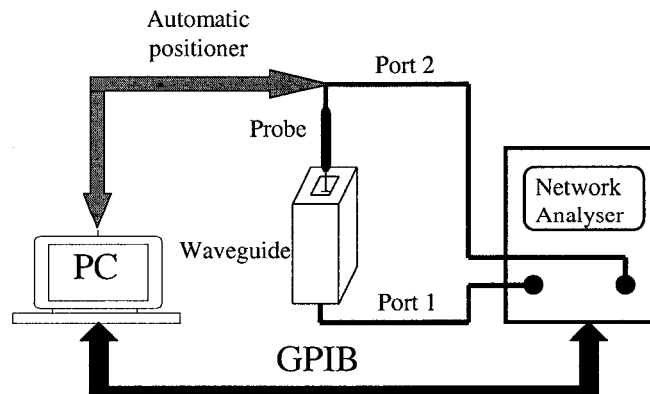
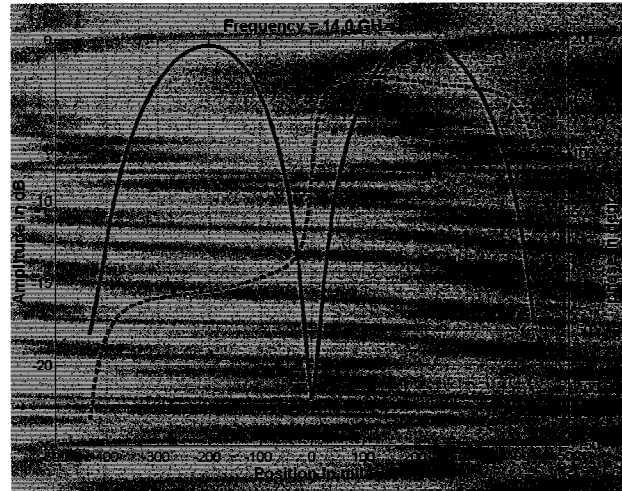
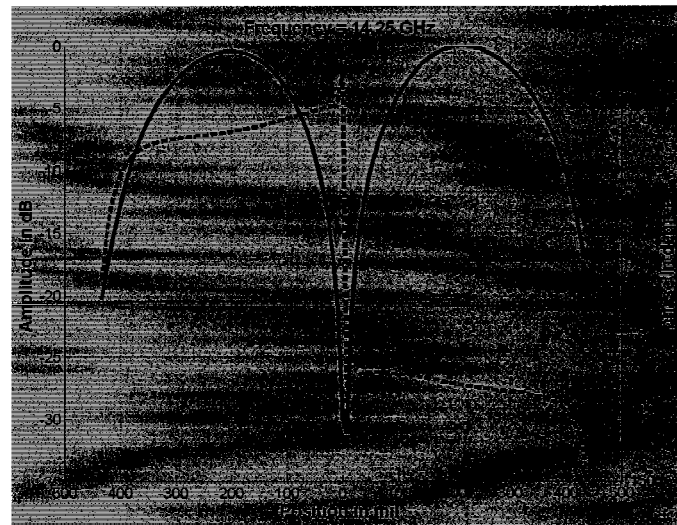


Fig. 6. Automated experimental system for measurement of the profiles of the electric field.

The system involves a miniaturized probe that can move on a horizontal plane. The probe used is described in details in [11]. Computer commands two electrical step motors with a precision of $25.4 \mu\text{m}$ to achieve a high-precision positioning and the movement of the probe. This probe measures the tangential component of electric fields. This probe can easily be inserted in the waveguide, and it allows measurements at high frequencies. Moreover, the influence of the probe on the distribution of electric and magnetic fields is negligible. This was validated by a measurement of the reflection coefficient both in the presence and in the absence of the probe during displacement inside the waveguide. It was noticed that the reflection coefficient at port 1 did not vary. The probe is inserted in the waveguide to a depth of 5.1 mm. The probing plane is at 64 mm from the throat of the finline antennas. Fig. 7 shows a series of measured profiles of electric field at different frequencies in amplitude and phase. The measurements are taken with a step of $25.4 \mu\text{m}$ with HP8510 network analyzer. Each measurement point is taken with an averaging of 50 measurements per position of the probe. It can be seen that the measured distribution of the electric field corresponds well to that of the TE_{20} mode. The two lobes of the TE_{20} mode are almost equal with a difference of 0.3 dB. The suppression of the TE_{10} mode at the output goes up to 31 dB.



(a)



(b)

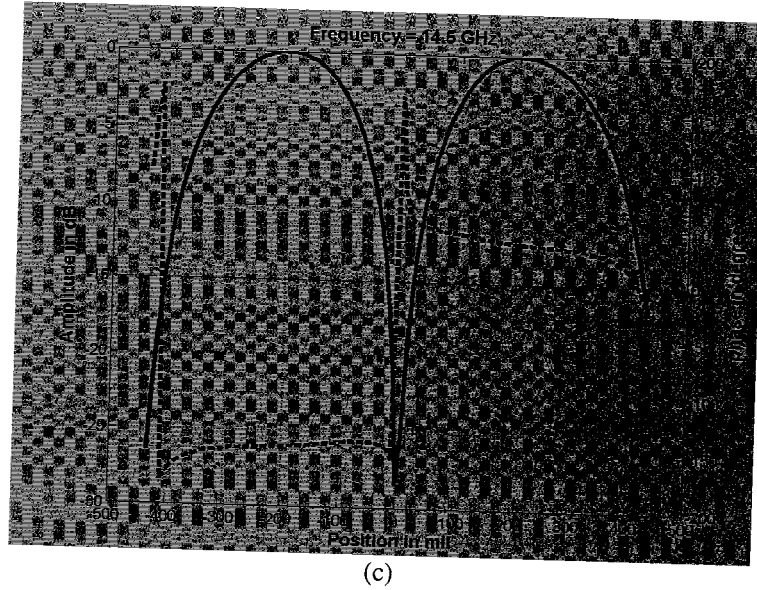


Fig. 7. Measurement of the amplitude and phase of the TE_{20} modal electrical field at (a) 14.0 GHz, (b) 14.25 GHz, (c) 14.5 GHz

In fact, the resulting TE_{20} mode obtained is the summation of two TE_{10} modes, which have slightly different amplitude and a phase difference of 180 ± 6 degrees, depending on frequency. Therefore, the formation of electric field profile depends not only on the line loss but also on the summation of the two TE_{10} modes. This explains why the difference is observed between the mode TE_{20} mode lobes in variation with frequency.

IV Power Amplifier Design Using the Proposed Mode Converter

On the basis of the mode transformation technique described before, a spatial power combiner amplifier (SPCA) has been designed to prove the concept. Fig. 8 shows the configuration of this new amplifier. The amplifier begins with the TE_{10} -to- TE_{20} mode converter and follows by a spatial power combiner amplifier. An array of four parallel profiled fin-lines is used. Once the power is equally divided onto the four fin-line cards, a phase shifting of 180 degrees is again added on two of the four fin-line cards. This is done to compensate for the phase shifting caused by the mode converter. In this way, the TE_{20} mode is reconverted back into a TE_{10} mode at the output of the amplifier.

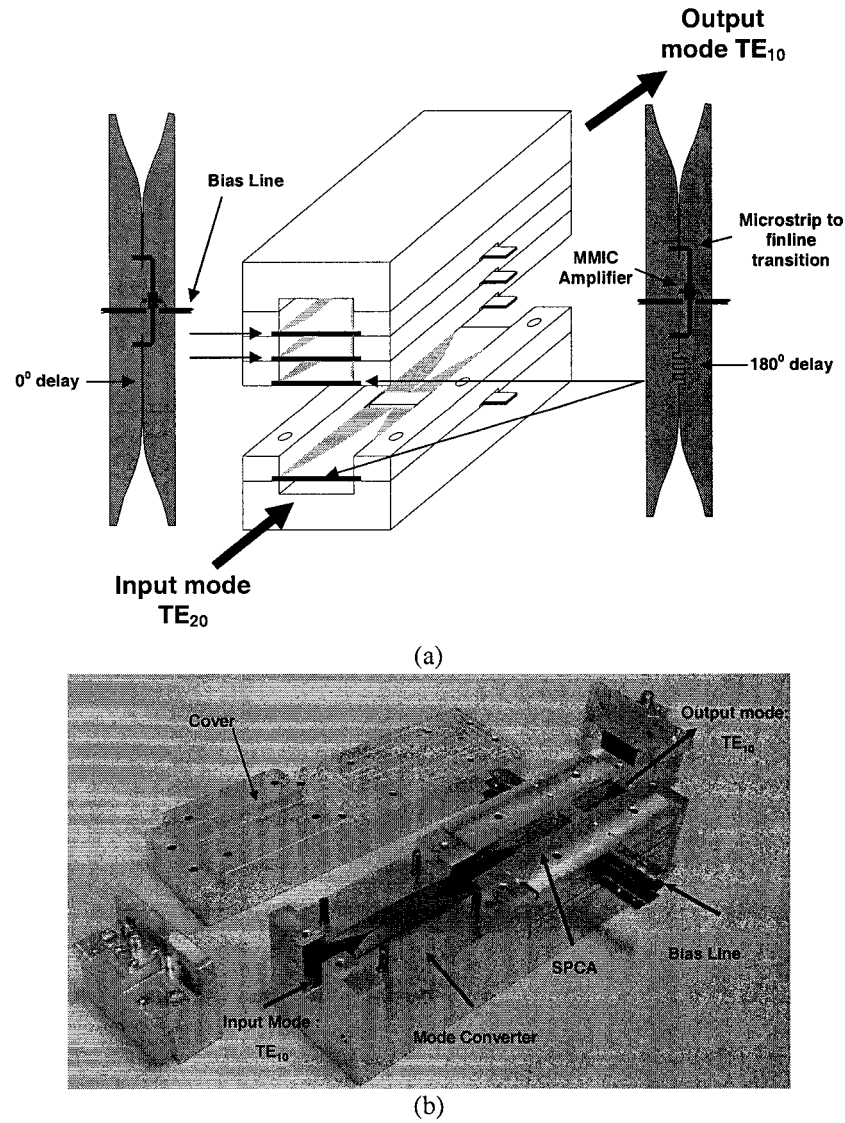


Fig 8. (a) Spatial power combiner amplifier concept, (b) Picture of the realized SPCA.

For the transition design between the fin-line and the microstrip, a transition between a slot-line and a microstrip was used as shown in Fig. 9. To design this kind of transition, both characteristic impedances of the microstrip and slot-line usually have the same value. In our design, a direct transition between a 118 ohm slot-line to a 50 ohm microstrip was designed. The difference between these two approaches is related to the bandwidth of application. A transition with equal impedance generally has a bandwidth larger than that with different impedance. On the other hand, no impedance transformer is required from the high impedance line to the low impedance line. To modify the operating frequency range of such a transition, the rule is simply to modify the length of the lines in such a way that $lm = \lambda gm/8$ and $ls = \lambda gs/8$ at the center operating frequency. An optimization is then carried out to improve the transition.

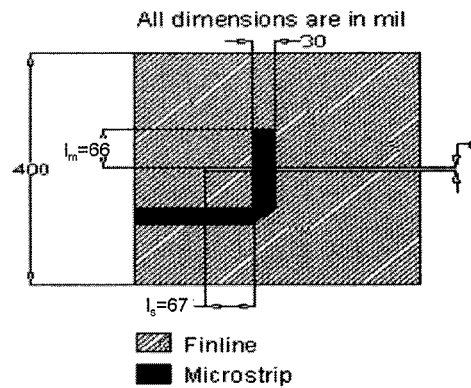
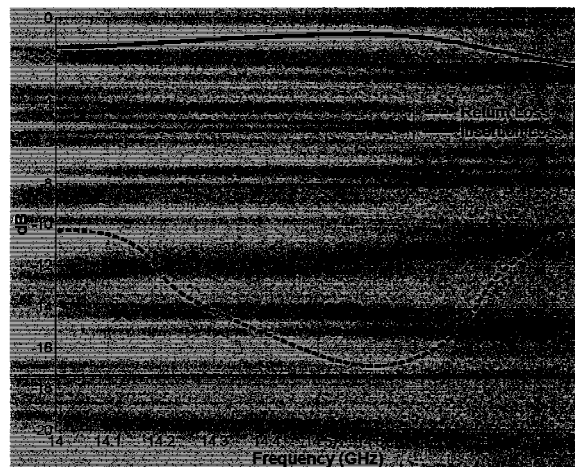
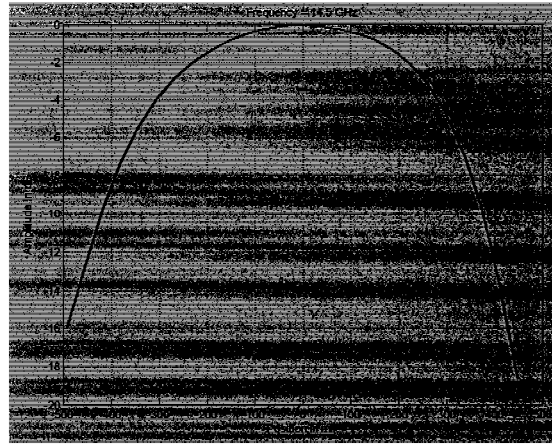


Fig. 9. Transition between fin-line and microstrip

M/A-COM models MAAPGM0040-die are used for MMIC power chips. Each of them provides a typical output power P_{ldB} of 25 dBm in Ku-band and it was confirmed by our measurement as shown in Fig. 12. Fig. 10 presents measured return loss and insertion loss of the structure without amplifiers as well as the electrical field profile of the TE_{10} mode at the output of the proposed SPCA. The measurements clearly show that the new structure works adequately and the TE_{10} mode is well restored at the output. Once gain, it is very important to place the cover as in the case of the mode converter to eliminate possible resonance as in the SPCA structure. This resonance becomes even more disastrous when the amplifiers are incorporated in the whole structure. It generates a very significant oscillation due to the fact that there is a very strong coupling between the parallel cards. To connect or surface-mount the MMIC amplifiers onto the circuit board, $17.8 \mu\text{m}$ diameter gold wire bonds are used. The substrate used is the ROGERS 5880 Duroid with thickness $h = 0.254 \text{ mm}$. The amplifiers were driven by a bias of 8V to the drain and -2V to the gate. Without RF signal, the drain current is 130 mA. The bias circuit is controlled by TPS9103 integrated circuits of Texas Instruments. Fig. 11 shows measured small signal S-parameters of the amplifier alone as well as the same measurements taken on the SPCA.



(a)



(b)

Fig .10. Measurement of (a) return and insertion loss of the spatial power combiner without amplifiers; (b) amplitude of the TE_{10} mode at the output of the amplifier.

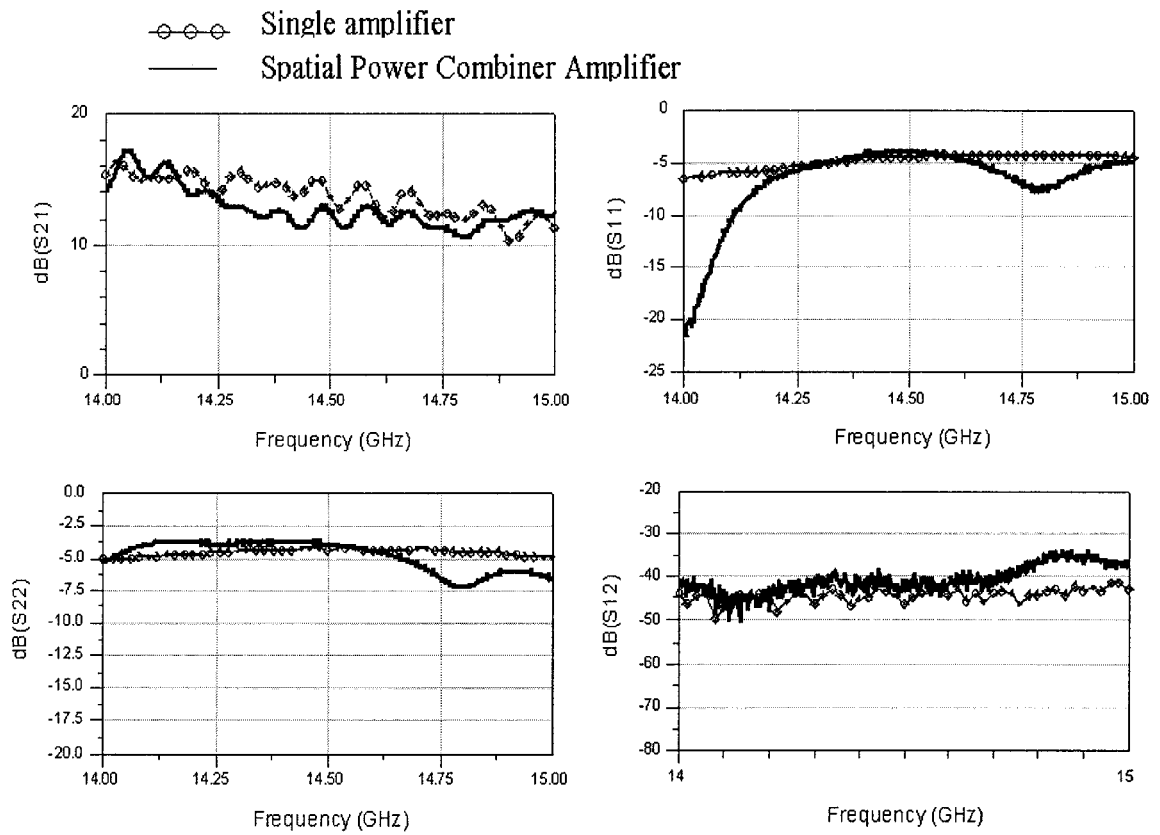


Fig. 11. Measured small signal S-parameters of the SPCA amplifier and those of the single amplifier MAAPGM0040 mounted on a test fixture.

Those measurements show that the SPCA works adequately since the S-parameters of single amplifier alone and the four combined amplifiers are almost identical. There is some loss due to the mode converter as expected. The drain current remains at the same level of 130 mA for the four amplifiers. In both cases, the amplifiers operate in their linear regime. Fig. 12 depicts measured P_{1dB} output power at different frequencies. The combining efficiency can be calculated according to the following equation:

$$\eta_{comb} = \frac{P_{out,total}}{\sum_{n=1}^n P_{n,avail}} \quad (1)$$

where n is the total number of amplifiers, $P_{n,avail}$ is the power available from each amplifier and $P_{out,total}$ is the total power coming from the SPCA. When the amplifiers operate around the P_{1dB} output power, the DC current goes from 130 to 250 mA.

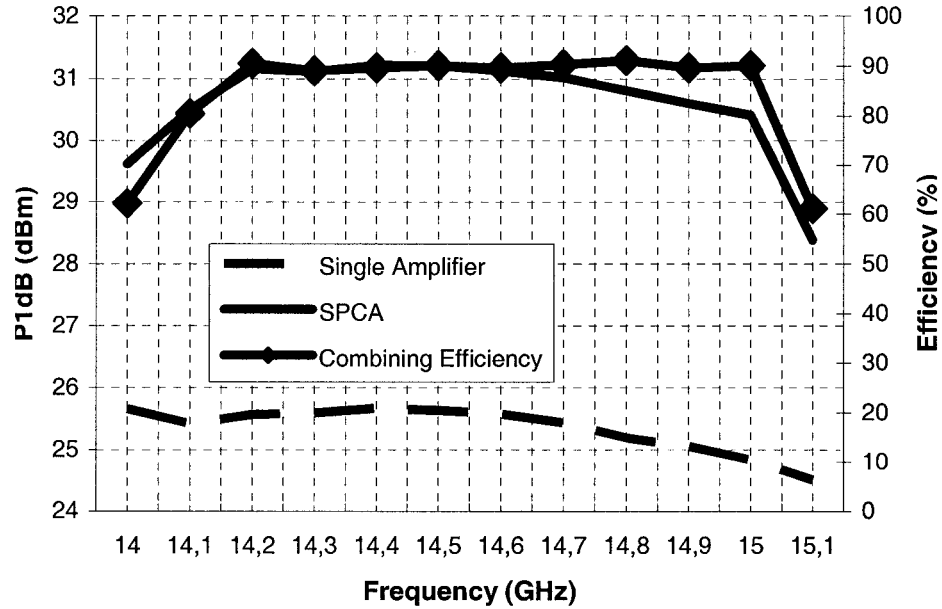


Fig. 12. Measured P_{1dB} of the single amplifier and the SPCA, and the combining efficiency of the SPCA.

The combining efficiency varying from 80% to 91% in the frequency range of 14.1-15 GHz has been obtained, indicating an excellent result.

Conclusions

We have proposed and developed a technique of mode converter that is used for designing highly efficient waveguide-based spatial power combiner amplifiers. The application of this new concept in an oversized rectangular waveguide allows obtaining a better power distribution in view of each amplifier. This yields a better combining efficiency compared with techniques on the basis of the TE_{10} mode as the input mode to the SPCA (usually 70 to 80%). In addition, the cross-section of the waveguide used (WR90) in our work

are larger than the conventional waveguide (WR62), allowing for a larger number of amplifiers to be combined and thus increasing the output power of the SPCA. The bandwidth can be increased by using the microstrip as the delay line to achieve the 180-degree phase shift between the two fin-lines of the mode converter.

Bibliographies

- [1] M.P. DeLisio, R.A. York, "Quasi-optical and spatial power combining," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 50, pp. 929-936, March 2002.
- [2] N. S. Cheng, A. Alexanian, M. G. Case, and R. A. York, "20 Watt Spatial Power Combiner in Waveguide," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Baltimore, MD, USA, Jun 8-12 1998, pp. 1457-1460.
- [3] N. S. Cheng, A. Alexanian, M. G. Case, and R. A. York, "40-W CW Broad-band Spatial Power Combiner Using Dense Finline Arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, pp. 1070-1076, July 1999.
- [4] N. S. Cheng, T. P. Dao, M.G. Case, D.B. Rensch and R.A. York, "A 60-watt X-band Spatially Combined Solid State Amplifier," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Anaheim, CA, USA, Jun 13-19 1999, pp. 539-542.
- [5] N. S. Cheng, P. Jia, D.B. Rensch and R.A. York, "A 120-watt X-band Spatially Combined Solid State Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, pp. 2557-2561, Dec 1999.
- [6] L. Y. V. Chen, and R.A. York, "Development of K-Band Spatial Combiner using Active Array Modules in an Oversized Rectangular Waveguide," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Boston, MA, USA, Jun 11-16 2000, pp 821-824.
- [7] M. Belaid, and K. Wu, "Spatial power amplifier using a passive and active TEM waveguide concept," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, pp. 684 -689, Mar 2003.
- [8] R. W. Klopfenstein, "A transmission-line taper of improved design", *Proc. IRE*, vol. 442, pp. 31-35, January 1956
- [9] Ouadirhi, Z. and Laurin, J.-J., "Near-Field characterization technique of low directivity wire antennas" *URSI Int. Symp. On Electromagnetic Theory*, Victoria B.C. May 2001 .
- [10] Laurin, J.-J., Ouadirhi, Z. and Colinas, J., "Near-Field imaging of radiated emission sources on printed-circuit boards" *IEEE Int. Symp. EMC*, pp368-373, Montreal, QC, Aug. 2001.
- [11] Ouadirhi, Z. and Laurin, J.-J., "Experimental characterization of miniature near-field probes" *URSI Int. Symp. On Electromagnetic Theory*, Maastricht. August 2000.

FREQUENCY MULTIPLIER USING WAVEGUIDE-BASED SPATIAL POWER COMBINING ARCHITECTURE

Mekki Belaid, and Ke Wu, *Fellow, IEEE*

Poly-Grames Research Center, Department of Electrical Engineering

École Polytechnique de Montréal

P.O. Box 6079, Station "Centre-Ville"

Montréal (Québec) Canada H3C 3A7

wuke@grmes.polymtl.ca, belaidm@grmes.polymtl.ca

Abstract

In this paper, an architecture of frequency multiplier is proposed and presented with emphasis on the development of a 12-24 GHz frequency doubler based on a waveguide spatial power combining technique. This frequency doubler is designed by spatially combining four MMIC multiplier chips operating from 11-13 GHz to 22-26 GHz. The output power obtained is 22.6 dBm for 21 dBm input power, which corresponds to a combining efficiency of 74%. The suppression of unwanted harmonics has been achieved by inherent properties of the architecture. The suppression of the first harmonic obtained in this work is more than 65 dB whereas at least 25 dB is expected for the third harmonic. This new design technique optimizes the conversion efficiency and also allows a significant loss reduction, as the usually needed output filters are no longer required.

INDEX TERMS - *Frequency multiplier, spatial power combiner, waveguide technique, fin-line, microstrip, and transitions*

I. INTRODUCTION

With their superiority in cost, weight and reliability, solid-state sources are preferred over electron tube sources. Much effort has been directed towards the development of high power and high frequency solid-state devices. However, the output power of these devices is relatively low, depending on the frequency range. Some millimetre-wave and sub-millimeter wave applications generally require watt-level power sources for the transmitters and local oscillators. To solve this problem, many research groups have been investigating various design platforms such as the quasi-optical spatial power combining technique.

Varactors have extensively been used for harmonic generation. Faber and Archer [1] have successfully demonstrated a simple waveguide mounted Schottky varactor frequency doubler with 35% efficiency at 95 GHz. Using the tile-type quasi-optical power combining approaches, Jou *et al.* [2] have successfully fabricated a monolithic Schottky diode frequency doubler array, producing 0.5 W output power with a doubling efficiency of 9.5% at 66 GHz.

In [3-8], the other class of quasi-optical power combining techniques were used to combine MMIC power amplifiers in rectangular waveguide. This spatial modular tray approach has demonstrated very promising potential with high power combining efficiency, excellent thermal property, broadband frequency operation, and great output power ranging from 20 to 120 watts. It has been shown that a large number of

small-area MMIC chips can generate broadband power with low-noise and low-cost features that are important for millimetre-wave applications.

In [9], a spatial frequency multiplier with active linearly tapered slot antenna array was tested with promising results. In this approach an array of LTSAs [10] and GaAs MMIC distributed amplifiers receives signal at a fundamental frequency, and after multiplication and amplification, radiates the second harmonic signal into free space. The configuration is complicated and a very poor combining efficiency was obtained. Also, a high power source is required at the fundamental frequency for good conversion efficiency of the MMIC multiplier (8.1%). Thermal management can be also very complicated in case of a high power application.

In this paper, a new frequency doubler called Spatial Power Combining Frequency Multiplier (*SPCFM*) is proposed and developed on the basis of the waveguide spatial power-combining scheme. This new approach makes it possible to combine a large number of low-cost MMIC frequency doubler chips with a high combining efficiency in rectangular waveguide.

II. SPATIAL WAVEGUIDE FREQUENCY DOUBLER DESIGN

Description of the proposed architecture

Fig.1 shows the proposed frequency doubler architecture that can also be used for the general description of frequency multiplier. This structure is formed by two rectangular waveguides of different dimension. In our work, the first one is a WR75 waveguide that operates in the frequency band of 10 to 15 GHz. This guide is used for the input signal. For the output signal, the waveguide used is WR42 that operates over the frequency range of 18 to 26 GHz. To spatially divide the input power and combine the output power in the waveguides, a set of profiled finlines are designed, which is quite similar to the arrangement made for other waveguide-based circuits [3-8]. To integrate MMIC components, transitions between the finlines and microstrips should also be designed. The design of the profiled finlines was inspired by the work completed in [8].

The design procedure can be divided into three parts. The first is to design the transition between the waveguide and the finline. The second is to design and optimize the transition between the finline and the microstrip line while the third and also final step is to design a quart-wave transformer and the integration of the MMIC frequency doublers.

Design of the proposed SPCFM

Design of the profiled finlines is based on the Klopfenstein taper profile [11]. Calculated profiles at input and output are different due to the dimensions and frequency operation of the input and output waveguide. Once the two profiles determined, it is possible to simulate the structure by using commercial software packages such as HFSS from Ansoft.

The topology used is shown on Fig.2.a. This configuration makes it possible to subdivide the circuit in several structures that will be then simulated with the HFSS software, and it can generate S parameters for the ADS tool from Agilent. The same design procedure is applied in the case of the transition between the finlines and the microstrip lines as illustrated in Fig.2.b.

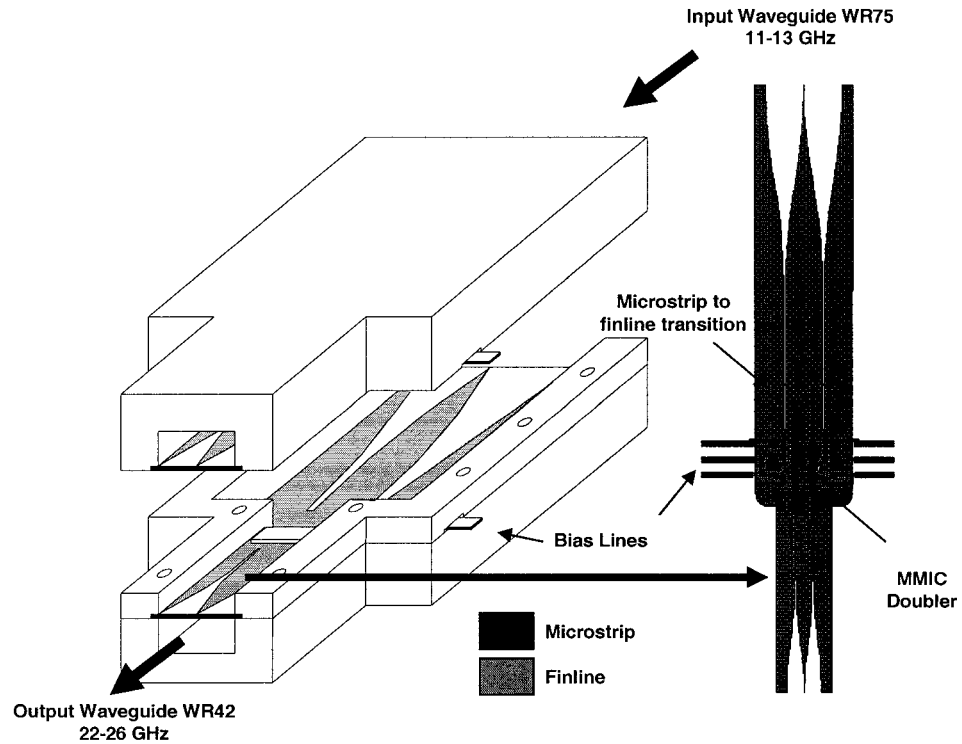


Fig.1. Proposed frequency doubler or multiplier configuration on the basis of the spatial waveguide combiner technique

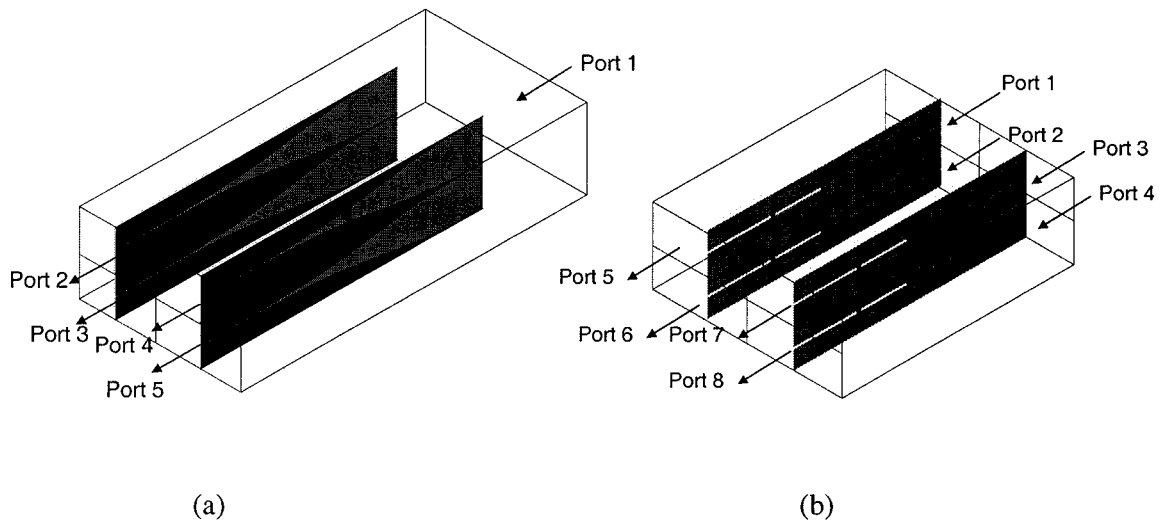


Fig.2. Topology of the structure simulated with HFSS, (a) Finline structure, (b) Transition between the finline and the 50 Ω microstrip line.

The schematic model illustrated on Fig.3 is then used to simulate the SPCFM. The first box of S-parameters represents the transition from the waveguide WR75 to the four profiled finlines. The second

box stands for the transition from the finlines to the microstrip lines. These transitions also include an impedance transformer going from 120Ω to 50Ω . This transition is of course optimized in the frequency band 11-13 GHz. A behavioural model of the frequency doubler based on measurements is then inserted on the connection path of each microstrip line. The third box represents a similar transition between the finlines and the microstrip lines but this one has been optimized over the frequency band 22 to 26 GHz. Finally, the fourth box stands for the transition between the four finlines and the waveguide WR42.

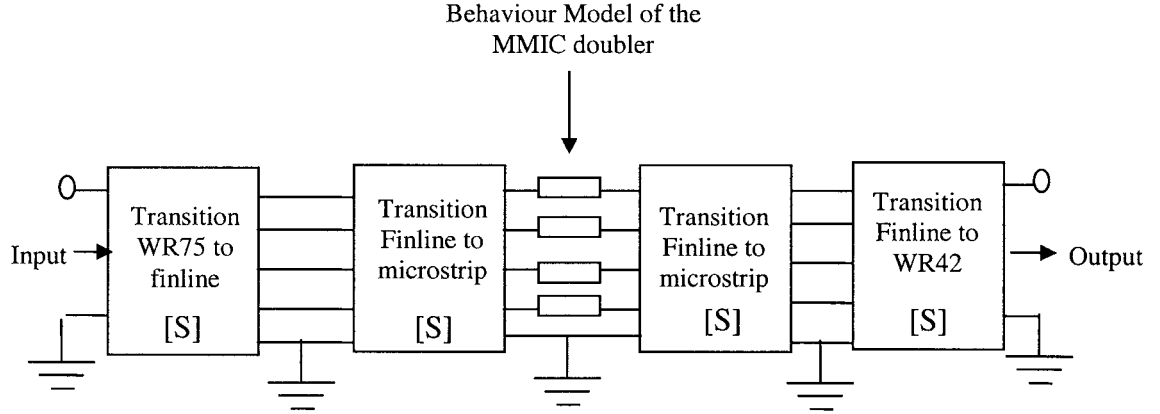


Fig.3. Model used to simulate the SPCFM.

III. RESULTS AND DISCUSSION

Measurements and characterization of the MMIC frequency multiplier CHX2090

The frequency multiplier chipsets used are purchased from the company United Monolithic Semiconductors (UMS) and the model is CHX2090-99f. This frequency doubler can provide a 15 dBm output power for an input power of 12 dBm. It has to be biased by a 3.5Volt with $I_d=50$ mA. To provide this operating condition, the multiplier must be biased with $V_{g1}=-0,9$ volts whereas $V_{g2}=-0,4$ volts. Fig.4 depicts measured S-parameters of the frequency doubler. This measurement has been done using a HP8510 vector network analyser and also a conventional coaxial calibration has been carried out. In this case, I_d was equal to 10 mA due to the low power operating pf the VNA.

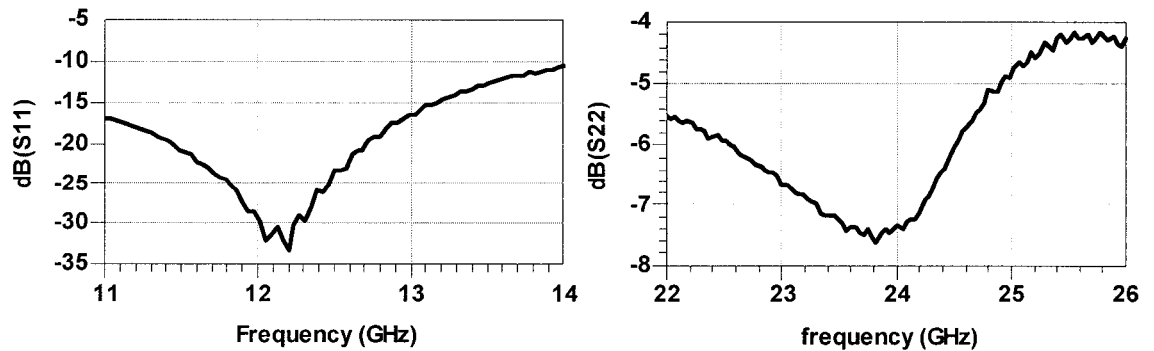
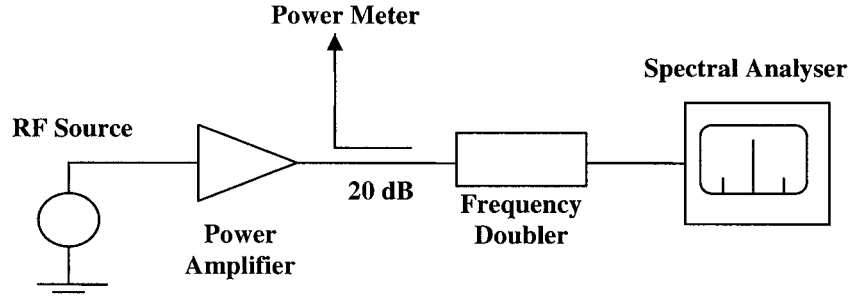
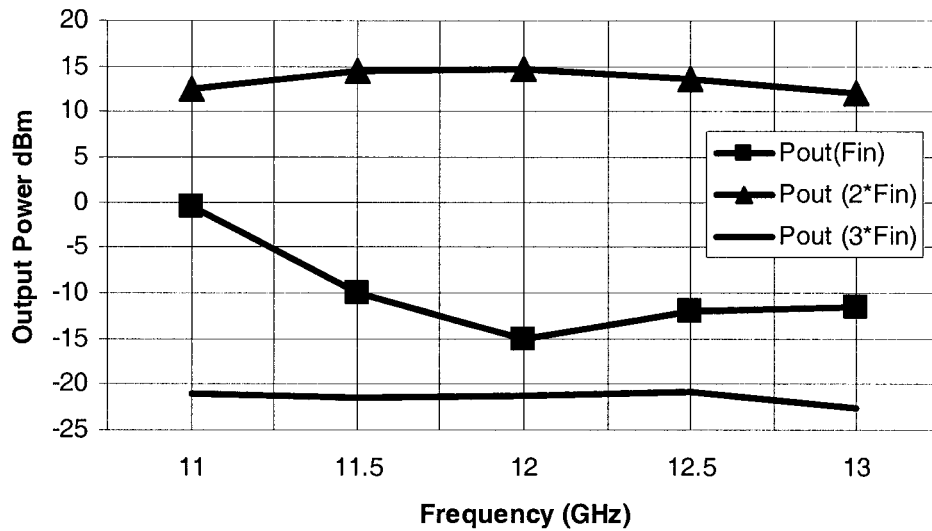


Fig.4. Measured S-Parameters of a single MMIC frequency doubler CHX2090

Measurement in the frequency domain has also been done to observe the spectrum of the output signal according to the input signal. Fig.5 shows results of this measurement and the experimental setup used. The input power at 12 dBm is used for all the frequencies of measurement. For this input power, the current I_d becomes 50 mA.



(a)



(b)

Fig. 5. (a) Experimental setup used to measure the frequency response of the multiplier, **(b)** measurement results

Measurement of the proposed SPCFM

Fig.6 shows measurement and simulation results of the S-parameters of the SPCFM. These measurements were taken on an HP8510C network analyser and the kit of calibration used is a standard coaxial kit. The four MMIC multipliers were biased using the same conditions as specified in the preceding section. It is noticed that simulated and measured results are close to each other, which confirms the correct operation of the SPCFM.

To measure the insertion losses of the SPCFM, the assembly illustrated on Fig.7 was used. The microstrip lines have been extended and terminated by connectors. A TRL calibration is then used to eliminate the effect of the extension and the connectors. It is noticed that the losses from a coaxial line to rectangular waveguide WR75 transition to the microstrip is around 0.5 dB from 11 to 13 GHz and from a microstrip to a rectangular waveguide WR42 and then to a coaxial transition is around 0.8 dB from 22 to 26 GHz.

Fig.8 gives the measured results of the output power and the calculated combining efficiency of the SPCFM according to the following analytical equation (1). The output power of the SPCA fluctuates between 20.5 and 22.5 dB in the bandwidth 22-26 GHz. This corresponds to a combining efficiency that fluctuates from 75 to 76 %. The input power is kept at 21 dBm for all the frequencies of measurements.

$$\eta_{comb} = \frac{P_{out,total}}{\sum_{n=1}^n P_{n,avail}} \quad (1)$$

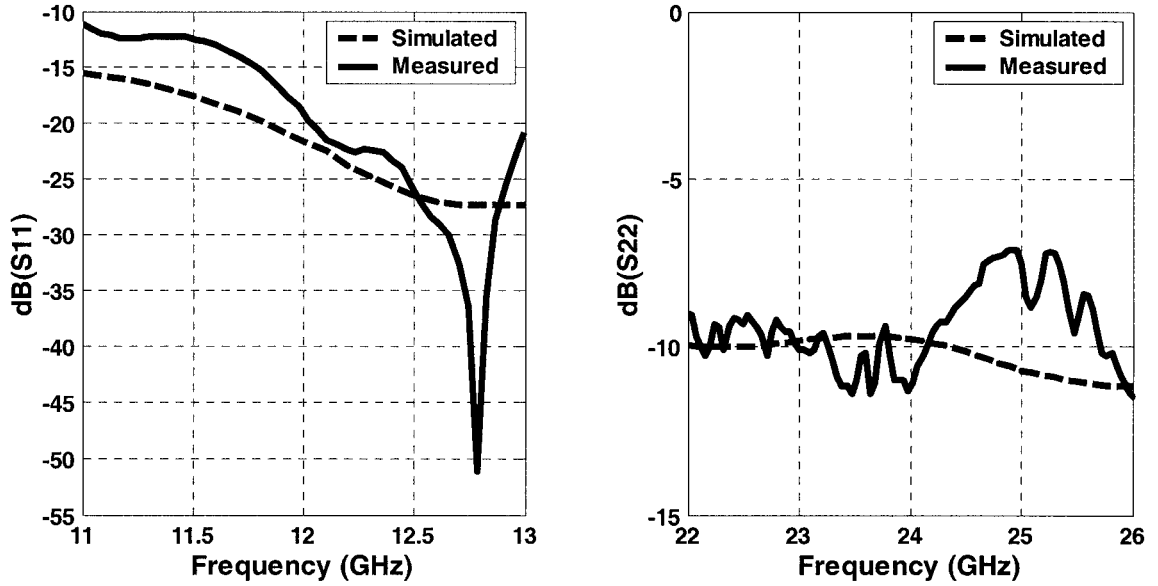


Fig.6. Measured and simulated return loss at the input and output of the SPCFM

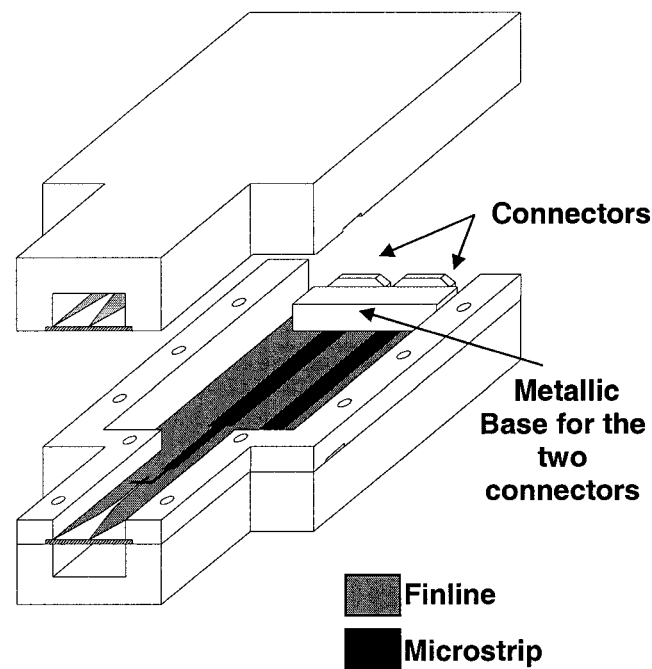


Fig.7. Experimental setup used to estimate the insertion Loss

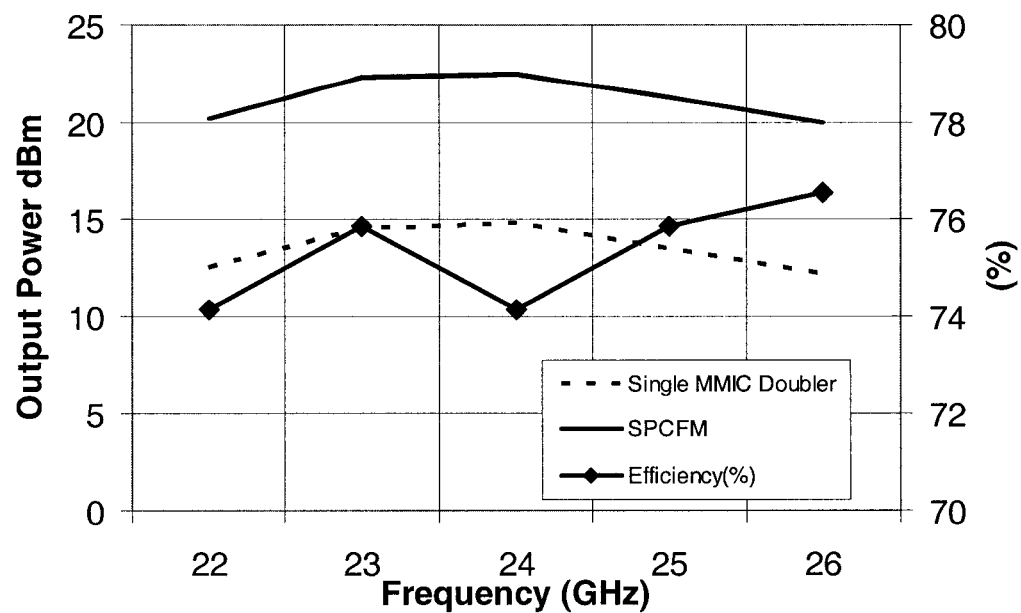


Fig.8. Measured output power and combining efficiency of the SPCFM

One interesting measurement that has been done on the SPCFM is presented in Fig.9. Because of the configuration of the waveguide structure, the suppression of unwanted harmonics can be obtained without using any filter, which represents a major advantage with respect to other frequency multiplier techniques.

This design platform directly eliminates the losses associated with such filters, which are in particular important for very high frequency systems such as millimeter-wave applications.

The results of measurement obtained show that the power levels of the first and third harmonics are suppressed respectively by at least 55 dB and 15 dB. The first harmonic is suppressed by the output rectangular waveguide WR42 whereas the third is reduced by the transition between the finline and the microstrip that has been optimized between 22 and 26 GHz. The experimental setup used is the same as that illustrated in Fig.5.

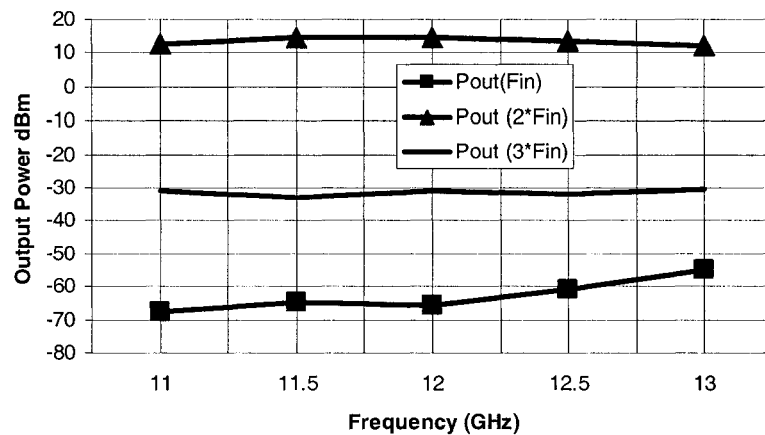


Fig.9. Measurement of output frequency spectrum of the SPCFM.

Finally, Fig.10 describes the fabricated and tested SPCFM in a graphic way. The MMIC frequency doublers are attached by a silver conductive epoxy on a plate of brass. The chips are then connected to the microstrip and bias lines by wire bonds of 0.7 mil diameter. The substrate used is the ROGERS 5880 with $h=10$ mil.

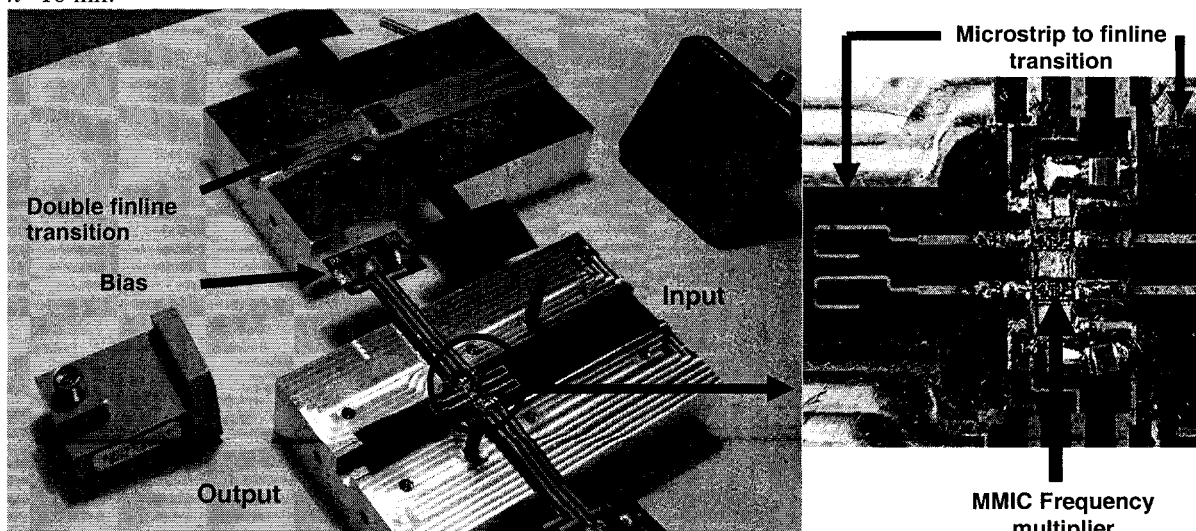


Fig.10. Fabricated and tested SPCFM.

CONCLUSION

This work shows that the application of space power combining technique in rectangular waveguide to a frequency multiplier design (frequency doubler) is very effective judging from the output power obtained, the combining efficiency, and the suppression of unwanted harmonics. The high combining efficiency obtained is partly due to the architecture used but also the elimination of band pass filter (loss) compared to conventional techniques that use transmissions lines combiner/divider as well as output filter. This is significant for very high-frequency designs, in particular, millimeter-wave applications. Applications at higher frequency such as V- and W-bands with commercially available chipsets will be of great interest for generating Watt-level output power.

REFERENCES

- [1] M. T. Faber, J. W. Archer, "A High Efficiency Frequency Doubler for 100 GHz," *IEEE MTT-S Digest*, p. 363 (1985).
- [2] C.F. Jou, W.W. Lam, H.Z. Chen, K.S. Stolt, N.C. Luhmann Jr, and D.B. Rutledge, "Millimeter-Wave Diode-Grid Frequency Doubler," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, MTT-36, p1507 (1988).
- [3] N. S. Cheng, A. Alexanian, M. G. Case, and R. A. York, "20 Watt Spatial Power Combiner in Waveguide," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Baltimore, MD, USA, Jun 8-12 1998, pp. 1457-1460.
- [4] N. S. Cheng, A. Alexanian, M. G. Case, and R. A. York, "40-W CW Broad-band Spatial Power Combiner Using Dense Finline Arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, pp. 1070-1076, July 1999.
- [5] N. S. Cheng, T. P. Dao, M.G. Case, D.B. Rensch and R.A. York, "A 60-watt X-band Spatially Combined Solid State Amplifier," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Anaheim, CA, USA, Jun 13-19 1999, pp. 539-542.
- [6] N. S. Cheng, P. Jia, D.B. Rensch and R.A. York, "A 120-watt X-band Spatially Combined Solid State Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, pp. 2557-2561, Dec 1999.
- [7] L. Y. V. Chen, and R.A. York, "Development of K-Band Spatial Combiner using Active Array Modules in an Oversized Rectangular Waveguide," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Boston, MA, USA, Jun 11-16 2000, pp 821-824.
- [8] M. Belaid, and K. Wu, "Quasi-Optical Power Amplifier Using TEM Waveguide Concept," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Phoenix, AZ, USA, May 20-25 2001, pp 1835-1838.
- [9] R.N. Simons, and R.Q. Lee, "Spatial frequency multiplier with active linearly tapered slot antenna array," *Telesystems Conference, Procs. IEEE National*, pp. 59-62. May 1994.
- [10] R.N. Simons, and R.Q. Lee, "Nonplanar Linearly Tapered Slot Antenna with Balanced Microstrip Feed," *IEEE Antennas and Propagation Society Inter. Symp. Digest Vol. IV*. Pp. 2109-2112, 1992.
- [11] R. W. Klopfenstein, "A transmission-line taper of improved design", *Proc. IRE*, vol. 442, pp. 31-35, January 1956.