UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UN NOUVEAU MODÈLE DE DIVISEURS DE PUISSANCE UTILISANT LA MÉTHODE DES INTÉGRALES DE FRONTIÈRES COMBINÉE AVEC LE MODÈLE GUIDE D'ONDES PLANAIRE

JALAL BENBRAHIM
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
DÉCEMBRE 1996

© Jalal Benbrahim, 1996

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Acquisitions and Bibliographic Services
Acquisitions et services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

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.

0-612-26454-8

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire est intitulé

CONCEPTION D'UN NOUVEAU MODÈLE DE DIVISEURS DE PUISSANCE UTILISANT LA MÉTHODE DES INTÉGRALES DE FRONTIÈRES COMBINÉE AVEC LE MODÈLE GUIDE D'ONDES PLANAIRE

Présenté par: BENBRAHIM Jalal

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

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

M. GIROUX Marcel, M.Sc., président

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

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, le professeur Ke WU pour m'avoir fait confiance et pour m'avoir dirigé durant ma maîtrise. Merci du fond du cœur.

Je voudrais également remercier M. David MAURIN de m'avoir fait profiter de son expérience durant ces années et de m'avoir aidé à mener à terme mon travail. Je lui exprime ma gratitude pour ses conseils et ses encouragements.

Mes remerciements vont également à M. Hassan KOBEISSI pour ses conseils et son aide précieuse. Un grand merci.

Je remercie les membres du jury M. Marcel GIROUX et M. Cevdet AKYEL pour avoir accepté de participer à l'évaluation de ce mémoire.

Finalement, je remercie tous mes collègues et confrères du POLY-GRAMES et du groupe AMPLI pour leur aide et leur soutien moral. Ce fut un plaisir de travailler au sein d'une telle équipe.

MERCI

RÉSUMÉ

Ce travail propose une méthode de conception d'un nouveau genre de diviseurs planaires de puissance pouvant être utilisé dans des circuits intégrés en micro-ondes et en ondes millimétriques. Comparé aux autres topologies classiques, ce type de structures possède des contours sinusoïdaux et a la particularité d'avoir des ports de sortie placés de façon co-linéaire. De plus afin d'égaliser les phases et modules des différents signaux de sortie, un trou est inséré au milieu du diviseur. L'approche numérique utilisée pour l'analyse d'une telle structure est une version généralisée de la combinaison entre la méthode des intégrales de frontières et le modèle guide d'ondes planaire.

Une autre application permettra de mettre en évidence l'originalité d'une telle structure. Effectivement, la topologie du diviseur permettra de l'utiliser en tant que circuit pouvant adapter de manière partielle des transistors mis en parallèle. L'importance d'une telle application réside dans le fait qu'elle permet de simuler de tels circuits contrairement aux méthodes actuelles qui les déterminent seulement de manière expérimentale sans aucune prédiction préalable à l'aide d'un quelconque outil de simulation.

ABSTRACT

The aim of this work is to model and design a class of new compact power dividers suitable for use in microwave and millimeter-wave integrated circuits (Ics). Compared to the classical structure, the new topology of the power divider is made with a sinusoïdally taped circuit shape with multiple output ports that are co-lineary located along one plane. The phase and magnitude balance of a signal for the output ports are achieved with diffractive hole etched in the middle of the circuit contour. An efficient field-theorical CAD procedure is applied to accurate design of this irregularly shaped circuit with a mixed waveguide model and boundary integral method.

Another application shows the usefulness of this type of structure. It consist to use it like a pre-matching circuit for transistors mounted in parallel configuration. The importance of such an application lies in the fact that it allows to simulate these circuits in contrast with other methods which determine only the circuits performance without any prediction from simulation tools.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....iv
RÉSUMÉ.....v
ABSTRACT.....vi
TABLE DES MATIÈRES.....vii
LISTE DES TABLEAUX.....x
LISTE DES FIGURES.....xi
LISTE DES ANNEXES.....xiv

CHAPITRE I : INTRODUCTION.....1
1.1 Introduction aux diviseurs de puissance.....1
1.2 But de la recherche.....2
1.3 Analyse numérique utilisée.....2
1.4 Conclusion.....3

CHAPITRE II : LA MÉTHODE DES INTÉGRALES DE FRONTIÈRES ET LE MODÈLE GUIDE D'ONDES PLANAIRE.....4
2.1 Introduction sur les méthodes numériques.....4
2.2.....Utilisation de la méthode des intégrales de frontières (BIM : Boundary Integral Method) et le modèle guide d'ondes planaire.....6
2.3.....Formulation de la méthode.....7
2.3.1 Formulation de base.....7
2.3.2 Conditions aux frontières et choix de la fonction de Green.....8
2.3.3 Modèle du guide d'ondes planaire.....9
2.3.4 Formulation matricielle.....11
2.4 Conclusion.....13

CHAPITRE III : GÉNÉRALITÉS SUR LES DIVISEURS/COMBINEURS DE PUISSANCE 14

3.1 Rôle et performance d'un bon diviseur de puissance 14

3.1.1 Rôle d'un diviseur/combineurs de puissance 14

3.1.2 Performances et caractéristiques d'un bon diviseur 15

3.2 Les différents types de diviseur de puissance 17

3.2.1 Topologies planaires 17

3.2.2 Topologies non planaires 19

3.3 Les caractéristiques recherchées du nouveau diviseur de puissnce 20

3.4 Conclusion 21

CHAPITRE IV : CONCEPTION ET PERFORMANCES DU NOUVEAU DIVISEUR DE PUISSANCE 22

4.1 Introduction à la topologie du nouveau diviseur 22

4.2 Application en bande L 24

4.2.1 Contraintes et choix des dimensions 24

4.2.2 Résultats et discussion 27

4.3 Conception du nouveau diviseur en bande Ku 30

4.3.1 Spécifications et contraintes 31

4.3.2 Modèle de base 31

4.3.3 Forme sinusoïdale 33

4.3.4 Introduction des arcs 34

4.3.5 Introduction du trou 35

4.3.5.1 Grandeur du trou 36

4.3.5.2 Forme du trou 39

4.3.5.3 Position du trou 40

4.3.5.4 Conclusion 42

4.3.6 Résultats et discussion 44
4.4 Conclusion 49

CHAPITRE V : APPLICATION DE LA MÉTHODE UTILISÉE À LA CONCEPTION D'UN CIRCUIT D'ADAPTATION PARTIELLE.....50
5.1 Introduction.....50
5.2 Différentes méthodes d'adaptation.....51
5.3 Conception du circuit d'adaptation partielle.....53
5.3.1 Choix de la structure.....53
5.3.2 Étapes de conception et résultats obtenus.....55
5.3.3 Discussion.....60
5.4 Conclusion.....60

CHAPITRE VI : CONCLUSION FINALE.....63

BIBLIOGRAPHIE 65

ANNEXES 68

LISTE DES TABLEAUX

4.1 Spécification du substrat utilisé en bande L.....26

LISTE DES FIGURES

2.1 Différentes méthodes numériques....5
2.2 Structure planaire N ports....7
2.3 Illustration des dimensions effectives....10
3.1 Illustration de l'utilisation d'un diviseur/combineur de puissance....15
3.2 Combineur/diviseur sectoriel à 3 accès....18
3.3 Combineur/diviseur hybride Wilkinson à N accès (résistances flottantes)....20
4.1.a Diviseur sectoriel à trois branches....23
4.1.b Diviseur à trois ports colinéaires....23
4.2 Modèle de base fabriqué en bande L....26
4.3 Comparaison entre les différents paramètres S simulés et mesurés....27
4.4 Comparaison entre les modules mesurés des transmissions....28
4.5 Comparaison entre les phases mesurées des transmissions....29
4.6 Paramètres mesurés de l'adaptation à la sortie....30
4.7 Modèle de base fabriqué en bande Ku....32
4.8 Paramètres de transmission du modèle de base....33
4.9 Paramètres de transmission du modèle sinusoïdal....34
4.10 Variation de l'adaptation en sortie en fonction de la forme des arcs....35
4.11 Schema du trou introduit dans le diviseur....37
4.12 Paramètres de transmission en fonction de la grandeur du trou....38
4.13 Phases des transmissions en fonction de la grandeur du trou....38
4.14 Paramètres de transmission en fonction de la forme du trou....39
4.15 Phases des transmissions en fonction de la forme du trou....40
4.16 Paramètres de transmission en fonction de la position du trou....41
4.17 Phases des transmission en fonction de la position du trou....41

4.18 Dessin de la forme finale du nouveau diviseur en bande Ku....42
4.19 Diagramme illustrant les différentes étapes de conception du diviseur....43
4.20 Comparaison entre les modules simulés et mesurés des transmissions et de la réfléxion....45
4.21 Comparaison entre les phases des transmissions simulées et mesurées....45
4.22 Comparaison entre les modules et phases mesurés des différents signaux de sortie....47
4.23 Comparaison entre les modules et phases des différents signaux de transmission de la structure avec ou sans trou....47
4.24 Les différents paramètres d'adaptation et d'isolation....48
4.25 Variation des différents paramètres de l'adaptation en fonction de la grandeur du trou....48
5.1 Méthode conventionnelle....51
5.2 Méthode alternative classique....52
5.3 Choix de la topologie du circuit de préadaptation
a- Structure de départ (biseau)....54
b- Structure intermédiaire (biseau avec ligne)....54
c- Structure finale (biseau sinusoïdal avec ligne)....54
5.4 Étapes de conception du circuit de préadaptation....56
5.5 Variation des paramètres de réfléxion en fonction du circuit de préadaptation placé à l'entrée des transistors....57
5.6 Variation des paramètres de réfléxion et du facteur de stabilité en fonction du circuit de préadaptation placé à l'entrée et à la sortie des transistors....57
5.7 Effet du changement du circuit d'adaptation à la sortie sur les différents paramètres....58
5.8 Dimensions des circuits de préadaptation utilisés
a- CPA à l'entrée....59
b- CPA à la sortie....59

5.9 Schema du montage des transistors et du circuit d'adaptation partielle.....61

5.10 Circuit de préadaptation utilisant la méthode expérimentale.....62

A.1.1 Discrétisation du parcours.....69

A.1.2 Sens de discrétisation lors de l'introduction d'un trou.....71

A.3.1 Ligne coplanaire à caractériser.....83

A.3.2 Plan de transformation pour le calcul de la capacité

a- Plan t.....84

b- Plan w.....84

LISTE DES ANNEXES

Annexe I: Calcul de l'angle θ_{ij} et sens de discrétisation du trou.....68

Annexe II: Article soumis à MTT-S.....72

Annexe III: caractérisation de structures multi-conducteurs utilisant la méthode ``Conformal mapping``.....80

CHAPITRE I

INTRODUCTION

1.1 Introduction aux diviseurs de puissance

Le développement extrêmement rapide que connaissent les systèmes de communication (Téléphones cellulaires, Satellites ,etc.) opérant à des fréquences élevées nécessite une précision et une optimisation accrues des composants actifs et passifs utilisés. De plus, l'amélioration des performances de ces composants exige l'utilisation de différentes technologies de fabrication telles que les technologies MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) et MHMIC (Miniaturazed Hybrid Microwave Integrated Circuit). Il est donc nécessaire de concevoir des composants à caractère précis et à hautes performances pouvant s'intégrer facilement à toute technologie utilisée.

De nos jours, l'utilisation des diviseurs/combineurs de puissance demeure très importante en ce qui concerne la conception des amplificateurs à haute puissance en micro-ondes. Il est donc nécessaire de concevoir ces composants passifs de manière à obtenir les performances les plus élevées possibles et une facilité d'intégration aux autres technologies utilisées dans la conception de l'amplificateur. En ce qui concerne les diviseurs/combineurs de puissance, les performances sont évaluées par une bonne isolation entre les différents ports de sortie, une égalisation parfaite entre les signaux et un minimum de pertes en puissance.

1.2 But de la recherche

Le but de la recherche est de concevoir un nouveau genre de diviseurs de puissance qui présenterait le plus d'avantages possibles par rapport aux diviseurs qui existent déjà. En un premier temps, notre choix s'est restreint aux topologies planaires car celles-ci présentent d'une part l'avantage de s'intégrer facilement aux autres technologies et d'autre part, elles peuvent supporter des puissances assez élevées par rapport à d'autres structures. Ensuite en tenant compte des problèmes d'espace et des différences des délais de transmission qu'engendrent les diviseurs planaires existants tel que le diviseur sectoriel, l'étude d'un nouveau genre de diviseurs tel que le diviseur à ports colinéaires s'est imposée. Effectivement, ce genre de structure permettrait non seulement de sauver de l'espace mais aussi d'éliminer le problème des délais de transmission. Cependant ayant des ports alignés, il est nécessaire d'introduire des trous dans la structure afin de pouvoir égaliser les modules et phases des signaux de transmission.
Le projet consiste donc à concevoir un diviseur à trois ports colinéaires en bande L et en bande Ku afin de pouvoir les intégrer dans le projet AMPLI qui consiste à fabriquer un amplificateur de puissance à ces bandes de fréquence.

1.3 Analyse numérique utilisée

Différentes méthodes numériques sont utilisées pour modéliser les circuits actifs et passifs en micro-ondes. Dans notre cas, la méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'ondes planaire a été utilisée. Le choix de la méthode est basé sur le fait que celle-ci procure directement les différents paramètres de la matrice de répartition et elle permet aussi de sauver et l'espace mémoire et le temps d'exécution. Cependant, la méthode présentait certaines lacunes au point de vue structures à modéliser. Nous avons donc contribuer à élargir le champ d'application de la méthode à

des structures beaucoup plus générales pouvant entre autre inclure des éléments de frontières courbés et des trous.

1.4 Conclusion

Nous avons introduit dans ce premier chapitre le but de la recherche effectuée ainsi que la méthode numérique de modélisation utilisée. Nous allons donc présenter tout d'avord cette méthode et les différents aspects de notre contribution à sa généralisation. Ensuite, nous allons présenter les différents types de diviseurs de puissance existants afin de pouvoir fixer les performances recherchées dans le nouveau diviseur. Viendra alors la description des différentes étapes de conception de ce type de structures en bande L et en bande Ku accompagnée d'une discussion à propos des résultats obtenus, Et enfin, une autre application sera présentée, celle-ci consiste en la présentation d'une nouvelle façon de concevoir un circuit d'adaptation partielle et des avantages qui en découlent, utilisant en un premier temps le concept du nouveau diviseur et bien sûr, la méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'ondes planaire comme approche de modélisation.

CHAPITRE II
LA MÉTHODE DES INTÉGRALES DE FRONTIÈRES ET LE MODÈLE GUIDE D'ONDES PLANAIRE

Dans ce chapitre, nous introduirons brièvement les différentes méthodes numériques qui permettent de caractériser diverses structures micro-ondes. Par la suite, nous décrirons les avantages que présente la méthode utilisée [1]. Nous procéderons alors à la formulation de la dite méthode. La validation du logiciel viendra plus tard lors de l'exposition des résultats obtenus.

2.1 Introduction sur les méthodes numériques

L'emploi des méthodes numériques permet le développement de logiciels qui analysent différents types de structures et permettent donc de diminuer les coûts de fabrication des circuits actifs et passifs dans les systèmes de communication.

Ces méthodes numériques peuvent être appliquées dans le régime quasi-statique en approximant les densités de courant sur les lignes ou encore de manière plus générale et plus précise dans une analyse tridimensionnelle (Full wave analysis).

Ces méthodes numériques peuvent être divisées en deux groupes différents (figure 2.1). Le premier groupe est formé des méthodes basées sur les techniques des équations intégrales. Dans ce genre de méthodes, on met plus l'accent sur la formulation analytique des équations, ce qui permet de réduire le temps de calcul et donc de simulation. Ce groupe est formé de méthodes telles que la méthode des moments (MOM) [2], la méthode spectrale (MS) [3] et la méthode du contour intégrale (CI) [4].

Le second groupe est constitué lui par des méthodes où l'analyse consiste à discrétiser le champ électromagnétique dans le domaine de fréquence ou du temps. Elles ont l'avantage d'être formulées de manière très simple, cependant elles nécessitent de grands espaces mémoires (CPU time memory). On trouve parmi ce groupe, les méthodes suivantes: la méthode des lignes de transmission (TLM) [5], la méthode des lignes (MOL) [6], la méthode des éléments finis (FEM) [7] et la méthode des différences finies dans le domaine du temps (FDTD) [8] et la méthode des éléments de frontières (BEM) [1].

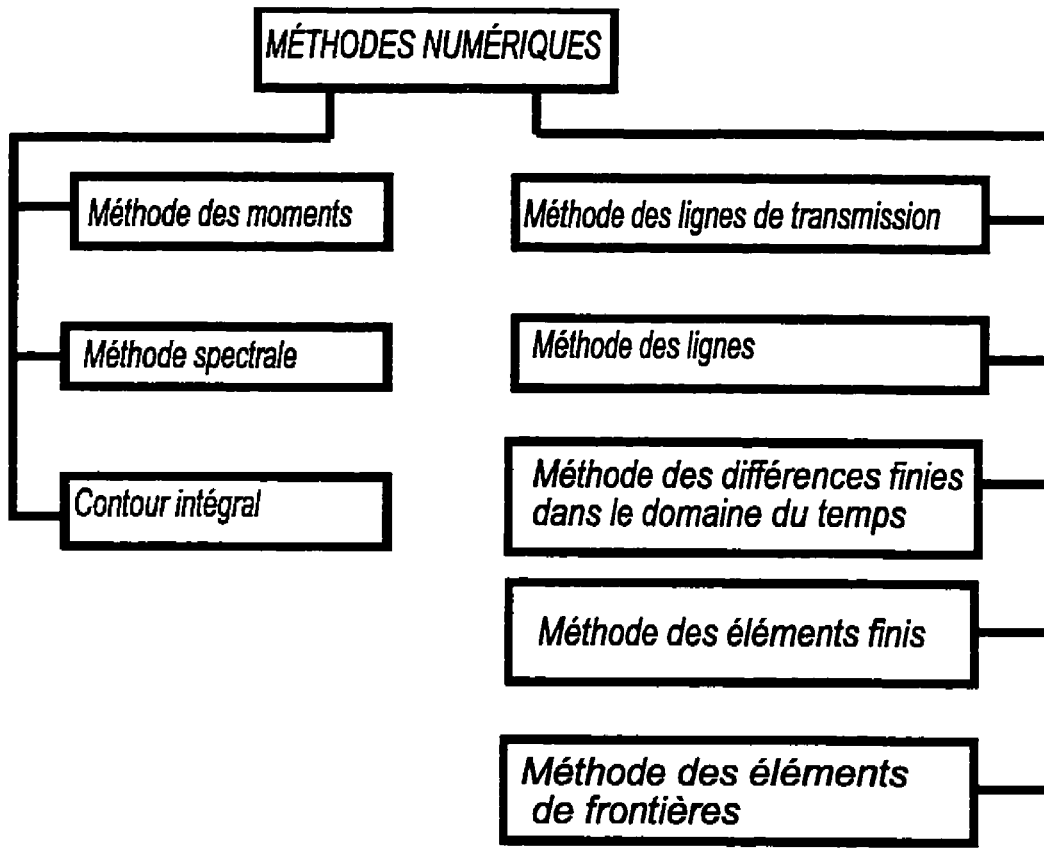


Figure2.1: Différentes méthodes numériques.

2.2 Utilisation de la méthode des intégrales de frontières (BIM : Boundary Integral Method) et le modèle guide d'ondes planaire

L'approche présentée pour la résolution des circuits planaires est une combinaison entre le modèle guide d'ondes planaire et la méthode des intégrales de frontières (BIM). Cette dernière est une méthode récente qui a été développée au sein du laboratoire POLYGRAMMES de l'École Polytechnique de Montréal. L'originalité de cette méthode vient du fait que celle-ci permet d'obtenir directement la matrice de répartition S, ce qui la différencie essentiellement de la méthode du contour intégral. Elle permet éventuellement de calculer les valeurs du champ normalisé sur les éléments de frontières entre les régions de discontinuité. Le fait d'utiliser le modèle guide d'ondes planaire, c'est à dire approximer chacun des ports de la structure à une section de guide rectangulaire, permet de tenir compte des effets de frange (fringe field) dans le calcul du champ électromagnétique. De plus, étant donné que la discrétisation de la structure n'est faite que sur le contour, l'un des avantages majeurs de cette méthode est le temps relativement court d'exécution (CPU time memory).

Cependant, cette méthode présente certaines limitations. Ceci vient du fait qu'elle n'est pas applicable dans des milieux multicouches et que le calcul des dimensions effectives d'une structure de forme compliquée n'est pas possible ou du moins ne peut être bien approximé.

Il est à rappeler que la méthode en question ne s'appliquait qu'à des structures simples ayant des ports de sortie colinéaires et de même largeur. Ces structures ne présentaient aucun élément de courbure, ni de discontinuité à l'intérieur. Notre contribution fut telle que la méthode soit généralisée afin de s'appliquer donc à des structures beaucoup moins spécifiques.

2.3 Formulation de la méthode

2.3.1 Formulation de base

Considérons la structure micro-ruban à N ports présentée à la figure 2.2. Le contour **C** est subdivisé en plusieurs parties. Les contours $\mathbf{C_m}$ représentent les interfaces qui séparent les différentes régions de discontinuité, tandis que les contours $\mathbf{C_w}$ représentent les frontières fictives des ports d'entrée et de sortie de la structure. La discrétisation de la structure s'est faite dans le sens contraire de l'aiguille d'une montre, alors que, quand il y a lieu, le trou lui est discrétisé dans l'autre sens (annexe 1).

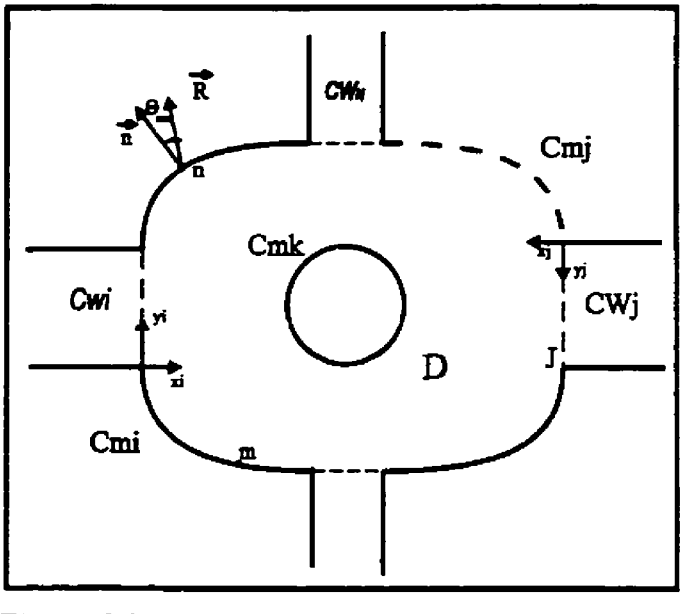


Figure 2.2: Structure planaire N ports

Dans ce qui suit, la formulation de l'équation de Green sera présentée, ensuite le modèle guide d'ondes planaire sera développé afin de donner l'expression du champ aux limites des discontinuités (ports), suivra l'expression du champ sur les frontières grâce aux

intégrales de contour et finalement, l'expression de la matrice de répartition S sera formulée à l'aide du système linéaire obtenu.

2.3.2 Conditions aux frontières et choix de la fonction de Green

Le problème consiste à résoudre l'équation de Helmotz dans la région **D**:

$$(\nabla^2 + K^2)E_z = 0 \tag{2.1}$$

où

E_z est la composante du champ perpendiculaire au plan de la structure.

- Conditions aux frontières:

$$\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0 \tag{2.2}$$

où

$\vec{n}$ est le vecteur normal au contour.

- Choix de la fonction de Green:

En appliquant le théorème de Green et après plusieurs approximations et manipulations, on obtient l'identité de Green suivante:

$$\frac{1}{2}E_z(\vec{r}_i) = \oint_C [\frac{\partial E_z(\vec{r}\ )}{\partial n}u_i - E_z(\vec{r}\ )q_i]dC \tag{2.3}$$

où

$$u_i = \frac{1}{4j}H_0^{(2)}(k|\vec{r} - \vec{r}_i|)$$

et

$$q_i = \frac{j}{4}H_1^{(2)}(k|\vec{r} - \vec{r}_i|)\cos\theta_i'$$

tel que $H_0^{(2)}$ et $H_1^{(2)}$ sont les fonctions de Hankel d'ordre zéro et un respectivement, et θ_i' l'angle que fait le vecteur ($\vec{r} - \vec{r}_i$) et $\vec{n}$ le vecteur normal à la surface.

le calcul de l'angle θ_{ij}, angle que fait le vecteur $(\bar{r}_j - \bar{r}_i)$ et $\bar{n}$ le vecteur normal à la surface, s'avérera important lors de l'introduction des trous et des courbures dans la structure car il permet au fait de déterminer la direction du vecteur normal à la surface par rapport au vecteur position d'un point donné et vis versa. Soit, il permet de reconnaître la nature de la frontière (éléments de courbure) à ce point et de déterminer si la surface à cette même position est rentrante (cas du trou) ou sortante (cas des frontières qui délimitent la structure). Les détails concernant le calcul de l'angle θ_{ij} sont donnés à l'annexe I.

2.3.3 Modèle du guide d'ondes planaire

L'application du modèle guide d'ondes planaire n'est autre que le fait de considérer que chacun des ports peut être modéliser par une section de guide d'ondes rectangulaire et de ce fait en tirer l'expression du champ électromagnétique à la frontière de ces ports. Un dessin à la figure 2.3 illustre à titre d'exemple les dimensions effectives d'une structure à deux ports. Le calcul des largeurs effectives est donné par [8]:

$$Weff = W + [\frac{(Weff(f = 0) - W)}{(1 + (\frac{f}{f_c}))}] \tag{2.4}$$

où

$$f_c = \frac{c_0}{2W\sqrt{\varepsilon_r}}$$

En ce qui concerne la permittivité effective, l'équation analytique la plus précise est donnée par [9]:

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r - [\frac{(\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(f = 0))}{(1 + (\frac{f}{f_n})^m)}] \tag{2.5}$$

où

f_n est la fréquence normalisée tel que

$$\varepsilon_{eff}(f_n)=\varepsilon_r-[\frac{(\varepsilon_r-\varepsilon_{eff}(f=0))}{2}]$$

m donné par la référence [9].

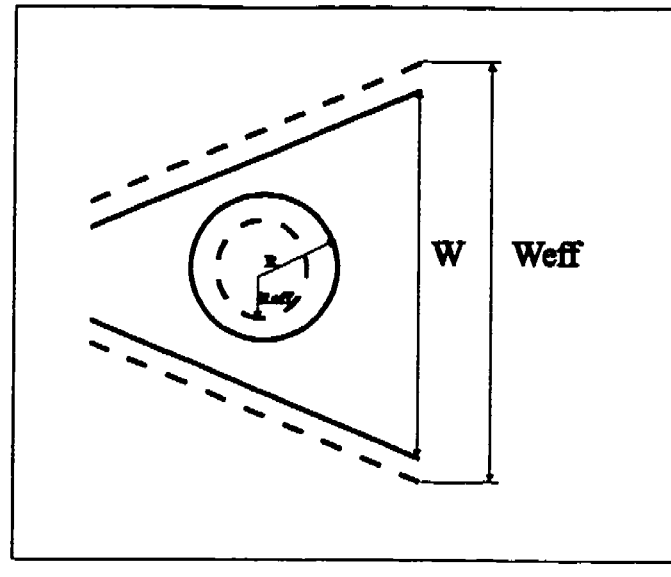


Figure 2.3: Illustration des dimensions effectives

En utilisant donc l'expression du champ électrique d'un guide rectangulaire, et en supposant le port j de la figure 2.2 comme étant le port incident, le champ électrique sur le contour C_{wi} peut s'exprimer de la manière suivante:

$$E_z = \delta_{ij} + \sum_{m=0}^{\infty} R_m^{ij}\phi_{m,i} \tag{2.6}$$

$$\frac{\delta E_z}{\delta n} = \gamma_{0,i}\delta_{ij} - \sum_{m=0}^{\infty} \gamma_{m,i} R_m^{ij}\phi_{m,i} \tag{2.7}$$

où

δ_{ij} est le delta de Kronecker

$$\phi_{m,i} = \cos\left(\frac{m\pi x_i}{W_{effi}}\right)$$

$$\gamma_{m,i} = \sqrt{\left(\left[\frac{m\pi x_i}{W_{effi}}\right]^2 - K_i^2\right)}$$

avec

$$K_i^2 = K_0^2 \varepsilon_{effi}$$

K_0 est le nombre d'ondes dans l 'espace libre.

R_m^{ij} est un coefficient de réflexion si i=j et un coefficient de transmission si $i \neq j$ et m est le mode de propagation.

2.3.4 Formulation matricielle

Après application des conditions aux frontières sur les murs magnétiques, on tronque les séries infinies des équations (2.6) et (2.7) en un nombre fini de modes et l'équation (2.3) peut s'écrire de la façon suivante:

$$0.5E_z + \left(\sum_{i=1}^{N_w} I_{W,i}\right) + I_m = 0 \tag{2.8}$$

où

$$I_{W,i} = \delta_{ij} \int_0^{W_{effi}} (q - \gamma_{0,i}u)\,dC_{Wi}$$

$$+ \sum_{i=1}^{N_i} R_m^{ij} \int_0^{W_{effi}} \phi_{m,i}(q + \gamma_{m,i}u)\,dC_{Wi}$$

$$I_m = \sum_{i=1}^{N_m} \int_{C_m} E_z q\,dC_m$$

avec

N_m est le nombre de murs magnétiques

N_i est le nombre de modes

N_W est le nombre de ports.

L'équation (2.8) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} [A^{ii}] & [B^{im_i}] & [A^{ij}] & [B^{im_j}] \\ [A^{m_i i}] & [B^{m_i m_i}] & [A^{m_i j}] & [B^{m_i m_j}] \\ [A^{ji}] & [B^{jm_i}] & [A^{jj}] & [B^{jm_j}] \\ [A^{m_j i}] & [B^{m_j m_i}] & [A^{m_j j}] & [B^{m_j m_j}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{R\}_{Cwi} \\ \{E_z\}_{Cmi} \\ \{R\}_{Cwj} \\ \{E_z\}_{Cmj} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{I^i\} \\ \{I^{m_i}\} \\ \{I^j\} \\ \{I^{m_j}\} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

avec

$[A^{mn}]$, $[B^{mn}]$ sont des matrices où m,n = i, j, m_i et m_j et elles sont formées par des éléments qui s'écrivent de la manière suivante:

$$A_{\alpha\beta}^{mn} = (\frac{1}{2}\phi_{\beta-1,n}\delta_{mn}) + \int_0^{Weff_n} \phi_{\beta-1,n}[q_\alpha + \gamma_{\beta-1,n}u_\alpha]dx_n$$

$$B_{\alpha\beta}^{mn} = (\frac{1}{2} - \int_{C_m} q_\alpha dC_m)\delta_{mn} + \int_{C_m} q_\alpha dC_m$$

Le vecteur $\{I^n\}$ s'écrit lui :

$$I_\alpha^s = -0.5\delta_{sj} - \int_0^{W_{effj}} (q_\alpha - \gamma_{0,j}u_\alpha)dx_j$$, j étant le port d'incidence.

et

$$\{R\}_{C_{Wi}} = \left\{ R_0^{ij}, R_1^{ij}, \ldots\ldots, R_{N_j}^{ij} \right\}^T$$

$R_1^{ij}, \ldots\ldots, R_{N_j}^{ij}$ sont les amplitudes des modes supérieurs.

Les paramètres S sont alors directement obtenus:

$$S_{ij} = R_0^{ij} \sqrt{\frac{\gamma_{0,j} W_{effj}}{\gamma_{0,i} W_{effi}}} \tag{2.10}$$

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un aperçu a été donné sur différentes méthodes numériques. Ensuite, un développement beaucoup plus approfondi a été fourni afin de comprendre l'outil de base du projet en question, en l'occurrence la méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'ondes planaire. Le chapitre suivant discutera des différents diviseurs de puissance existants afin d'appuyer le choix qui a été fait vis à vis de l'utilisation du nouveau diviseur.

CHAPITRE III
GÉNÉRALITÉS SUR LES DIVISEURS/COMBINEURS DE PUISSANCE

Étant donné que les technologies en micro-ondes diffèrent selon les moyens et les matériaux que l'on utilise, il existe plusieurs manières de concevoir des diviseurs de puissance. Dans ce chapitre, nous établirons le rôle et les performances requises des diviseurs de puissance dans les systèmes de communication. Ensuite, nous énumérerons les différents types de diviseurs existants, leurs avantages et inconvénients. Nous introduirons enfin, la nouvelle topologie proposée du diviseur de forme sinusoïdale ayant des ports colinéaires à la sortie.

3.1 Rôle et performances d'un bon diviseur/combineur de puissance

3.1.1 Rôle d'un diviseur/combineur de puissance

Un diviseur/combineur de puissance est un élément essentiel dans la conception des amplificateurs de puissance. Il permet de diviser le signal à amplifier à l'entrée en plusieurs signaux identiques. Ces signaux, ayant un niveau de puissance beaucoup moins élevé que le signal d'entrée, sont acheminés vers des cellules amplificatrices (ensembles de transistors, de circuits de stabilité, de circuits d'adaptation et de circuits de polarisation) où chacun de ces signaux va être amplifié et recombiné par la suite vers une même sortie. En général, on utilise le même ensemble diviseur/combineur de puissance. Il est à noter que la recombinaison finale des signaux, n'est faite qu'au moment où l'on obtient le niveau de puissance désiré. La figure 3.1 représente un

dispositif constitué de diviseurs et combineurs en cascade afin de bien illustrer la fonction de telles structures dans les systèmes de communication. Le rôle essentiel donc d'un diviseur est d'augmenter la capacité en puissance d'un amplificateur. Il s'en suit que plus un diviseur/combineur est capable de supporter de la puissance , bien sûr sous certaines conditions qui détermineront ses performances, plus il est utile et recherché. Il est donc nécessaire de déterminer les caractéristiques d'un tel diviseur.

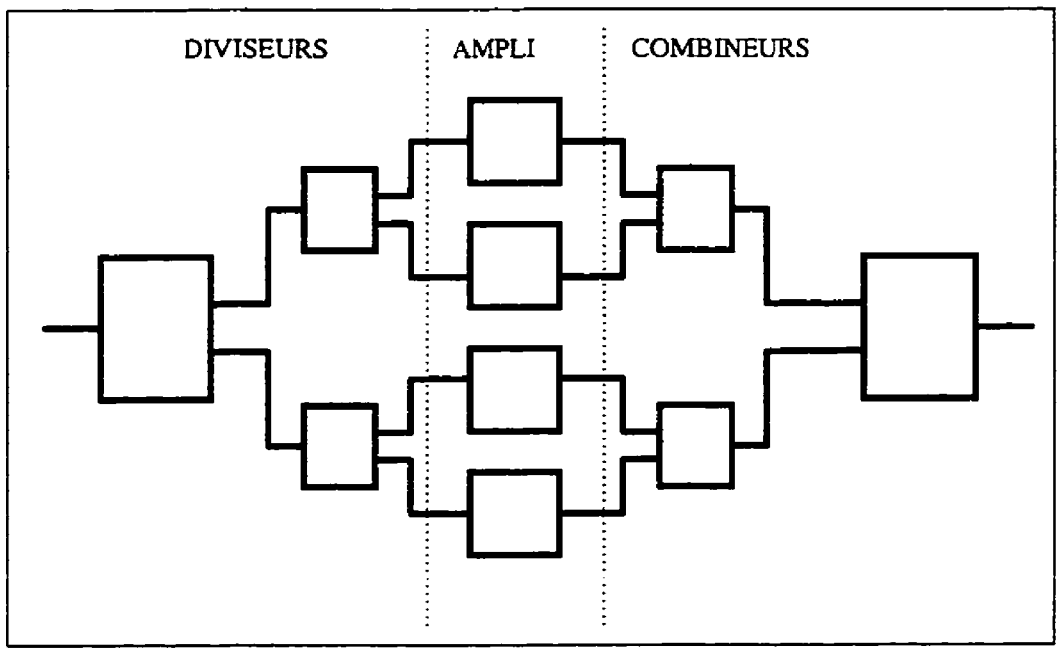


Figure 3.1: Illustration de l'utilisation d'un diviseur/combineur de puissance

3.1.2 performances et caractéristiques d'un bon diviseur

Les performances recherchées d'un diviseur de puissance et aux quelles on tentera toujours de se rapprocher sont la bonne isolation entre les différents ports de sortie, l'équilibre des amplitudes et phases entre les différentes branches, l'adaptation des ports, la minimisation des pertes de transmission et enfin qu'il puisse supporter le maximum de puissance. Soit, on cherchera toujours à avoir le diviseur le plus efficace possible.

Ceci permettra de minimiser le niveau de puissance nécessaire à l'entrée, tout en gardant le niveau de puissance désiré à la sortie. Il s'en suit donc la minimisation du nombre d'éléments nécessaires en parallèle, ce qui entraîne d'une part la réduction des pertes et, d'autre part, la réduction de la taille du dispositif. On se retrouve donc avec un dispositif plus performant, plus compacte, et moins coûteux.

D'un point de vue mathématique, il existe plusieurs paramètres qui permettent de caractériser les performances d'un diviseur de puissance. Par exemple, en ce qui concerne les pertes qu'engendre un diviseur, elles peuvent être calculées de façon directe par le biais de l'équation suivante :

$$pertes = 10\log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right)$$

Ou encore, elles peuvent être évaluées grâce au calcul de ce qu'on appelle l'efficacité de combinaison qu'on note par η tel que :

$$\eta = \left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right).100\%$$

où

P_{out} est la somme des puissances obtenues à la sortie de chaque port

et

P_{in} est la puissance à l'entrée du diviseur.

D'un point de vue pratique, l'éfficacité de combinaison est limitée par les pertes résistives et les variations en amplitude et en phase des signaux de sortie.

Dans ce qui suit, nous allons discuter des performances de certains types de diviseurs afin de pouvoir les comparer plus tard avec celles du nouveau diviseur conçu.

3.2 Les différents types de diviseurs de puissance

Comme il a été mentionné plus tôt, il existe plusieurs types de diviseurs/combineurs de puissance. On les partagera en deux catégories. Une première catégorie constituée de diviseurs planaires. On compte parmi ce type de structures les diviseurs sectoriels [10] et les diviseurs exponentiaux [11]. La deuxième catégorie est elle constituée de diviseurs non planaires tels que les diviseurs Wilkinson à N accés [14].
Nous allons donc étudier chacune de ces catégories en traitant un exemple de chaque type de diviseurs afin d'analyser leurs performances et déterminer par la suite les caractéristiques à rechercher dans le nouveau diviseur de puissance.

3.2.1 Topologies planaires

L'avantage des diviseurs planaires est d'une part leur intégration facile aux autres technologies et d'autre part leur capacité à supporter des puissances relativement élevées. Il est à noter que ce type de structures nécessite de faibles coûts de fabrication. La façon classique de réaliser un diviseur planaire à N voies est de mettre en cascade plusieurs diviseurs planaires à 2 voies. Cette technique est appelée « the tree method » et est souvent utilisée en industrie. Cependant, le nombre de dispositifs divisés à l'aide de cette technique est limité à une puissance de 2 (2^N voies de sortie où N est un nombre entier). De plus, les pertes qu'engendre un diviseur se verront multipliées par le nombre de diviseurs utilisés. L'efficacité de combinaison décroît donc de manière assez rapide avec le nombre de diviseurs. Un autre inconvénient de cette méthode est la taille du dispositif. Celle-ci croît rapidement quand on augmente le nombre de structures.
Afin de remédier à ce problème, on cherchera la plupart du temps à utiliser des structures ayant plus de 2 voies de recombinaison ou de division pour pouvoir diminuer le nombre de combineurs ou de diviseurs à utiliser en maintenant le niveau de puissance à la sortie

désirée. Pour cela, plusieurs topologies planaires à multiples accés ont été proposées. On traitera le cas du diviseur sectoriel présenté à La figure 3.2 car c'est le type de diviseur qui se rapproche le plus du nouveau diviseur conçu. Cette topologie présente des ports de sortie placés sur un arc de cercle de manière à guarantir une même phase et un même module des signaux de sorties. L'angle d'ouverture d'une telle structure peut être pris de façon arbitraire[15]. Cependant, une telle structure présente plusieurs inconvénients. la mauvaise isolation entre les différents ports et la mauvaise adaptation de ces derniers engendrent plusieurs pertes en puissance. De plus,la structure est difficillement mise en cascade et, étant donné sa forme, elle prend énormément d'espace.

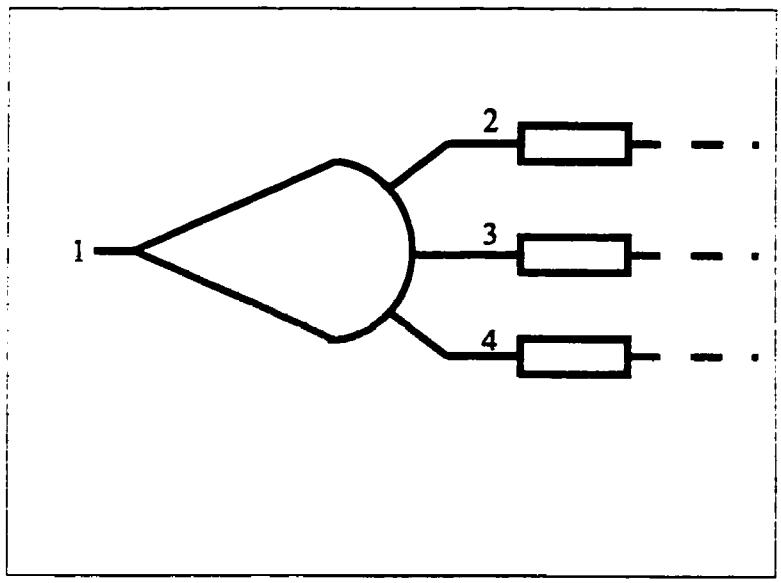


Figure 3.2: Combineur/diviseur sectoriel à 3 accès

3.2.2 Topologies non planaires

L'avantage majeur de ce type de structures est le fait de pouvoir mettre en parallèle directement N dispositifs [16]. Cependant, le problème principal de tels diviseurs est la difficulté d'intégration avec des systèmes dont les autres composants sont planaires (SSPA, antennes). Un bon exemple à traiter serait le diviseur Wilkinson à N voies présenté à la figure 3.3. Effectivement, le diviseur Wilkinson est une structure simple qui présente un bon équilibre entre les branches et qui engendre de faibles pertes en puissance. De plus une étude théorique de cette topologie montre que quand on augmente le nombre de branches N, la bande de fréquence de l'isolation augmente. Malheureusement, ce type de structures est limité en puissance étant donné qu'il utilise des résistances d'isolation entre chacune des branches de sortie. Il est nécessaire dans ce cas-ci de s'attarder sur le concept de résistances d'isolation car celles-ci constituent la limitation la plus importante de l'utilisation de ce genre de diviseurs. Les résistances utilisées sont généralement en couches minces et sont capables de dissiper un niveau de puissance limité. Donc, dans le cas où un déséquilibre existe en amplitude ou en phase entre les branches ou encore dans le cas d'une mauvaise adaptation des dispositifs, une certaine puissance est dissipée dans les résistances d'isolation du diviseur. Celles-ci peuvent être « thermiquement flottantes » et dans ce cas un calcul trés précis devra être fait afin d'évaluer la capacité de ces résistances à dissiper un certain niveau de puissance en fonction des déséquilibres possibles entre les branches et des mésadaptations possibles. Ou encore, elles peuvent être mises en court-circuit à la masse et dans ce cas la dissipation de la puissance3 est beaucoup plus facile mais elle est obtenue au prix de la performance et de la compléxité de la topologie.

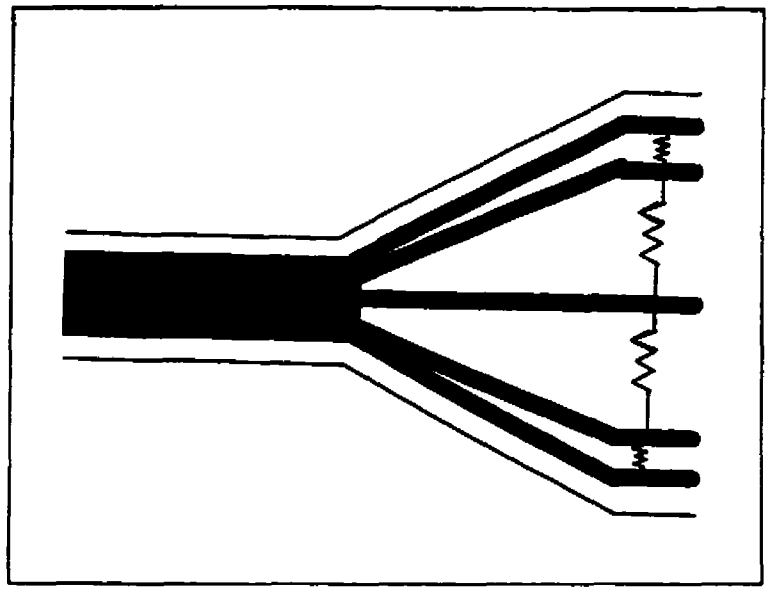


Figure 3.3: Combineur/diviseur hybride Wilkinson à N accès (résistances flottantes)

3.3 Les caractéristiques recherchées du nouveau diviseur de puissance

Étant donné que le diviseur à concevoir est destiné à être intégré dans un amplificateur dans le cadre du projet AMPLI, et que l'amplificateur en question est fait de dispositifs de différentes technologies, Il serait plus avantageux de concevoir un diviseur de puissance pouvant être facilement intégrer au reste du circuit. Le choix se restreint donc aux topologies planaires. Il nous faut alors, une topologie planaire qui malgré les inconvénients que présente cette catégorie de structures, puisse avoir des pertes moins élevées et avoir le net avantage de prendre le moins d'espace possible comparé à la structure qui lui est ``concurrente``: le diviseur sectoriel de la figure 3.2.

3.4 Conclusion

Nous avons décrit le rôle et les performances des diviseurs de puissance dans les systèmes de communication. Ensuite nous avons discuté des différents types de diviseurs tout en traitant un cas pour chaque catégorie. Ceci nous a mené à determiner les performances que l'on cherche dans le nouveau diviseur. Il serait donc intéressant de connaître les étapes de conception de la nouvelle structure ainsi que ses performances et caractéristiques.

CHAPITRE IV

CONCEPTION ET PERFORMANCES DU NOUVEAU DIVISEUR DE PUISSANCE

Dans ce chapitre, nous introduirons tout d'abord le concept de la nouvelle topologie de diviseurs de puissance, ensuite nous appliquerons cette structure en vue d'une performance en bande L. Viendra alors, l'énumération des différentes étapes de conception du nouveau diviseur en bande Ku. Par la suite, nous procéderons à la discussion des résultats obtenus. Nous concluerons enfin en proposant d'autres analyses pouvant être faites avec ce même genre de topologies.

4.1 Introduction à la topologie du nouveau diviseur

Le choix de la nouvelle topologie repose essentiellement sur le fait que l'on doit éliminer en majeure partie les inconvénients que présente le diviseur sectoriel de la figure 3.2. Étant donné que cette structure présente le grand défaut de prendre énormément de place dans un circuit et de présenter des ports dans différents plans (les ports sont placés sur un arc de cercle) ce qui crée une différence en délai de transmission des différentes branches vis à vis des cellules amplificatrices, il serait astucieux de placer les différents ports de sortiedansun même plan vertical [17]. Les ports étant placés donc de manière colinéaire, d'une part permettraient l'égalisation des délais de transmission de chacune des branches et d'autre part la structure globale (ensemble constitué par le diviseur et les cellules amplificatrices) prendrait moins d'espace. La figure 4.1.a et la figure 4.1.b permettent effectivement de voir le net avantage que présente cette structure en comparaison avec le diviseur sectoriel.

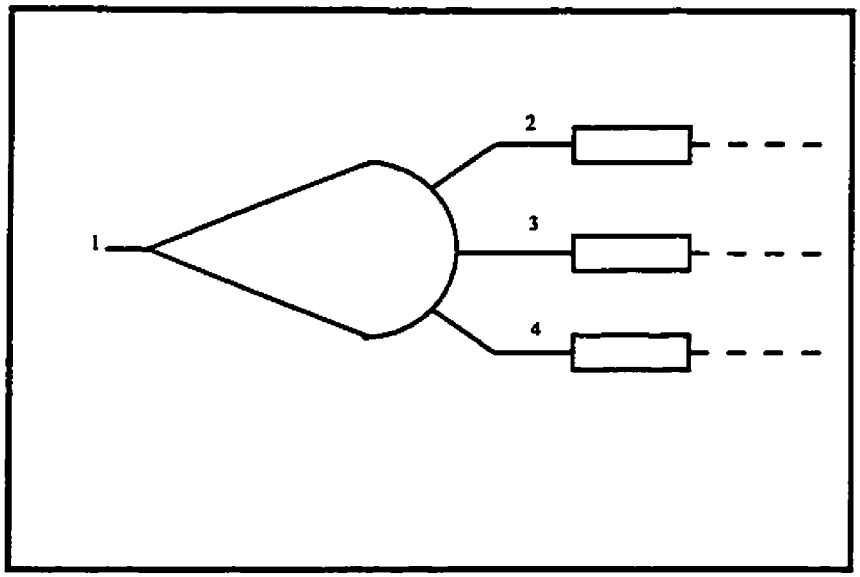


Figure4.1.a: Diviseur sectoriel à trois branches

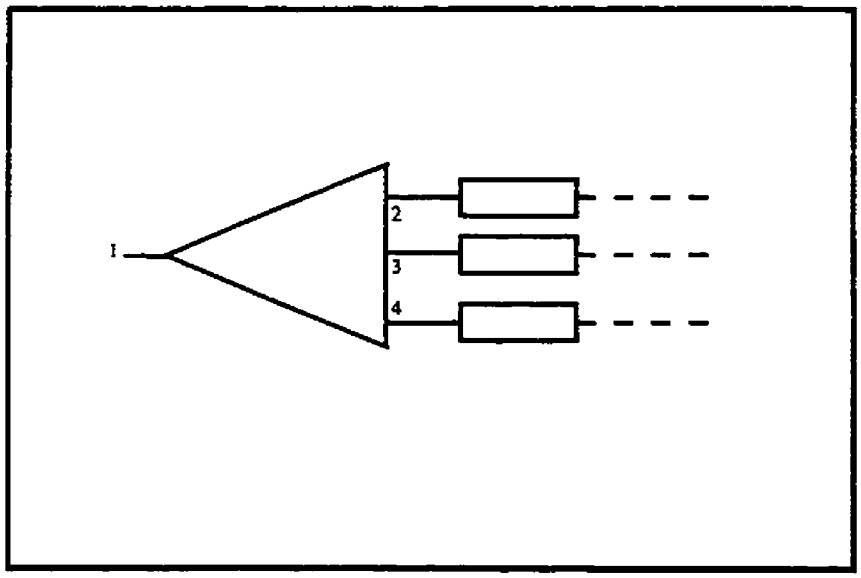


Figure4.1.b: Diviseur à trois ports colinéaires

Cependant, le fait de placer les différents ports dans un même plan vertical crée une différence de distance entre le port d'entrée et les différents ports de sortie. Si on prend en exemple le diviseur de la figure 4.1.b, la distance entre le port 1 et le port 2 n'est pas la même que la distance entre le port 1 et le port 3. Ceci bien sûr entraîne une différence entre les modules et les phases des différents signaux de sortie[1]. Afin de remédier à ce problème, et dans un cas plus général, on place des trous au milieu de la structure afin de contrôler les signaux des ports relativement proches du port d'entrée de manière à ajuster les différences entre modules et phases.

Nous proposons donc l'étude d'une telle structure à trois branches en bande L et en bande Ku. Ceci dans le but de confirmer l'utilité de son utilisation dans les systèmes de communication.

4.2 Application en bande L

Nous allons présenter dans cette section la description et les spécifications du modèle utilisé lors de la simulation en bande L, ensuite nous allons discuter les résultats obtenus lors des mesures d'un tel diviseur afin d'en tirer les améliorations possibles en vue d'une conception en bande Ku.

4.2.1 Contraintes et choix des dimensions

L'étude faite en bande L a pour but d'introduire le concept de base du nouveau diviseur de puissance. La structure de la figure 4.2 est le modèle de base à 3 ports utilisé lors de la simulation à cette bande de fréquence. La structure qu'on appelle modèle de

1. Vue la symétrie de la structure, on ne mentionnera que le port 2 et le port 3 dans notre étude.

base n'est autre que le diviseur sectoriel classique ayant cependant des ports de sortie dans un même plan vertical.

Il est à noter, qu'étant donné que les branches de sortie seront reliées aux cellules amplificatrices, une première contrainte de conception apparaît. Soit, il faut que l'espace minimal entre deux ports de sortie adjacents soit au moins égal à la largeur d'une cellule amplificatrice (annexe III). De plus, afin de faciliter l'égalisation des phases des signaux de sortie, il faut que l'angle d'ouverture du diviseur soit le plus petit possible. Cette deuxième contrainte découle du fait que plus l'angle est petit, moins il y a d'écart entre les distances des différents ports de sortie vis à vis du port d'entrée. Ceci revient donc au fait de devoir faire un compromis entre la longueur du diviseur et son angle d'ouverture. En ce qui concerne les dimensions de la structure, celles-ci sont données à la figure 4.2. Les cellules amplificatrices utilisées dans le cadre du projet AMPLI en bande L ont une largeur de 7mm, ce qui détermine l'écart minimal entre les différentes branches. De plus étant donné le substrat utilisé (voir tableau 4.1), la largeur d'une ligne 50 Ohms (largeur des ports) est d'à peu prés 1.5 mm. La longueur du diviseur est déterminée de manière à ajuster la fréquence centrale de la bande passante. On cherchera donc à calculer l'angle minimum d'ouverture qui nous permet de respecter toutes les contraintes. En se référant aux appellations des différentes dimensions données à la figure 4.2, on calcule l'angle θ_{min} par:

$$\theta_{min} = 2 \arctan\left(\frac{s_{min} + w + e_{min}}{D}\right) \tag{4.1}$$

où

s_{min} est l'écart minimal entre les branches adjacentes

w la largeur des ports

et

$e_{min} = \frac{1}{2} s_{min}$, la distance minimale entre le bord du port de côté et le coin du diviseur

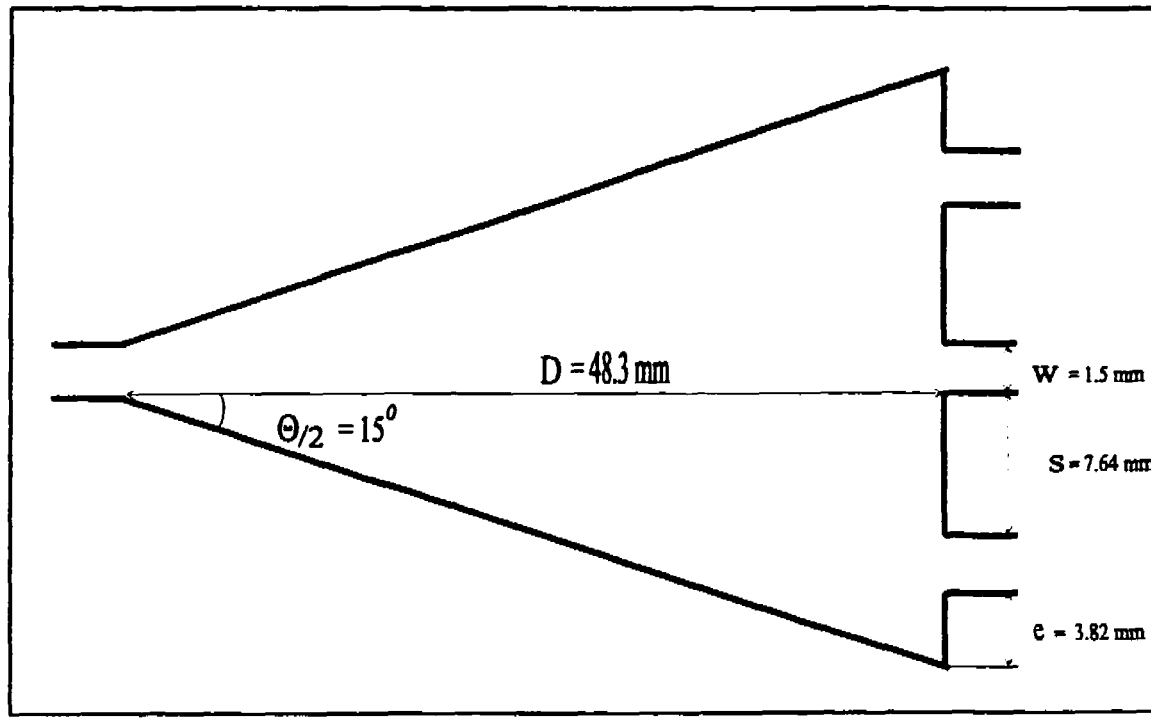


Figure 4.2: Modèle de base fabriqué en bande L

NOM DU SUBSTRAT	TMM3
PERMITIVITÉ	3.27
HAUTEUR	25 mil

Tableau 4.1: Spécification du substrat utilisé en bande L

Au fait, une série d'itérations et d'ajustement entre l'angle d'ouverture et la longueur du diviseur est nécessaire afin de satisfaire les différentes contraintes à la bonne fréquence centrale.

Les mesures d'un tel diviseur permettront d'une part de voir les caractéristiques d'une telle structure en bande L et d'autre part d'encourager une éventuelle étude en bande Ku.

4.2.2 Résultats et discussion

La figure 4.3 montre une comparaison entre les paramètres S simulés et ceux obtenus lors des mesures. On remarque donc qu'il y a une parfaite concordance entre les résultats que donne la méthode utilisée et les mesures. Ce qui confirme une autre fois que la méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'ondes planaire est un bon outil pour la caractérisation de ce genre de structure.

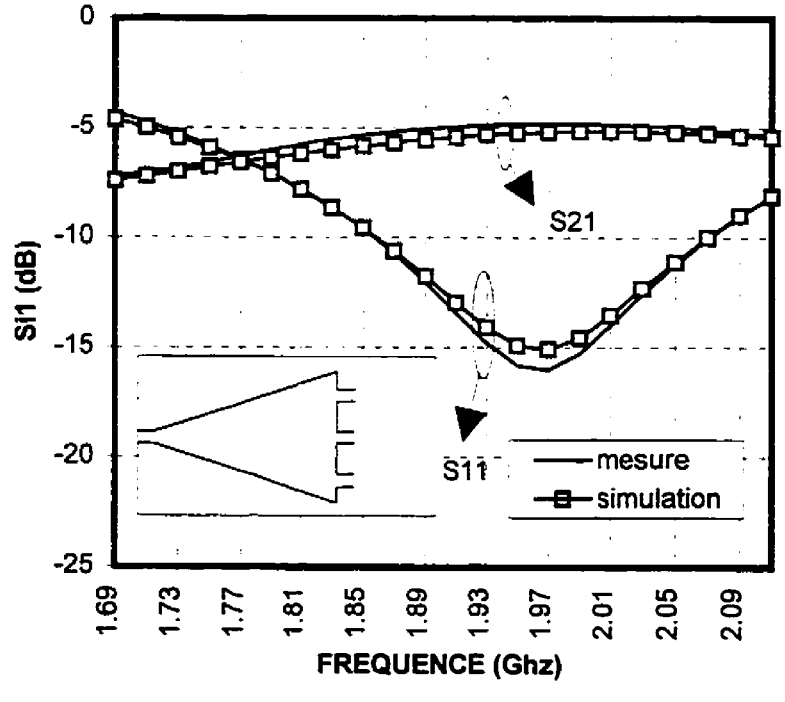


Figure 4.3: Comparaison entre les différents paramètres S simulés et mesurés

En ce qui concerne les signaux de sortie, on s'intéressera à la comparaison entre le signal du port 3 et celui du port 2 étant donné la symétrie de la structure. La figure 4.4 et la figure 4.5 comparent respectivement les modules et phases des transmissions aux ports 2 et 3. On remarque, alors que malgré l'absence d'un trou qui permettrait l'égalisation des deux signaux, ces derniers sont très proches. On note une différence de 0.7 dB en module et de 3 degrés en phase à une fréquence de 1.95 Ghz. Ce phénomène est dû au fait que le diviseur ayant une longueur assez grande et un angle d'ouverture très petit, la différence entre les distances des ports de sortie par rapport au port d'entrée est très faible. Il est donc inutile dans ce cas-ci d'insérer un trou à l'intérieur de la structure.

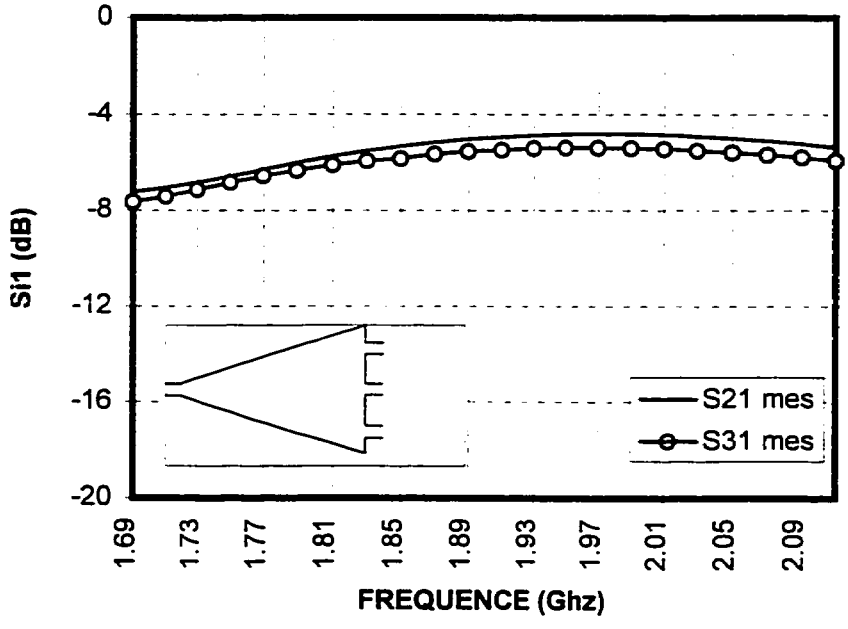


Figure 4.4: Comparaison entre les modules mesurés des transmissions

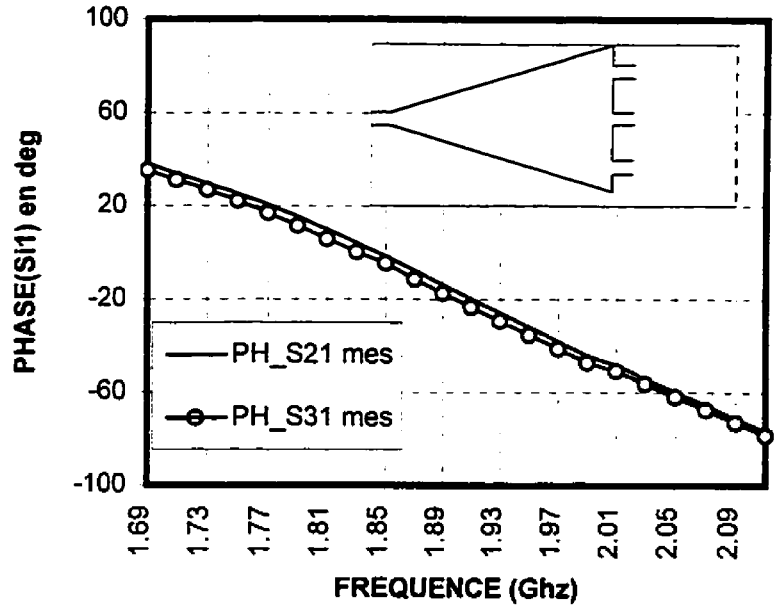


Figure 4.5: Comparaison entre les phases mesurées des transmissions

Le diviseur ainsi mesuré présente une bande passante de 10% à 1.95 Ghz et un coefficient de réflexion égal à -16 dB à cette même fréquence. Cependant les pertes engendrées par une telle structure sont surtout dues à la mauvaise adaptation en sortie. Effectivement, la figure 4.6 montre des paramètres S_{22} et S_{33} de l'ordre des 2dB. Cette désadaptation découle essentiellement de la présence inévitable des discontinuités à la sortie.

Malgré sa forme primaire, le diviseur conçu en bande L a donné des performances très satisfaisantes. Il nous a permis de nous rendre compte que la mauvaise adaptation en sortie reste un problème réel, voire inévitable, en ce qui concerne ce genre de diviseur. Il sera donc nécessaire d'essayer de remédier à ce problème ou du moins d'atténuer l'effet des discontinuités dans la conception du diviseur en bande Ku.

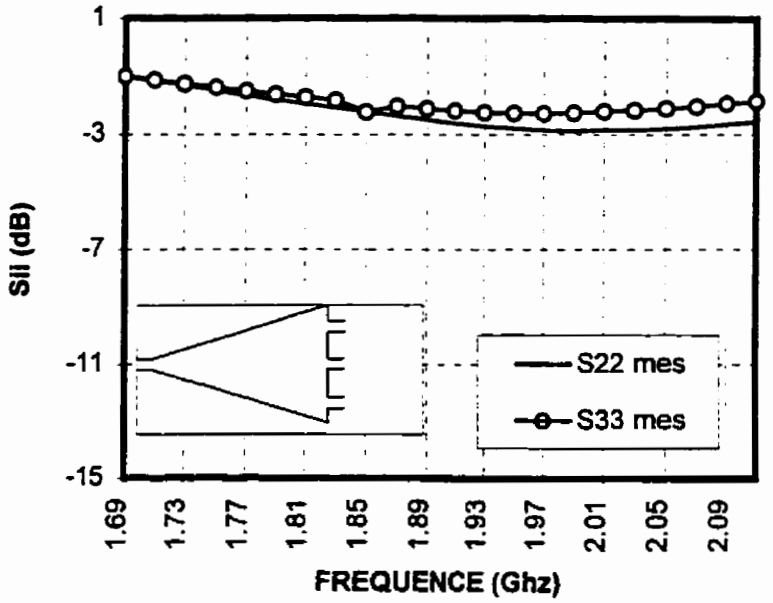


Figure 4.6: Paramètres mesurés de l'adaptation à la sortie

4.3 Conception du nouveau diviseur en bande Ku

L'étude faite en bande L a démontré qu'on est capable d'obtenir de bons résultats juste avec un modèle de base. L'optimisation d'une telle structure mènerait donc certainement à de meilleures performances. De plus, l'intérêt de notre recherche est basé sur la conception d'un tel diviseur en bande Ku en vue d'une application dans le cadre du projet AMPLI.

Dans cette section, nous allons donc décrire les différentes étapes de conception du nouveau diviseur à 3 ports, ensuite nous allons discuter des résultats obtenus en simulation et en mesure, et nous donnerons enfin une conclusion afin d'établir les points forts et faiblesses que présente une telle structure.

4.3.1 Spécifications et contraintes

Le but de notre travail est de concevoir un diviseur à 3 sorties en bande Ku, à une fréquence centrale de 14.25 Ghz et ayant une largeur de bande d'au moins 500 Mhz. Les objectifs visés sont, un bon coefficient de réflexion (moins que -10dB dans la bande passante), une différence de 1dB maximum entre les modules des signaux de sortie et une différence d'au plus 10 degrés entre les phases de ces mêmes signaux.
De la même manière que la structure en bande L présentait certaines contraintes de conception, le diviseur en bande Ku à concevoir présente certaines spécifications à respecter. Effectivement, les cellules amplificatrices dont on dispose dans le cadre du projet AMPLI en bande Ku ont une taille de 5mm x 9mm. Donc l'écart minimal entre les branches adjacentes doit être supérieur ou égal à 5mm. De plus, la longueur du diviseur à cette bande de fréquence devrait être logiquement plus petite que celle du diviseur en bande L. Ceci implique que l'angle d'ouverture jouera un rôle très important dans l'équilibre des modules et des phases. On choisira bien sûr l'angle le plus petit possible qui permet de respecter la contrainte de l'écart. Nous présentons donc le modèle de base utilisé comme première étape à la conception du nouveau diviseur.

4.3.2 Modèle de base

Le modèle de base est exactement la même topologie utilisée en bande L, cependant avec des dimensions différentes. Le substrat utilisé est celui donné au tableau 4.1. Quelques itérations ont permis de conclure qu'avec un angle minimum d'ouverture de 35 degrés, une longueur de 29.5 mm du diviseur permet de centrer la fréquence à 14.25 Ghz en maintenant les signaux le proche possible. Les dimensions d'un tel diviseur sont données à la figure 4.7.
La simulation d'une telle structure a donné des résultats qui prouvent qu'effectivement, étant donné les dimensions du diviseur, il existe un écart non négligeable entre les

distances des ports de sortie vis à vis du port d'entrée. Ceci crée comme le montre la figure 4.8 un décalage énorme en module entre la transmission au port 2 et celle au port3 (à 14.25 Ghz, $S_{21} \cong -8$ dB et $S_{31} \cong -5$ dB). On remarque que le port le plus proche au port d'entrée, en l'occurrence le port 3, a une transmission beaucoup plus forte que celles des autres ports. Il faut donc essayer de diriger le signal un peu plus vers les ports des côtés afin d'augmenter leurs niveaux de puissance sans pour autant accroître le signal du port du milieu. Une première étape serait de changer la forme sectorielle en une forme courbée qui permettrait de mieux diriger le signal tout le long du diviseur.

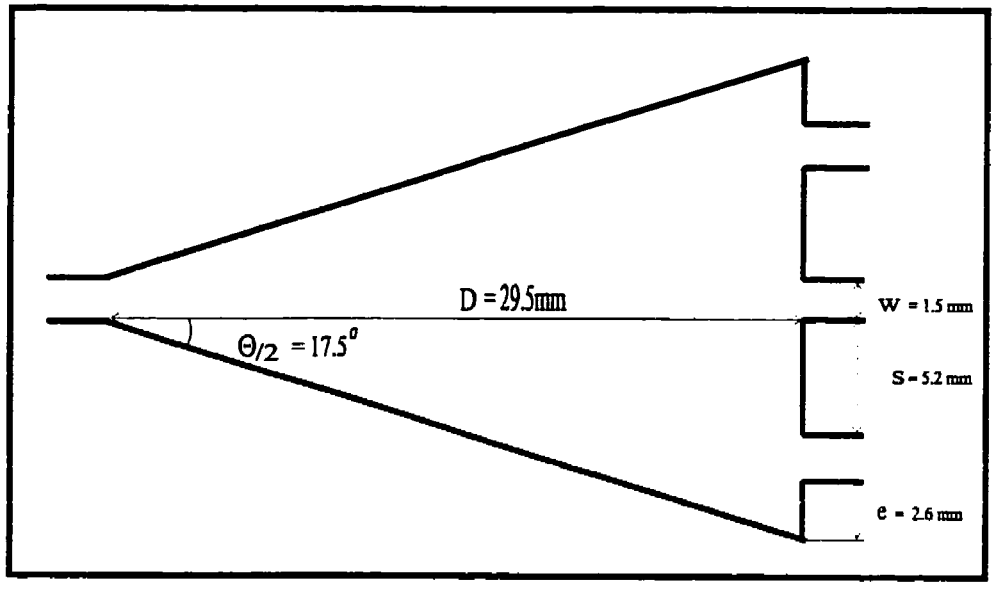


Figure 4.7: Modèle de base fabriqué en bande Ku

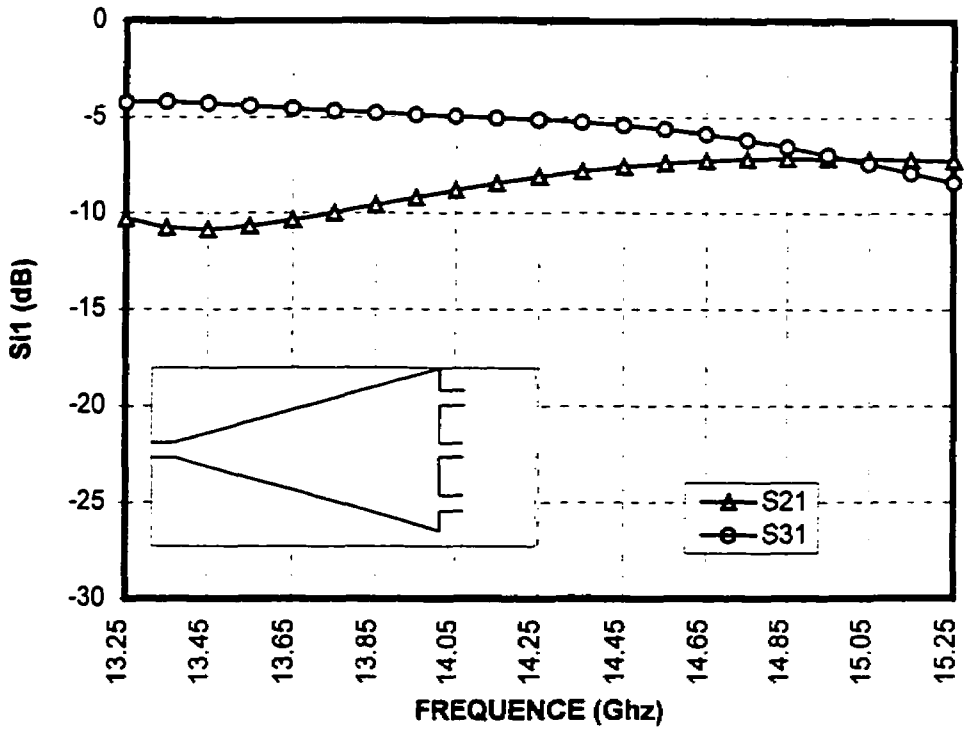


Figure 4.8: Paramètres de transmission du modèle de base

4.3.3 Forme sinusoïdale

La partie du diviseur allant du port d'entrée à la jonction juste avant la sortie représente une transition d'une ligne à grande impédance vers une ligne à faible impédance. Il serait donc préférable de pouvoir adoucir cette transformation le long du diviseur. Il s'avère que la fonction $y(x) = y_0\left(1 - m\cos\left(\frac{\pi x}{L}\right)\right)^2$ où x est la direction de propagation, m et L l'indice de modulation et la longueur du diviseur respectivement, donne la meilleure transition dans ce cas-ci.

La figure 4.9 montre qu'effectivement le fait de changer la forme sectorielle en une forme sinusoïdale permet de rapprocher les modules des différents signaux de sortie.

Cependant, on remarque qu'à l'introduction de la sinusoïde un certain décalage en fréquence se produit. Ceci est dû au fait que le chemin suivi par le signal le long de la courbure est plus grand que ce qu'il n'était auparavant le long de la frontière linéaire du diviseur. Il faudra donc diminuer la longueur du diviseur afin de l'ajuster à la bonne fréquence centrale.

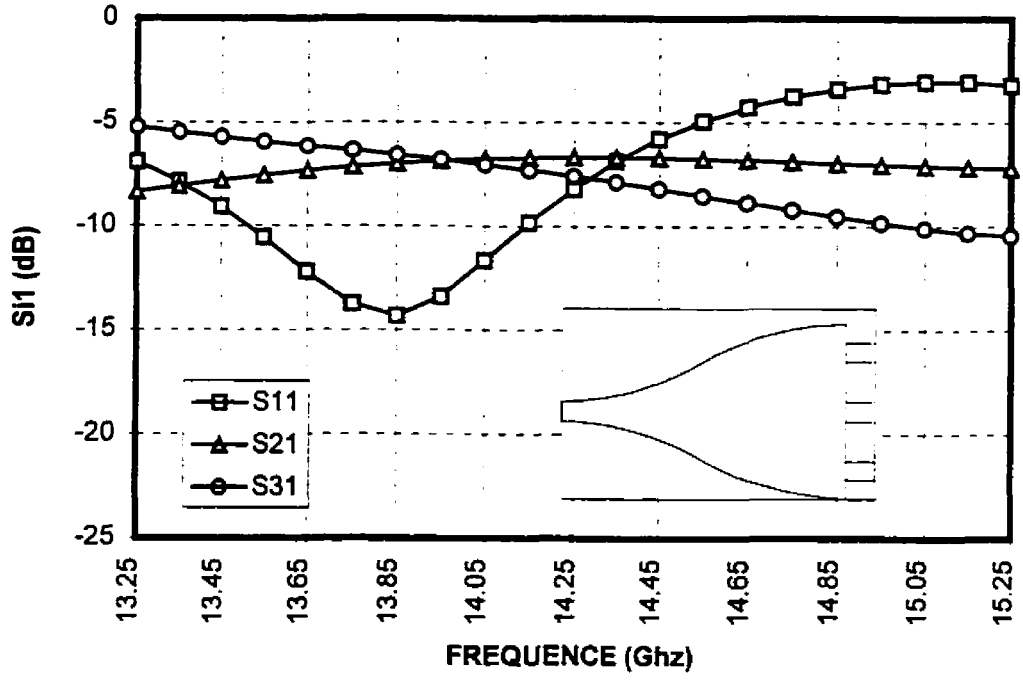


Figure 4.9: Paramètres de transmission du modèle sinusoïdal

4.3.4 Introduction des arcs

De la même manière que l'on a considéré que la transition entre l'entrée et la sortie devait s'adoucir en vue d'une meilleure transmission, cette fois-ci à la jonction de la sortie on se retrouve avec plusieurs discontinuités dues à la transition entre la portion de ligne à faible impédance juste avant la sortie et chacun des ports présentant une impédance beaucoup plus grande. Afin de remédier à ce problème, on a introduit des

arcs entre les différents ports adjacents. Ces arcs permettraient un changement plus ou moins graduel de l'impédance à ce niveau-ci dans le but d'obtenir une meilleure adaptation en sortie.

Nous avons donc fait varier à la fréquence centrale les paramètres d'adaptation en fonction du paramètre AMP inversement proportionnel à la courbure des arcs. La figure 4.10 montre que plusAMP est petit, moins élevé est le paramètre S_{33}. La valeur de S_{22} par contre reste à peu près constante par rapport à la forme de l'arc.

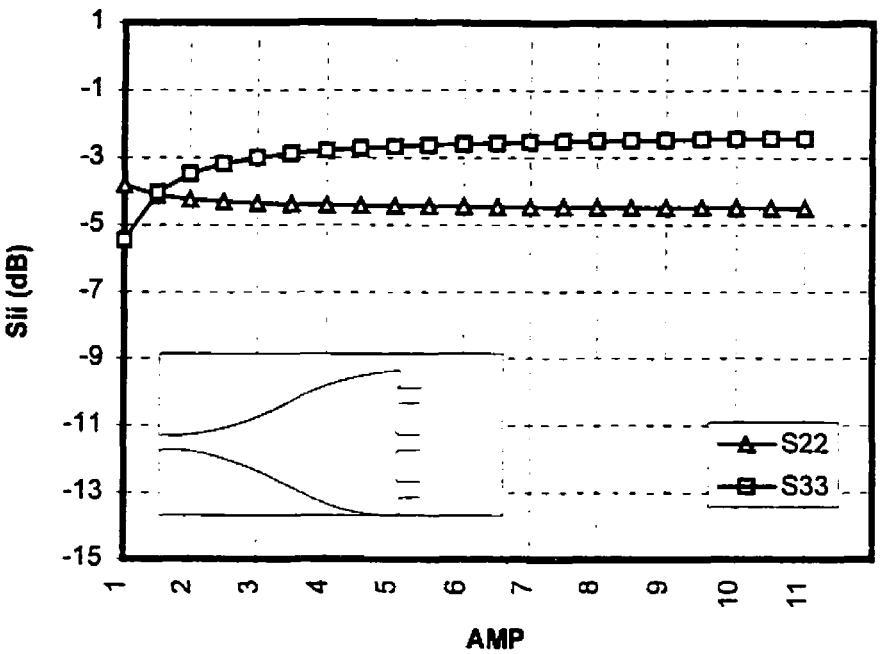


Figure 4.10: Variation de l'adaptation en sortie en fonction de la forme des arcs

4.3.5 Introduction du trou

Les simulations de la structure à laquelle on est arrivé à date ont démontré que sans trou le diviseur ne donne pas de bons résultats. On a un écart considérable entre les phases des différentes transmissions. Nous présenterons ces résultats plus tard lors d'une comparaison entre les performances du diviseur avec et sans trou. L'introduction du trou

s'avère donc nécessaire afin d'établir l'équilibre entre les différentes branches de la structure. Nous allons donc faire varier à la fréquence centrale tous les paramètres concernant le trou (grandeur, forme, position) jusqu'à l'obtention de la structure la plus performante possible.

4.3.5.1 Grandeur du trou

La grandeur du trou nécessaire pour équilibrer les différentes branches du diviseur peut être calculée de manière à approximer le chemin que fait le signal vers le port du milieu en présence du trou à la même valeur que la distance qu'il parcourt vers les ports des côtés. Au fait, cette approximation revient à dire que le trou divise la structure en trois parties égales. La figure 4.11 montre la grandeur idéale du trou qui permet de satisfaire cette condition. En se référant aux dimensions de la même figure, on a:

$$R = \frac{CTE(w+s)}{2}$$

où

R est le rayon du cercle

w est la largeur des ports

et

s est l'écart ente les ports adjacents.

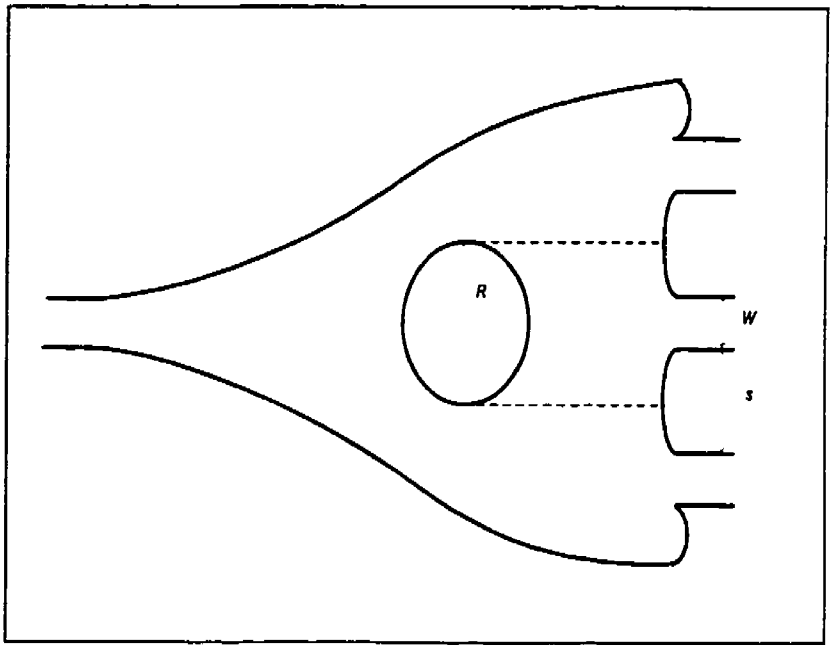


Figure 4.11: Schéma du trou introduit dans le diviseur

En prenant une forme circulaire du trou et en faisant varier sa grandeur (son rayon), on se rend compte d'après les simulations des figures 4.12 et 4.13 qu'avec une constante CTE=1 qui permet de diviser parfaitement la structure en parties égales, on obtient le meilleur compromis entre des transmissions proches, des phases proches et un coefficient de réflexion le plus bas possible mais qui reste quand même assez élevé. Ceci nous permet de conclure que le trou à la bonne hauteur qui divise équitablement les signaux, mais pas la bonne largeur étant donné qu'il influence énormément la réfléxion à la sortie. Ce qui nous mène donc vers une seule et unique alternative pour résoudre ce problème soit, garder la même grandeur verticale du trou tout en diminuant sa grandeur horizontale.

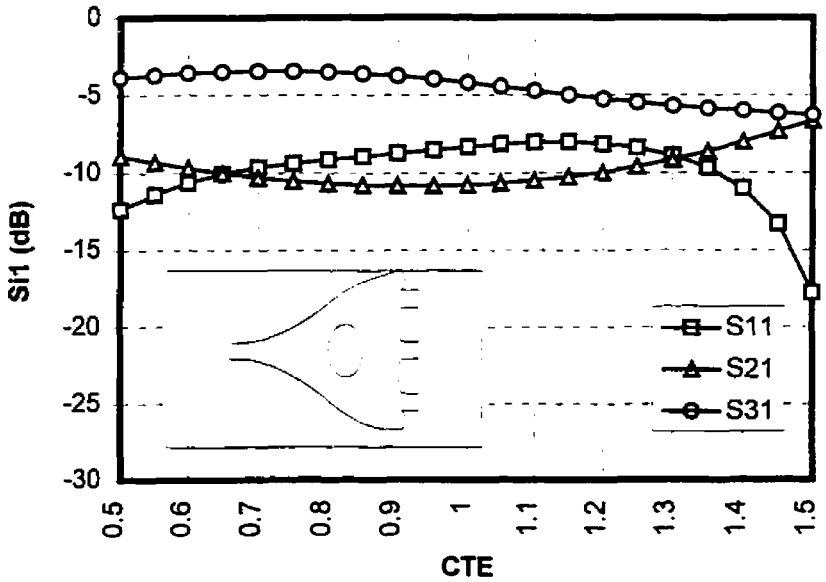


Figure 4.12: Paramètres de transmission en fonction de la grandeur du trou

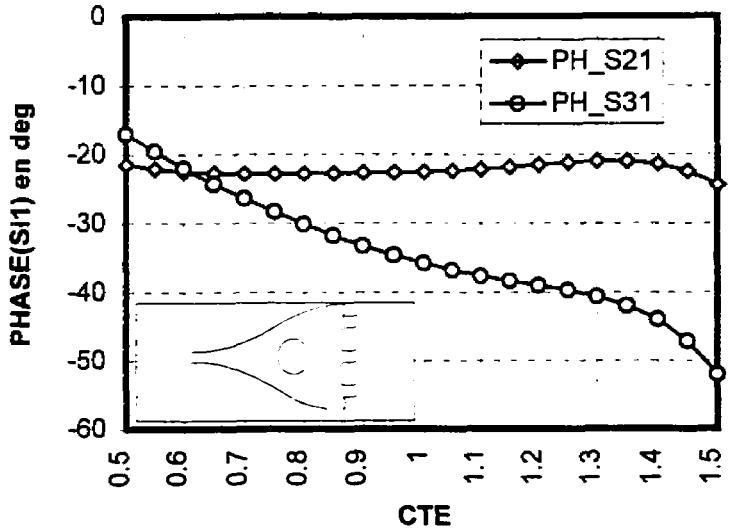


Figure 4.13: Phases des transmissions en fonction de la grandeur du trou

4.3.5.2 Forme du trou

Un seul choix de la forme s'est imposé. Effectivement, l'ellipse constitue une solution parfaite au problème puisqu'elle permet de garder la bonne longueur du trou tout en rétrécissant sa largeur.

On notera CT1 le rapport entre la longueur et la largeur du trou. Les figures 4.14 et 4.15 montrent la variation des modules et des phases des paramètres S respectivement en fonction du coefficient CT1. Dans ce cas-ci CTE est pris égal à 0.5. On remarque qu'effectivement aux alentours d'une valeur de CT1 égale à 2, la réflexion est très bonne et les transmissions et phases des signaux de sortie sont relativement proches. La forme ellipsoïdale est donc la forme idéale qui nous permet de satisfaire les conditions d'un bon fonctionnement du diviseur. Il reste bien entendu à ajuster la position du trou qui permettra d'obtenir les meilleures performances possibles.

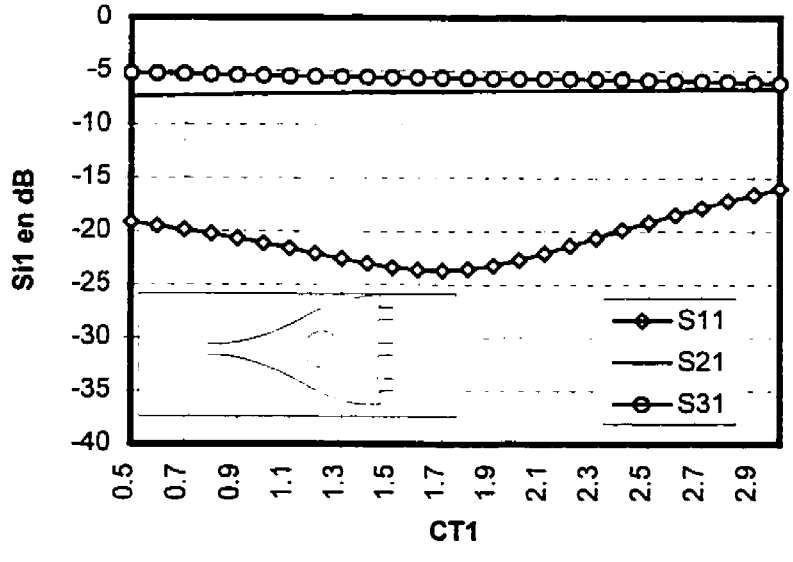


Figure 4.14: Paramètres de transmission en fonction de la forme du trou

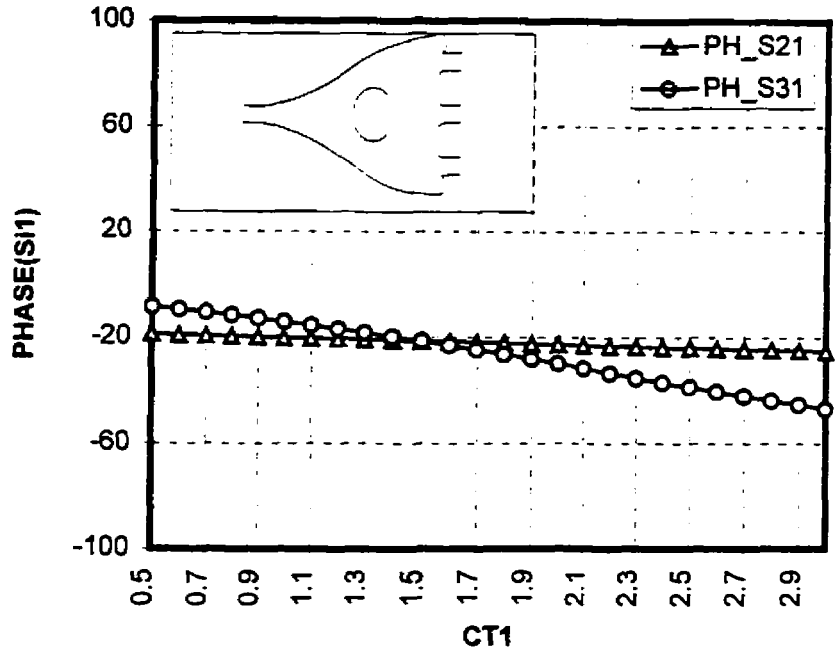


Figure 4.15: Phases des transmissions en fonction de la forme du trou

4.3.5.3 Position du trou

En faisant varier la position du trou le long de la direction de propagation, on est capable de déterminer la position optimale qui permet d'obtenir le meilleur fonctionnement du diviseur. Le trou devra être placé à peu près au milieu de la structure afin de ne pas trop influencer la réflexion à l'entrée du diviseur et l'adaptation à sa sortie. Les figures 4.16 et 4.17 montrent qu'à 17 mm de l'entrée, le trou permet la quasi égalisation des phases, le rapprochement des paramètres de transmission et une bonne réflexion en sortie de l'ordre de -24 dB à 14.25 Ghz.

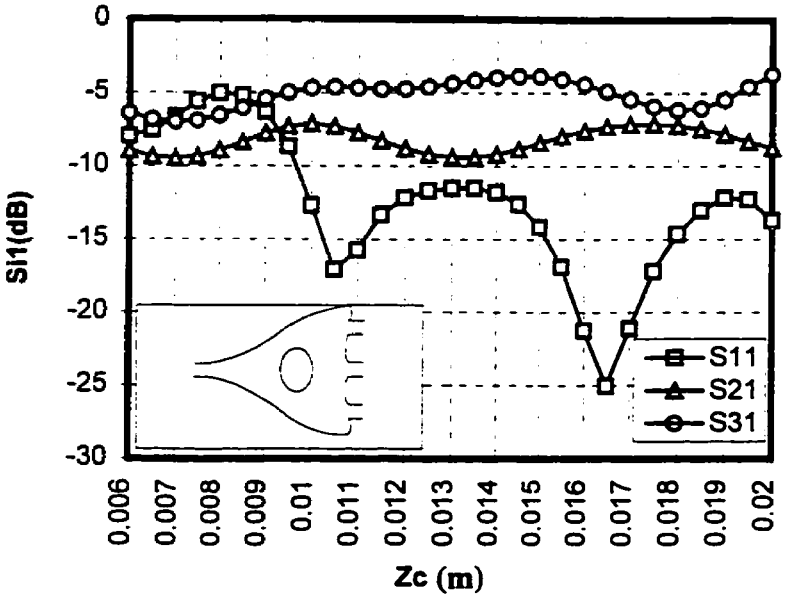


Figure 4.16: Paramètres de transmission en fonction de la position du trou

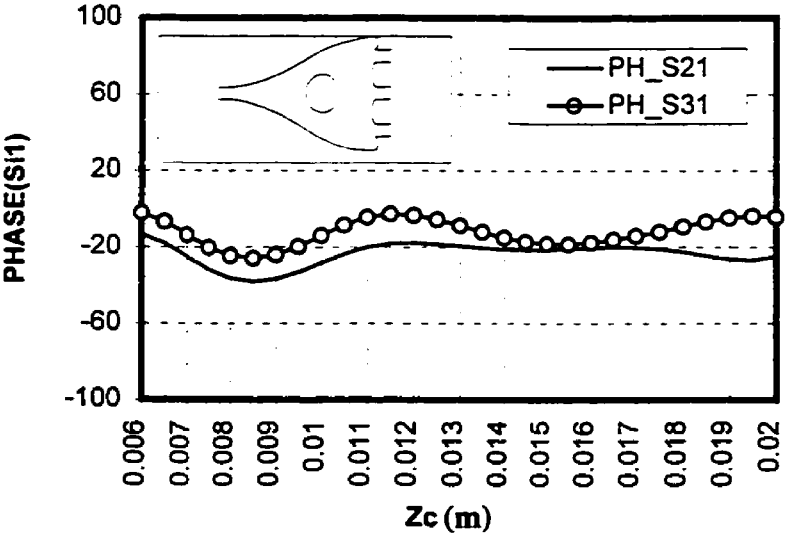


Figure 4.17: Phases des transmissions en fonction de la position du trou

Ayant donc tous les paramètres fixés, le diviseur en question permettrait d'obtenir les meilleurs résultats possibles. Il est à noter que tous les paramètres concernant la forme et les dimensions du diviseur interagissent entre eux. Il a donc été nécessaire de faire quelques itérations afin d'obtenir les performances requises. La figure 4.18 représente le dessin du diviseur final tel que conçu. Le diagramme de la figure4.19 montre qu'une fois le trou placé, il nous faut faire des itérations entre sa position et la forme des arcs préalablement introduits entre les branches adjacentes afin d'obtenir les performances désirées.

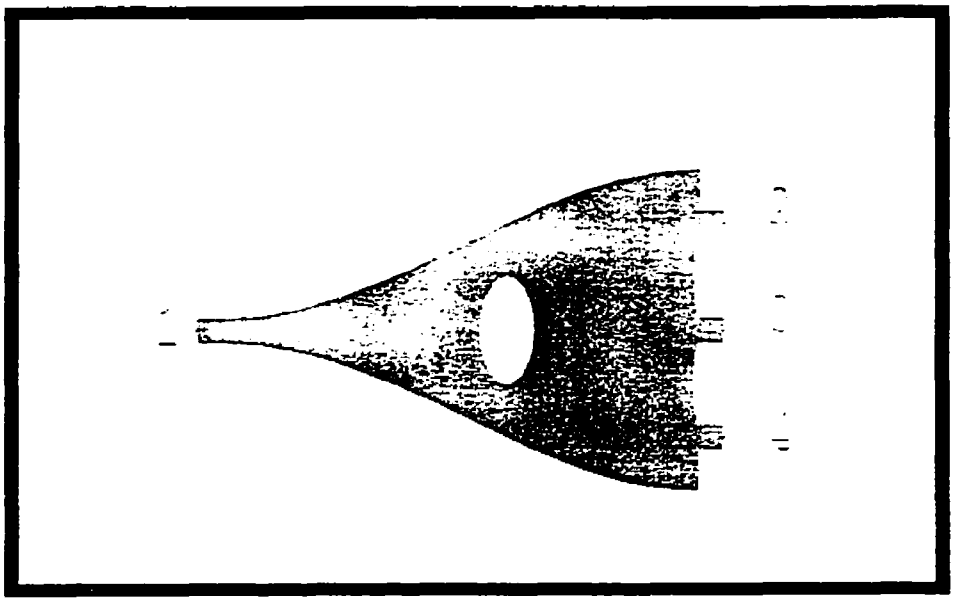


Figure 4.18: Dessin de la forme finale du nouveau diviseur en bande Ku

4.3.5.4 Conclusion

Les étapes de conception du nouveau diviseur nous ont permis de déterminer les paramètres et dimensions qui permettraient un bon fonctionnement en bande Ku. Dans ce qui suit, nous allons discuté des résultats obtenus, des performances de la structure et de son avenir dans le domaine des communications.

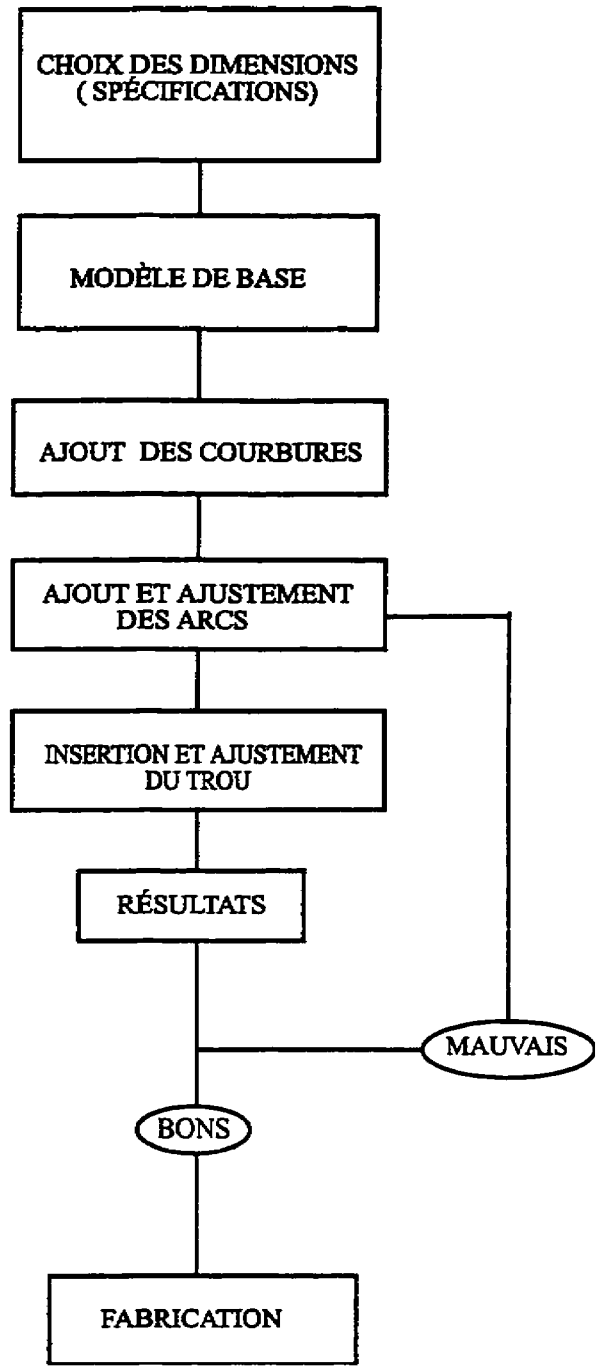


Figure 4.19: Diagramme illustrant les différentes étapes de conception du diviseur

4.3.6 Résultats et discussion

La conception du nouveau diviseur de la figure 4.18 étant achevée, nous allons dans un premier temps comparer les différents paramètres mesurés et simulés afin de valider les transformations portées à la méthode utilisée. Ensuite nous discuterons des performances de la structure, ces avantages et inconvénients.

Les figures 4.20 et 4.21 font la comparaison entre les résultats obtenus grâce à la simulation et les mesures effectuées en ce qui concerne le nouveau diviseur. On remarque que les deux résultats sont très proches et concordent presque parfaitement. Cependant, les mesures sont un peu décalées en fréquence, on note en effet un décalage de 1.7%. Ceci s'explique par le fait que l'on considère dans la simulation la propagation du mode TEM uniquement et donc on ne tient pas compte des autres modes qui se propagent. Ceci montre donc que la contribution qui a été faite au niveau de la généralisation de la méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'ondes planaire a porté fuit. On peut donc affirmer que malgré les approximations faites dans le calcul des dimensions effectives, la méthode s'applique maintenant parfaitement à des structures comportant des éléments de courbure et des trous.

La figure 4.22 et 4.23 mettent en évidence le rôle important que joue le trou dans l'égalisation des modules et des phases des signaux de sortie. Effectivement, d'après la figure 4.22 on constate qu'on arrive à une différence d'environ -0.7 dB en module et de 5 degrés en phase entre les différentes branches. La figure 4.23 quant à elle compare les différences entre les signaux de sortie du diviseur avec et sans trou. On remarquera qu'à l'introduction du trou, les signaux de sortie ont des valeurs beaucoup plus proches.

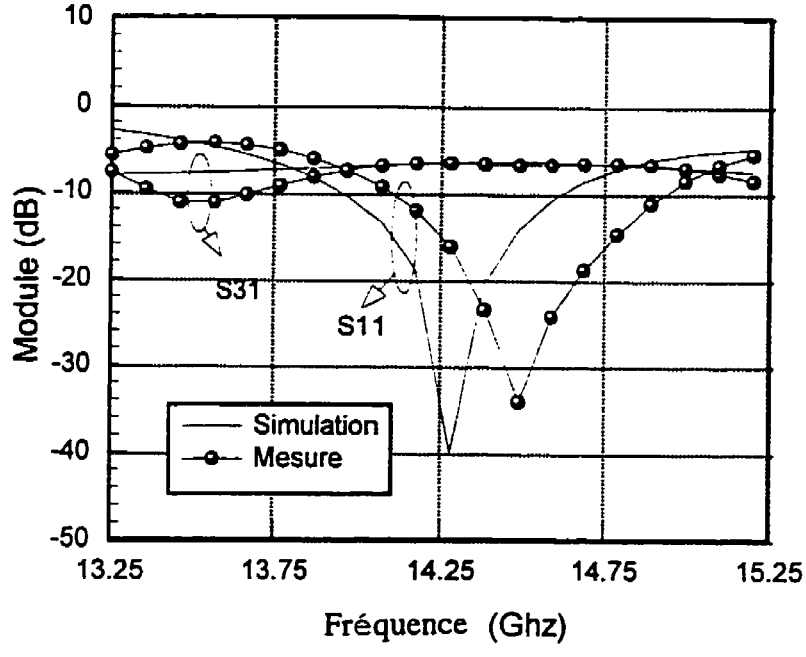


Figure 4.20: Comparaison entre les modules simulés et mesurés des transmissions et de la réflexion

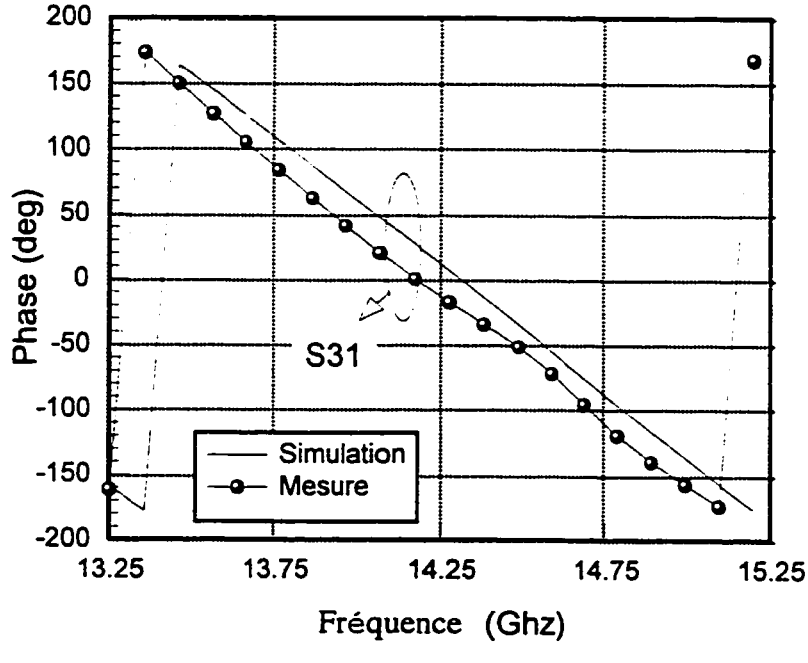


Figure 4.21: Comparaison entre les phases des transmissions simulées et mesurées

En ce qui concerne les performances du diviseur, la figure 4.20 montre qu'on obtient un bon coefficient de réflexion atteignant les -35 dB à une fréquence centrale de 14.5Ghz avec une largeur de bande de 5% (700 Mhz). Cependant, les transmissions sont aux alentours de -6.5 dB ce qui veut dire qu'on a plus ou moins 35% de pertes en puissance. Ces pertes sont essentiellement dues à la mauvaise adaptation en sorties du diviseur. Effectivement, les paramètres d'adaptation d'un tel diviseur constituent son unique défaut. La figure 4.24 montre que les paramètres S_{22} et S_{33} ne sont pas très satisfaisants. Surtout en ce qui concerne l'adaptation au port 3, étant donné l'emplacement du trou en face du port, celle-ci reste la plus dégradée. D'un autre côté, la même figure montre que l'on obtient une assez bonne isolation entre les différents ports ($S_{23} \approx -13$ dB et $S24 \approx 10$dB).

Étant donné le problème que présente la structure ainsi conçue au point de vue adaptation, celle-ci est uniquement utilisable en tant que diviseur et non combineur de puissance. Effectivement, au niveau de la division du signal les pertes sont moindres qu'au niveau de la combinaison, puisque une perte de 35% d'un signal est inférieure à la même perte du même signal amplifié. Il existe par contre une solution à ce problème qui consiste à trouver une autre grandeur du trou, ce qui influencera bien sûr les autres paramètres, qui permettra de donner de meilleurs paramètres d'adaptation. La figure 4.25 montre qu'en variant la grandeur du trou les paramètres d'adaptation peuvent être améliorés. On est donc capable de trouver une structure du même type qui fournirait des paramètres permettant son utilisation en tant que combineur. D'autres champs restent donc à exploiter.

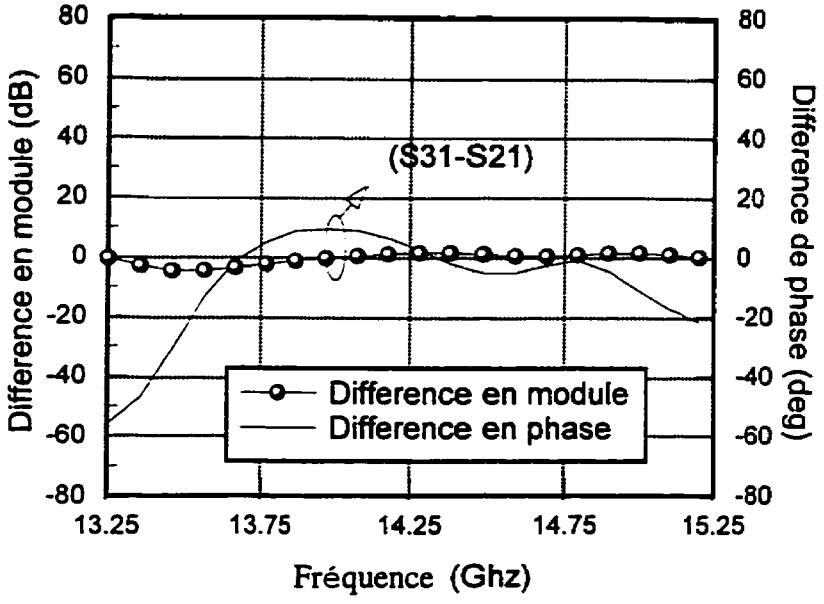


Figure 4.22: Comparaison entre les modules et phases mesurés des différents signaux de sortie

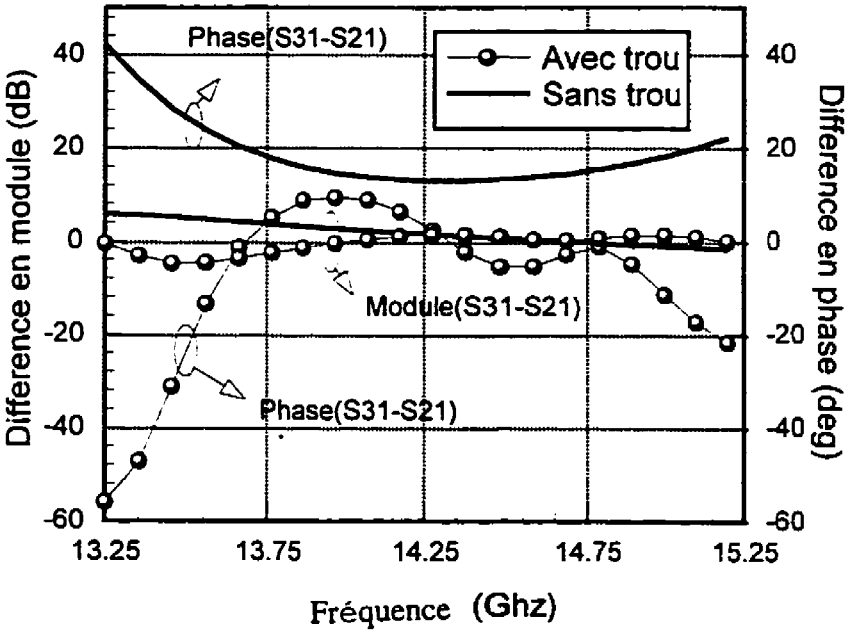


Figure 4.23: Comparaison entre les modules et phases des différents signaux de transmission de la structure avec ou sans trou

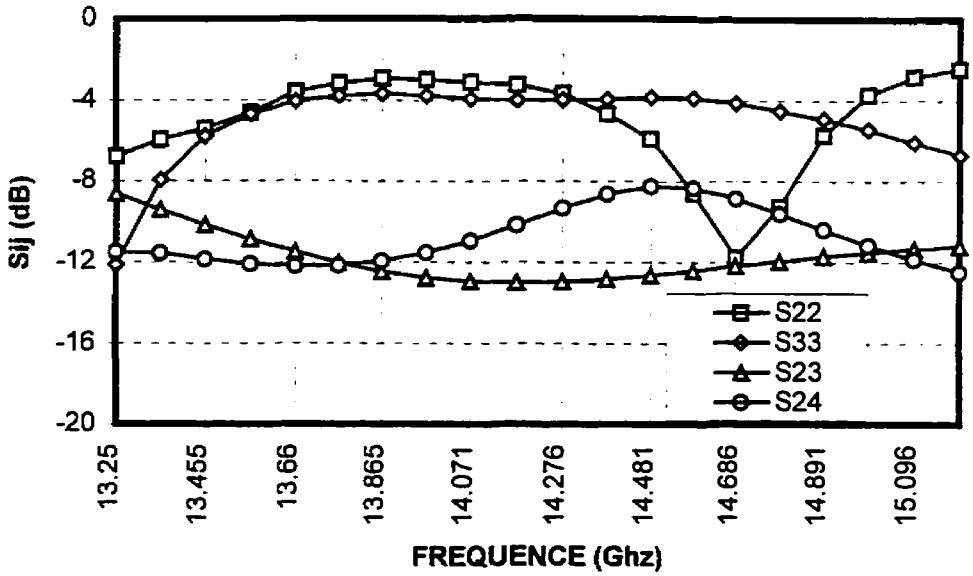


Figure 4.24: Les différents paramètres d'adaptation et d'isolation

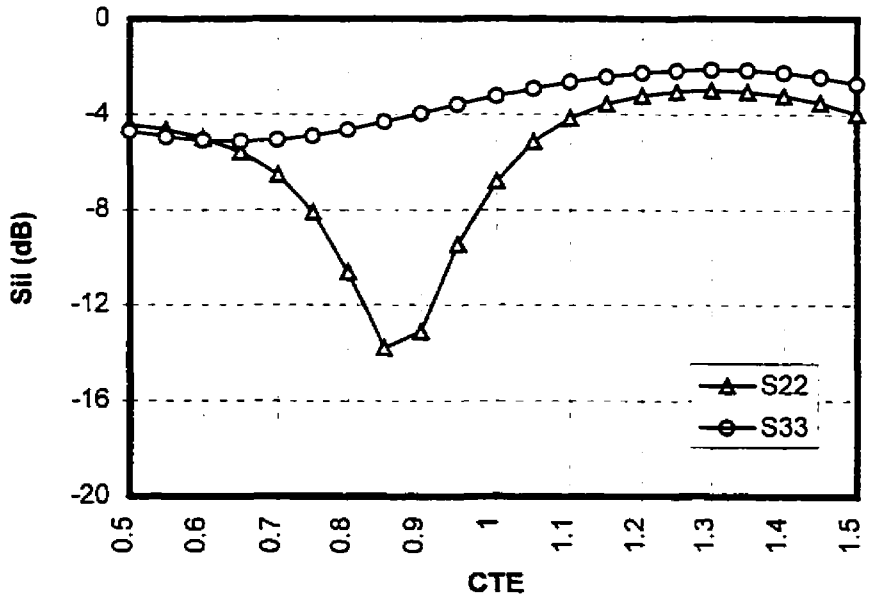


Figure 4.25: Variation des différents paramètres de l'adaptation en fonction de grandeur du trou

4.4 Conclusion

Nous avons donc étudié le nouveau modèle de diviseurs de puissance à ports colinéaires. Une première approche a été d'utiliser un modèle primaire pour évaluer les performances de ce genre de structure en bande L. Les résultats obtenus ont été satisfaisants pour un modèle de base. Ceci nous a mené à développer une technique de conception en vue de l'amélioration des performances d'un tel diviseur en bande Ku. Nous avons donc aboutit à une structure à ports alignés ayant des éléments de frontières en forme sinusoïdale, des arcs entre les différentes branches adjacentes et contenant un trou de forme ellipsoïdale qui permet essentiellement d'égaliser les modules et phases des différents signaux de sortie. La topologie du dit diviseur permet donc de diviser équitablement les signaux à la sortie, de guarantir le même délai de transmission de ces signaux vers les cellules amplificatrices et permet aussi son intégration dans le plus petit espace possible en comparaison par exemple avec des structures de forme sectorielle ayant des ports placés sur un arc de cercle. D'ailleurs cette notion d'espace devient très importante lorsque le nombre de ports augmente. Une perspective serait de concevoir le même type de structure avec plusieurs ports, ce qui permettrait de mettre réellement en évidence le gros avantage de la nouvelle topologie. Cependant, la faiblesse d'une telle structure réside dans le fait que celle-ci présente des paramètres d'adaptation assez forts à cause des discontinuités qu'elle présente à la sortie. Ceci engendre bien entendu des pertes en puissance qui nous obligent à devoir limiter l'utilisation de la structure en tant que diviseur et non combineur de puissance. Il serait intéressant donc de pouvoir étudier une structure du même genre qui permettrait plutôt la combinaison des signaux que leur division. Une autre perspective serait d'utiliser justement la faiblesse d'une telle structure dans une quelconque application. Nous proposons donc dans le chapitre suivant, la conception d'un circuit d'adaptation partielle qui nous permettra effectivement de tirer profit des performances bonnes ou moins bonnes de la topologie du diviseur proposé.

CHAPITRE V
APPLICATION DE LA MÉTHODE UTILISÉE À LA CONCEPTION D'UN CIRCUIT D'ADAPTATION PARTIELLE

5.1 Introduction

Les transistors représentent les éléments essentiels d'une cellule amplificatrice. Cependant, les transistors tels que donnés par les manufacturiers nécessitent l'ajout d'un bon nombre de circuits qui permettent de les stabiliser, polariser et adapter en vue d'en tirer les meilleures performances possibles.

L'adaptation n'est pas chose facile. En partant de paramètres de réflexion en entrée et en sortie assez dégradés (très forts), on essaye d'aboutir à de bons paramètres qui permettraient le bon fonctionnement du transistor dans l'ensemble du circuit à concevoir.

D'un autre côté, le nouveau diviseur conçu a une faiblesse en tant que combineur vues les fortes réflexions qu'il présente en sortie. Ce désavantage peut disparaître si on utilise le diviseur pour faire un circuit d'adaptation partielle [18].

En effet, étant donné que la réflexion à la sortie du diviseur et celles au drain et à la grille du transistor sont toutes fortes, il serait intéressant de pouvoir profiter de ce rapprochement en ordre de grandeur pour améliorer les paramètres à la sortie ou à l'entrée du transistor en vue d'une adaptation finale beaucoup plus facile.

Le circuit d'adaptation partielle constituerait donc une étape qui permettrait d'une part de faciliter l'adaptation du transistor et, d'autre part, d'obtenir des circuits d'adaptation beaucoup plus simples et beaucoup plus compactes.

Ce chapitre présente donc en un premier temps les méthodes d'adaptation existantes, ensuite vient la présentation du circuit de préadaptation proposé et enfin une discussion des résultats simulés permettra de juger de l'efficacité et de l'utilité d'un tel circuit.

5.2 Différentes méthodes d'adaptation

L'adaptation de transistors mis en parallèle peut se faire de deux manières différentes. Une première méthode conventionnelle consiste à adapter chaque transistor tout seul et ensuite recombiner le tout vers une même sortie (figure 5.1). Les transistors étant généralement les mêmes, on n'a besoin que de reprendre le même circuit d'adaptation N fois dépendement du nombre de branches. Cependant parmis les désavantages de cette méthode on compte d'une part l'espace global utilisé (N circuits d'adaptation), et d'autre part l'insertion de N circuits engendre forcément une contrainte à imposer concernant l'écart entre les différentes branches adjacentes du diviseur ou combineur utilisé.

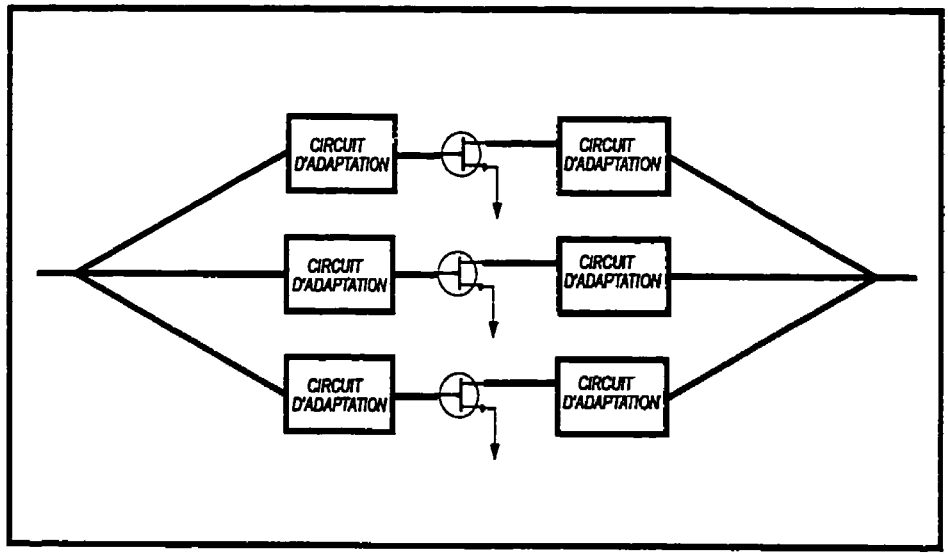


Figure 5.1: Méthode conventionnelle

Une autre technique appelée `` Méthode alternative classique `` est utilisée pour réaliser un étage de puissance. Celle-ci consiste à joindre les entrées ou sorties des transistors ensemble (en parallèle) et faire un circuit d'adaptation global pour tous les transistors à recombiner (figure 5.2).

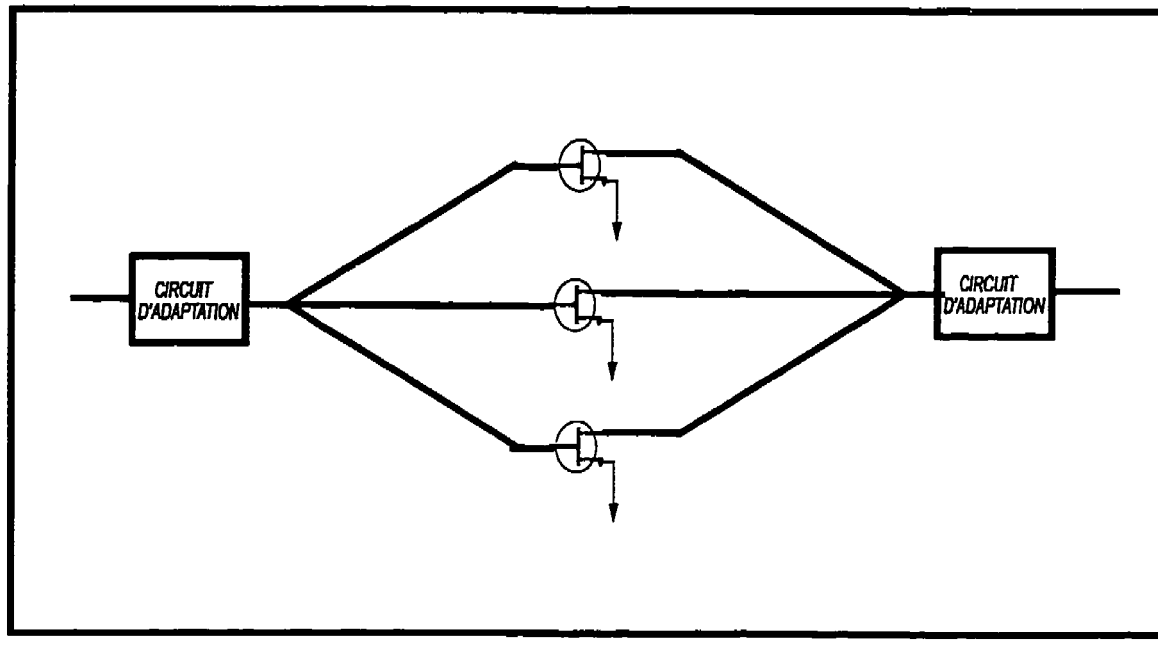


Figure 5.2: Méthode alternative classique

Dans ce cas-ci, comme les transistors ont de faibles impédances d'entrée et de sortie, l'utilisation de la topologie du diviseur conçu en tant que circuit permettant la préadaptation des transistors en parallèle rendrait favorable le désavantage que présente une telle structure. Nous allons donc donner dans ce qui suit les différentes étapes de conception d'un circuit permettant la combinaison en parallèle de deux transistors en vue d'une adaptation partielle.

5.3 Conception du circuit d'adaptation partielle

Dans cette partie, nous allons tout d'abord présenter les différentes étapes du choix de la structure et de la conception du circuit d'adaptation partielle désiré. Ensuite nous discuterons des résultats obtenus en simulation afin de juger de l'utilité et de l'avantage de l'intégration d'un tel circuit dans un étage d'amplification. Viendra enfin la comparaison du circuit obtenu aux structures existantes et à ce qui se fait actuellement dans le domaine.

5.3.1 Choix de la structure

Le but de l'étude est de concevoir un circuit qui permettra d'adapter partiellement deux transistors mis en parallèle et opérant en bande Ku à une fréquence centrale de 14.25 Ghz. L'idée est donc de pouvoir se retrouver à la sortie du diviseur (ou l'entrée du combineur) avec une impédance faible qui soit égale aux impédances spécifiées par le manufacturier. Au fait, à ces impédances ont été rajoutés les effets des fils de connexion (Wire Bonds), étant donné que les transistors et le diviseur ne sont pas sur une même plate-forme. Il est donc nécessaire de se rapprocher, dans la limite du possible, aux paramètres S de réflexion en entrée et en sortie des transistors en module et en phase. En un premier temps, nous avons simulé à l'aide de la méthode numérique utilisée (méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'ondes planaire) la transition trapézoïdale (taper) de la figure 5.3.a qui permet de passer d'une grande à une petite impédance ou vis versa.

Cependant, étant donné les résultats obtenus à ce stade là, une telle structure ne permettait pas d'atteindre la phase désirée. Il a donc fallu rajouter un bout de ligne à la transition afin de se ramener au même niveau de phase que les paramètres que présentent les transistors. La figure 5.3.b montre donc la deuxième étape du design qui consiste à simuler une telle structure en variant simultanément la longueur de la

transition (taper) et celle de la ligne rajoutée. Après plusieurs itérations, quelques modifications ont été effectuées en ce qui concerne la forme de la structure afin d'atteindre le but désiré. La structure finale de la figure 5.3.c montre que l'on se retrouve au fait avec une sorte de grosse capacité à laquelle on a ajouté une transition qui permet de passer graduellement de la petite impédance à la grande impédance.

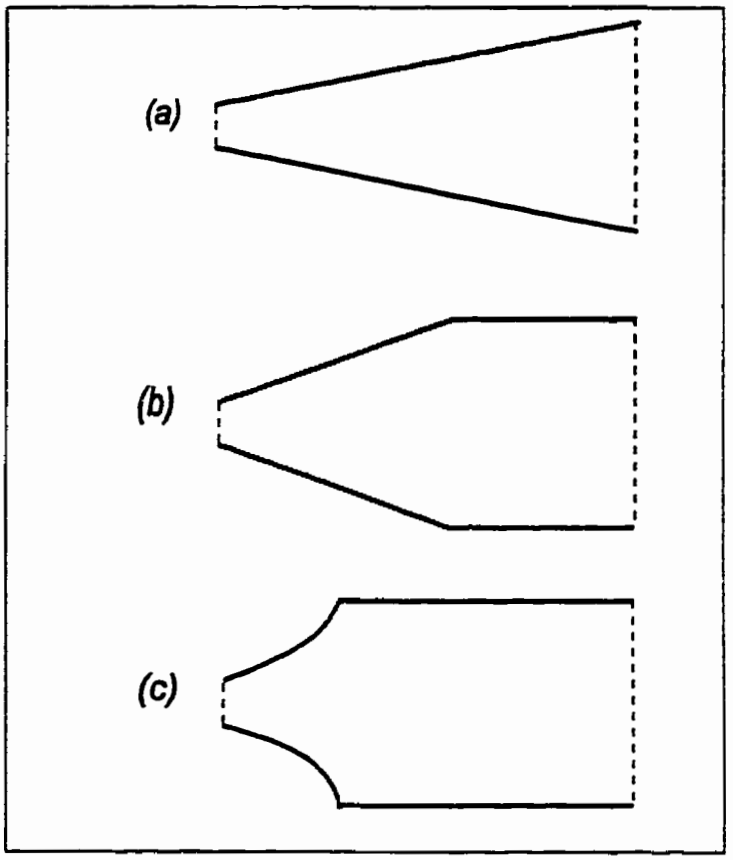


Figure 5.3: Choix de la topologie du circuit de préadaptation

a- Structure de départ (biseau)

b- Structure intermédiaire (biseau avec ligne)

c- Structure finale (biseau sinusoïdal avec ligne)

5.3.2 Étapes de conception et résultats obtenus

La topologie étant choisie, il reste à trouver le bon circuit qui permettra de préadapter les transistors. Il faut donc trouver les bonnes dimensions des structures à utiliser. Il est à signaler que les circuits de préadaptation à l'entrée et à la sortie des transistors différent étant donné que les impédances que présentent les transistors au drain et à la grille ne sont pas les mêmes. Nous allons donc en un premier temps essayer de préadapter les entrées des transistors (grilles), ensuite nous rajouterons le même circuit aux sorties des transistors (drains) et nous ferons quelques itérations qui permettront de se rapprocher le plus possible des paramètres de réflexion désirés en modifiant les dimensions des structures préalablement insérées. La figure 5.4 illustre les étapes de conception du circuit d'adaptation partielle à concevoir. Il faudra donc trouver des structures telles qu'à l'entrée (sortie) des transistors, elles présentent un paramètre S_{22} (S_{11}) égal au conjugué du S_{11} (S_{22}) que présentent les transistors. De plus, la conception du circuit devra tenir compte des contraintes liées surtout à l'espace à utiliser étant donné que les transistors et les circuits de préadaptation doivent être contenus dans un boîtier de 6mmx9mm. Ceci dit, la longueur total d'un circuit de préadaptation doit être au maximum égale à 4mm ($\approx 0.5\lambda$ pour un substrat TMM3 de permittivité $\varepsilon_r = 10.05$ et de hauteur h=10 mil).

En un premier temps, l'ajout d'un circuit de préadaptation à l'entrée des deux transistors a permis d'obtenir des résultats très encouragent. Effectivement, la figure 5.5 montre que le paramètre S_{11} de réflexion à l'entrée s'améliore en présence de la structure. Celle-ci a été obtenue après plusieurs itérations faites sur les dimensions de la ligne et celles de la transition (biseau). Ces dimensions sont données à la figure 5.8.a. Cependant, on remarque d'après la même figure que le paramètre S_{22} reste encore fort. Une première alternative serait donc de placer le même circuit de préadaptation à la sortie des transistors. La figure 5.6 montre les résultats d'un tel circuit. On remarquera que les deux paramètres S_{11} et S_{22} s'améliorent, on atteint les -4 dB à peu prés.

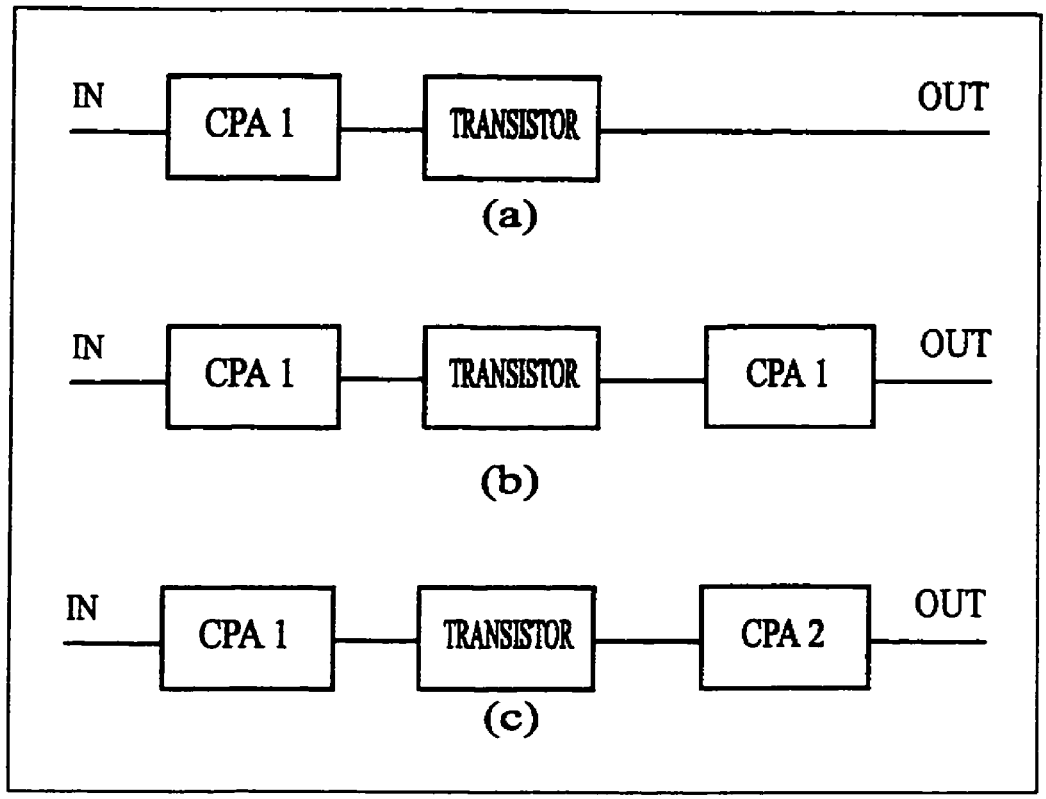


Figure 5.4: Étapes de conception du circuit de préadaptation[2]

À ce niveau là, une autre contrainte apparaît. Il faut tenir compte du fait que l'intégration de tels circuits influence de manière considérable la stabilité des transistors. Le facteur K qui caractérise la stabilité doit toujours rester aux alentours de 1, ce qui permettrait de stabiliser plus facilement les transistors une fois adaptés (K>=1: transistor stable, K<1:transistor instable). il faudra donc faire plusieurs changements en ce qui concerne les dimensions des circuits de préadaptation de part et d'autre des transistors pour aboutir enfin aux circuits qui donneront les meilleurs résultats en respectant biensûr toutes les contraintes décrites plus haut.

2. CPA : Circuit de préadaptation

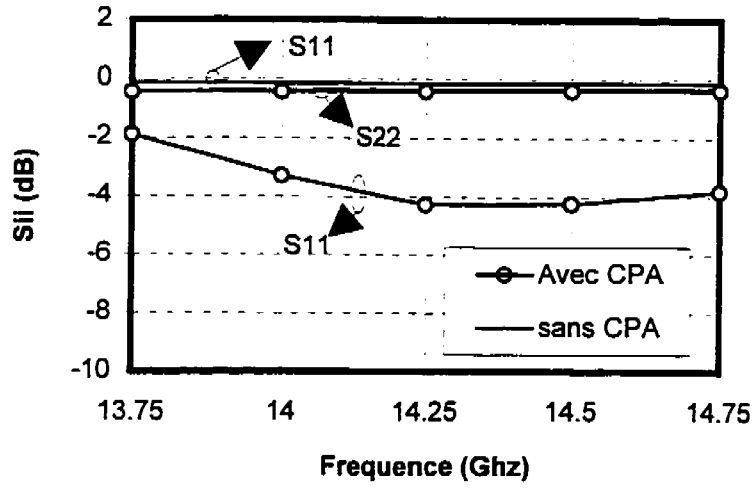


Figure 5.5: Variation des paramètres de réflexion en fonction du circuit de préadaptation placé à l'entrée des transistors

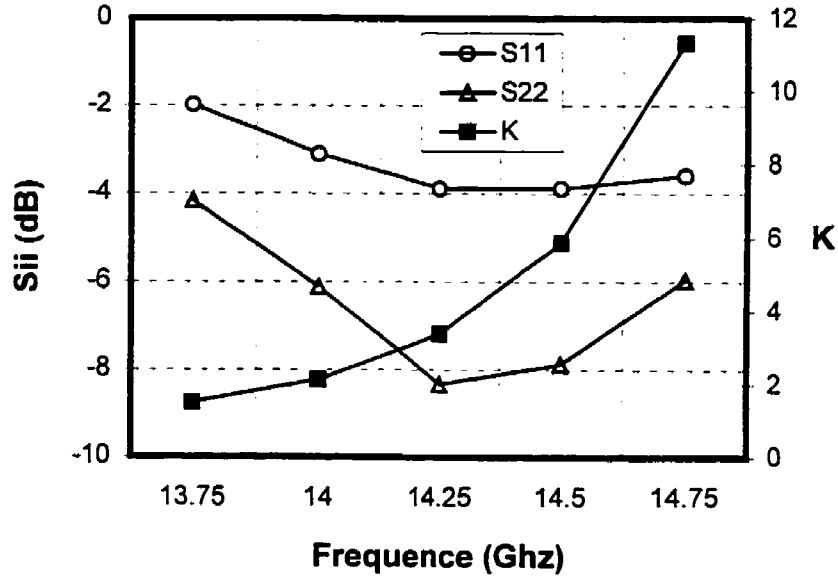


Figure 5.6: Variation des paramètres de réflexion et du facteur de stabilité en fonction du circuit de préadaptation placé à l'entrée et à la sortie des transistors

Cependant, on se rendra compte qu'une deuxième itération concernant le changement des dimensions du circuit de préadaptation à la sortie des transistors est suffisante pour atteindre des résultats très satisfaisants tout en respectant les différentes contraintes imposées au point de vue conception et performances. La figure 5.7 montre qu'effectivement même si les paramètres de réfléxion ont été un tout petit peu dégradés (augmentés), on a pu abaisser la valeur du facteur de stabilité. Les dimensions des circuits d'adaptation finalement adoptés sont données par la figure 5.8.b.

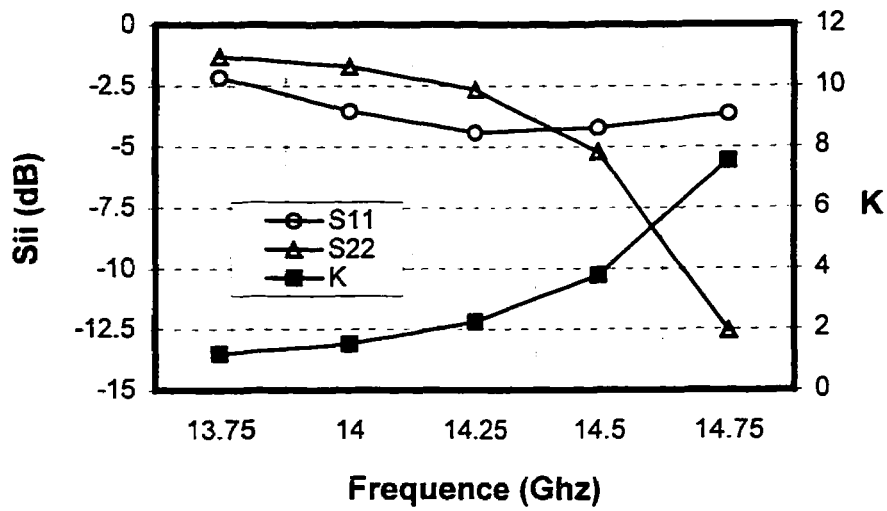


Figure 5.7: Effet du changement du circuit de préadaptation à la sortie sur les différents paramètres

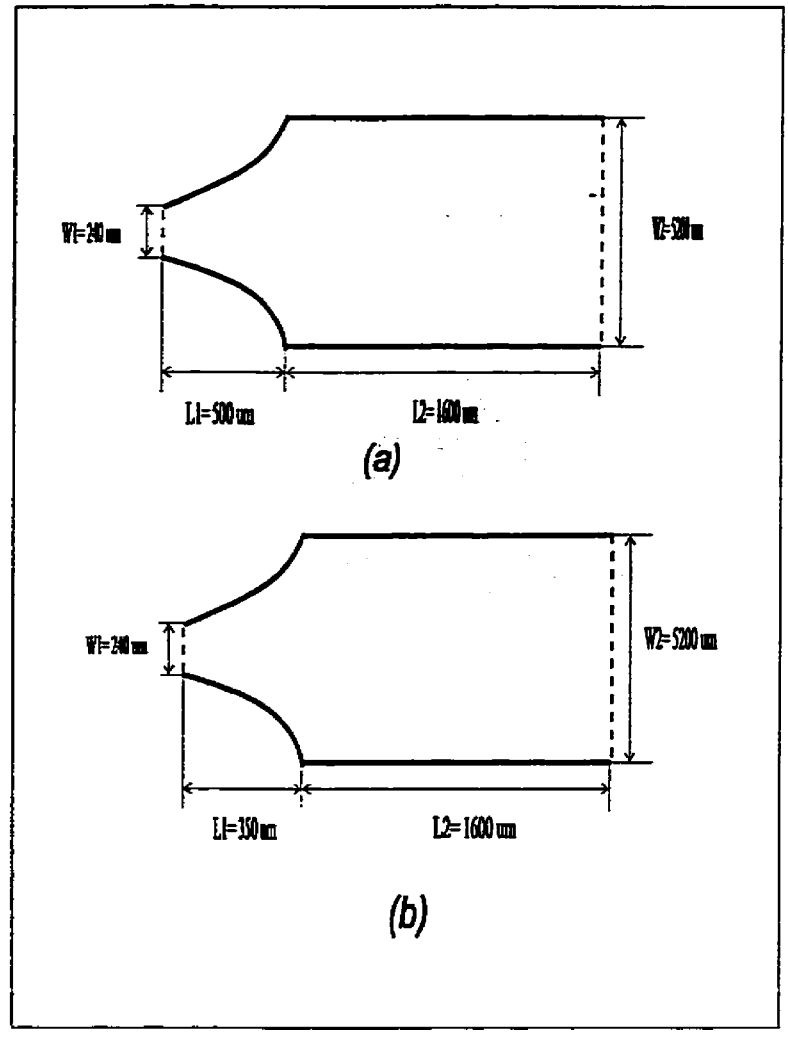


Figure 5.8: Dimensions des circuits de préadaptation utilisés

a- CPA à l'entrée

b- CPA à la sortie

5.3.3 Discussion

Les résultats obtenus montrent qu'effectivement on est capable de trouver à l'aide de simulation un circuit qui adapte partiellement un ou plusieurs transistors. La figure 5.9 montre le dessin du circuit tel que soumis pour la fabrication. En général, les industriels utilisent des méthodes expérimentales pour trouver de tels circuits. Ces méthodes consistent au fait à placer de gros condensateurs à l'entrée et à la sortie des transistors. Les valeurs capacitives de ces condensateurs sont grossièrement évaluées par simulation, ensuite le plus gros travail est fait par ajustement expérimental (tuning) des fils de connexion qui relient les condensateurs aux transistors. De plus, le montage de ces composants est très difficile à faire. La figure 5.10 montre le schéma de tels circuits. La méthode que l'on utilise présente donc plusieurs avantages par rapport aux méthodes actuelles. D'une part les structures représentant les circuits de préadaptation sont obtenues de façon précise à l'aide des simulations, et d'autre part, ces mêmes circuits étant planaires, ils ne présentent aucune difficulté d'intégration dans le circuit global.

5.4 Conclusion

Nous avons donc présenté les différentes étapes qui nous ont mené à la conception d'un circuit d'adaptation partielle qui permet, en fin de compte, d'éliminer le désavantage du nouveau diviseur conçu en bande Ku. Nous n'avons pu présenter les mesures d'un tel circuit étant donné qu'il est en cours de fabrication. Les mesures permettront de valider cette nouvelle approche utilisée pour la conception de circuits de préadaptation qui contribuera, espérons le, au développement de la recherche dans ce domaine.

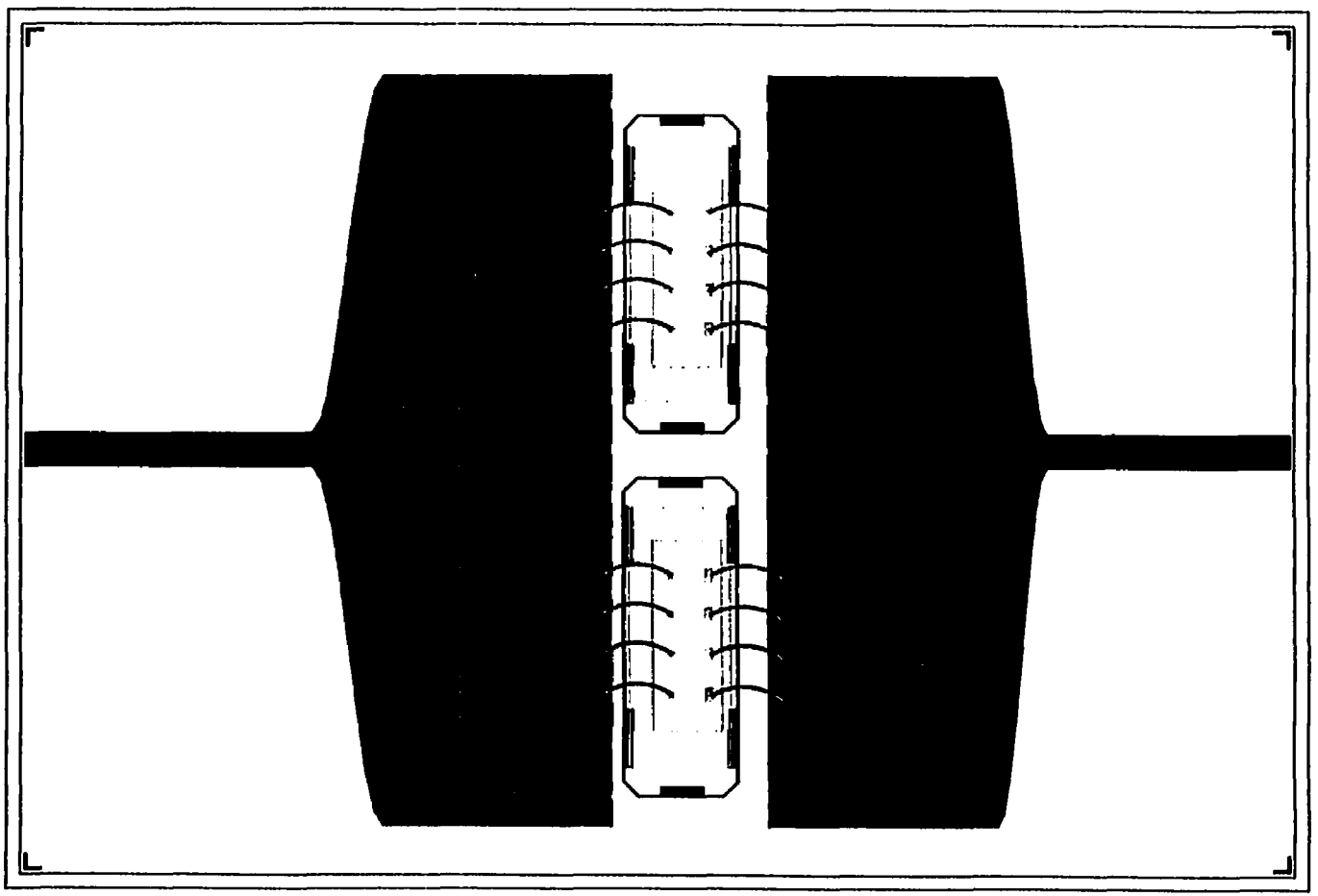


Figure 5.9: Schema du montage des transistors et du circuit d'adaptation partielle

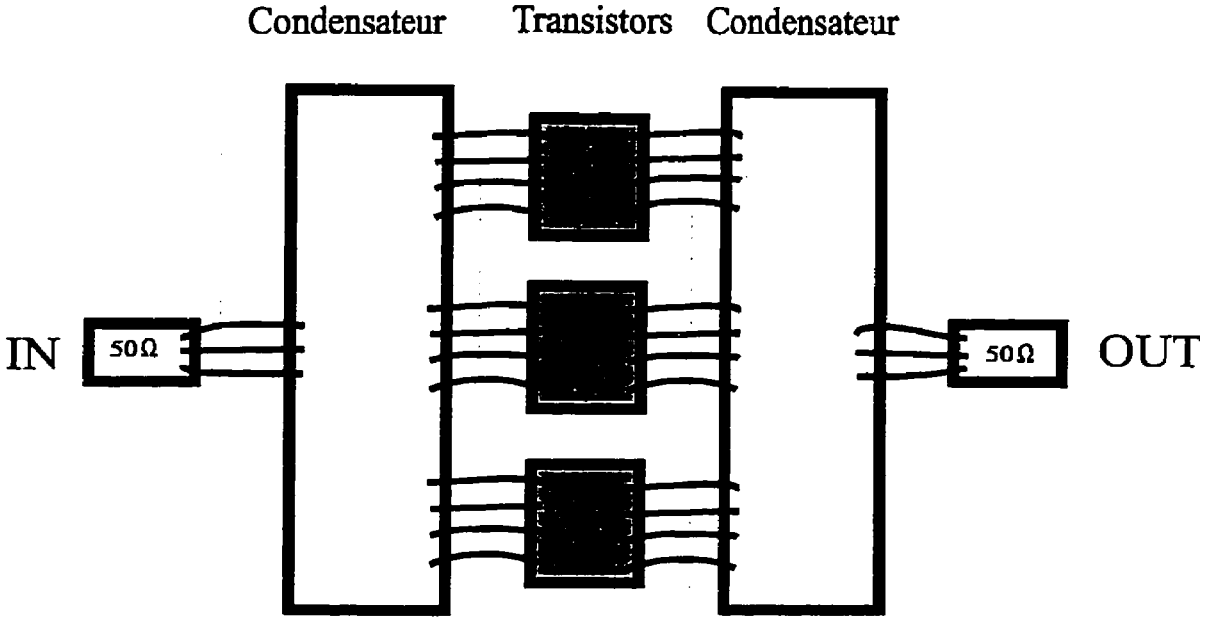


Figure 5.10: Circuit de préadaptation utilisant la méthode expérimentale

CHAPITRE VI

CONCLUSION FINALE

Le but essentiel de ce travail est de concevoir un nouveau genre de diviseur de puissance en bande Ku. Ce diviseur a la particularité d'avoir des ports de sortie colinéaires et un trou au milieu qui permet d'égaliser en module et en phase les signaux de sortie. Afin de caractériser une telle structure, la méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'ondes planaire a été utilisée. Cependant celle-ci ne s'appliquait qu'à des structures de formes simples. Notre contribution fut telle que la méthode soit généralisée pour l'analyse de structures pouvant présenter des éléments de courbure comme éléments de frontières et pouvant contenir des trous à l'intérieur.

En un premier temps, une topologie de forme primaire ayant des ports alignés a été conçue en bande L afin de valider d'une part la méthode utilisée et d'autre part de permettre de faciliter la conception du diviseur en bande Ku. Malgré sa forme primaire, le diviseur en bande L a donné des résultats très satisfaisants. De plus, il a permis de se rendre compte des faiblesses d'une telle structure. Effectivement, à cause des discontinuités à sa sortie, cette topologie présente une très mauvaise adaptation en sortie. Il est à signaler qu'étant donnéles dimensions du diviseur à cette bande de fréquence, il n'a pas été nécessaire d'y introduire de trous.

Le diviseur en bande Ku a été donc conçu de manière à essayer d'éliminer au maximum les effets néfastes des discontinuités. Pour ce faire, plusieurs modifications ont été apportées au modèle de base du diviseur tel qu'utilisé en bande L. La conception en bande Ku a nécessité plusieurs étapes qui ont permis de modifier au fur et à mesure, la forme du diviseur afin d'aboutir à de bons résultats. Effectivement, la forme sectorielle du diviseur a été remplacée par une forme sinusoïdale qui a permis de diriger le signal d'entrée vers les ports des coins du diviseur. De plus afin d'améliorer l'adaptation en

sortie de la structure, des arcs ont été placés entre les différents ports adjacents. Contrairement à la conception en bande L, il a fallu insérer un trou au milieu du diviseur afin de pouvoir égaliser les différents signaux de sortie. Les paramètres du trou ont été déterminés de la manière la plus optimale possible afin de garantir le bon fonctionnement du diviseur. Les résultats obtenus ont été très satisfaisants, cependant à cause de la mauvaise adaptation qui persiste à la sortie du diviseur, malgré les améliorations apportées à la structure, celle-ci ne peut être utilisée qu'en tant que diviseur et non combineur de puissance. Cependant, il a été possible d'utiliser justement une telle faiblesse dans la conception de circuits permettant l'adaptation partielle de deux transistors mis en parallèle utilisant, bien entendu, la méthode des intégrales de frontières combinée avec le modèle guide d'ondes planaire comme approche numérique. Effectivement, les transistors tels que donnés par les manufacturiers présentent de faibles impédances en entrée et en sortie, ce qui rend compliquée leurs adaptations. Plusieurs changements ont été apportés à la forme du diviseur afin qu'il puisse présenter des impédances aussi faibles que celles des transistors. En connectant donc le diviseur de part et d'autre des transistors mis en parallèle, on a été capable d'atteindre notre but et de les adapter partiellement.

En ce qui concerne donc le nouveau diviseur, il serait intéressant d'étudier une telle structure avec un nombre plus élevé de ports de sortie (>3) afin de mettre en évidence l'avantage d'une telle topologie. D'un autre côté, la fabrication du circuit de préadaptation conçu étant encore en cours, de bonnes mesures permettraient d'affirmer que l'on est capable d'adapter plusieurs transistors en parallèle à l'aide de méthodes basées sur la simulation plutôt que des méthodes expérimentales pas très précises.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ABDULNOUR, J., WU, K., AKYEL, C., MARCHILDON, L. And BOSISIO, R.G. (1994 Dec.). Modeling of arbitrarily shaped MMIC and hybrid planar circuits with mixed waveguide model and boundary integral method. IEE, Pro. Microw. Antennas Prop., Vol. 141, No. 6.

[2] HARRINGTON, R.F. (1987). Field computation by moment method. Malbar, Florida.

[3] WU, K., VAHLEIK. (1990 Sept.). A new method of modeling three-dimensional MIC/MMIC circuits : The space-spectral domain approach. IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 38. No. 11,1309-1318.

[4] ITOH, T. (1989). Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures. John Wiley.

[5] BERINI, P. and WU, K. (1995 May). A comprehensive study of numerical anisotropy and dispersion in 3-D TLM meshes. IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 43, No. 5,1173-1181.

[6] WU, S.C., YANG, H.Y., ALEXOPOULOS, N.G. and WOLF, I. (1990 Dec). A rigourous dispersive characterization of microstrip cross and T junctions. IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 38, No. 12.

[7] SILVESTER, P. (1973 Fev). Finite element analysis of planar microwave networks. IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 21, No. 11,104-108.

[8] GUPTA, K.C., GARG, R. and BAHL, I.J. (1979). Microstrip lines and slotlines. Norwood, MA., Artech House.

[9] KOBAYASHI, M. (1988). A dispersion formula satisfying recent requirements in microstrip CAD. IEEE Trans. MTT-36,1246-1250.

[10] ABOUZAHRA, M.D. and GUPTA, K.C. (1988 Dec). Multiport power divider-combiner circuits using circular-sector-shaped planar components. IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 36, No. 12.

[11] KOOI, P.S., LEONG, M.S., YEO, T.S. and KRISHNASWAMI, S.M. (1995). A multi-way broadband sectoriel power divider using exponential taper. Asia Pacific Microwave Conference., S02-6, 48-51.

[12] MAAS, S.A. (1988). Nonlinear microwave circuits. Artech House.

[13] SALEH, A.A.M. (1980 June). Planar electrically symetric n-way hybrid power dividers/combiners. IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 28, No.6, 555-563.

[14] MAURIN, D. (1996 Jan). Combineurs de puissance en bande L. Projet synergie AMPLI, livrable 2.

[15] YEO, S.P., LEONG, M.S., KOOI, P.S., YEO, T.S. and ZHOU, X.D. (1993 Fev). Contour-integral analysis of microstrip sectoriel power divider (with arbitrary sector angle). IEE PROCEEDINGS-H, Vol. 140, No. 1.

[16] GIPPRICH, J.W., DICKENS,L.E. and FAULKNER, J.A. (1993). A power amplifier yields 10 Watts over 8-14 Ghz using Gaas MMICs in an LTCC serial combiner/divider network. IEEE MTT-S Digest., PP-2, 1369-1372.

[17] SUN, Q.C., ECCLESTON, K.W. and YEO, S.P. (1995). The design of optimum planar power divider/combiners for SSPA applications. Asia Pacific Microwave Conference., S02-8, 56-59.

[18] CRIPPS, S.C. Getting gain out of power GaAsFETS. Matcom, inc. Technical notes 3.6, 1-8.

[19] OKOSHI, T. Planar circuits for microwaves and lightwaves. Springer-Verlag.

[20] GEVORGIAN, S., LINNER, L.P.P. and KOLLBERG, E.L. (1995 Apr). CAD models for shielded multilayered CPW. IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 43, No. 4,772-779.

[21] GHIONE,G. And NALDI,C. (1983 Sept). Parameters of coplanar waveguides with lower ground planes. Electron. Lett., vol. 19, no. 18, 734-735.

[22] VEYERS,C. And HANNA, V.F. (1980 Jul). Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions. Int. J. Electron., vol. 48, no. 1, 47-56.

[23] LINNER,L.P.P. (1974 Nov). A method of the characteristic immitance matrix of multiconductor striplines with arbitrary widths. IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 22, No. 11, 930-937.

ANNEXE I

CALCUL DE L'ANGLE θ_{ij} ET SENS DE DISCRÉTISATION DU TROU

- Description de la discrétisation du parcours:

Dans ce qui suit, sera donnée une description de la manière dont on divise le contour de la structure à étudier. Ceci afin de montrer la façon avec laquelle on a calculé l'angle θ_{ij} angle entre $(\vec{r}_j - \vec{r}_i)$ et $\vec{n}$ le vecteur normal à la surface.

Soit le parcours quelconque suivant:

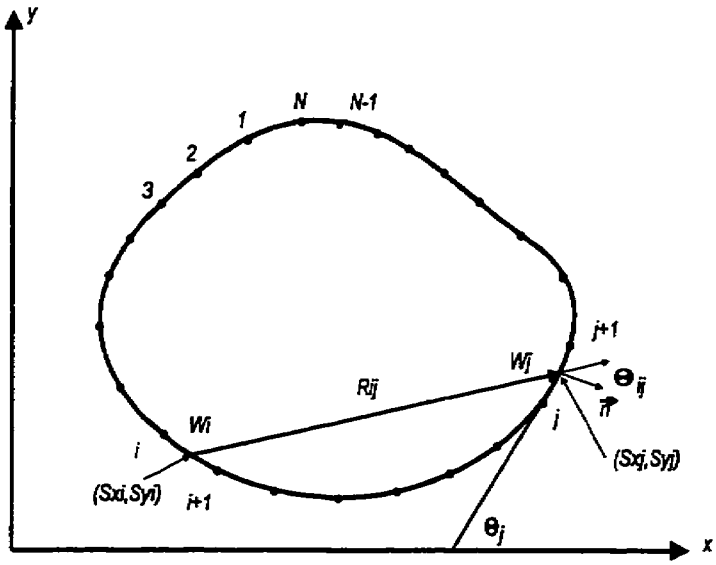


Figure A.1.1: Discrétisation du parcours

On divise tout d'abord la périphérie du circuit en N sections et on approxime chacune de ces sections à un segment de droite (figure A.1.1). À chaque point i, on associe les cordonnées Xi et Yi. On appelle section i, le segment de longueur W_i entre le point i et le point i+1. Le milieu de ce segment est caractérisé par le point de cordonnée SXi et SYi.

- calcul de l'angle θ_{ij}

Le calcul de l'angle θ_{ij} (angle entre $(\vec{r}_j - \vec{r}_i)$ et $\vec{n}$) s'effectue de la manière suivante [19]:

On a:

$$SX_i = \frac{(X_i + X_{i+1})}{2}$$

$$SY_i = \frac{(Y_i + Y_{i+1})}{2}$$

et

$$R_{ij} = \sqrt{([SX_i - SX_j]^2 + [SY_i - SY_j]^2)}$$

Rij étant la distance qui sépare les milieux des sections i et j.

On obtient alors:

$$\cos\theta_{ij} = \frac{([SX_j - SX_i].\sin\theta_j - [SY_j - SY_i].\cos\theta_j)}{R_{ij}}$$

L'angle θ_j, étant l'angle que fait W_i avec l'axe des abscisses.

où

$$\cos\theta_j = \frac{(X_{j+1} - X_j)}{W_j}$$

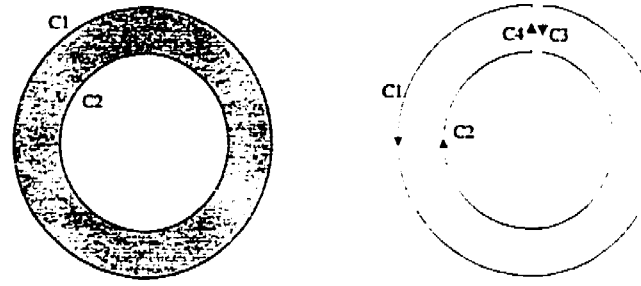
$$\sin\theta_j = \frac{(Y_{j+1} - Y_j)}{W_j}$$

et

$$W_j = \sqrt{([X_{j+1} - X_j]^2 + [Y_{j+1} - Y_j]^2)}$$

- Connexion entre deux parcours

On considère le cas où la structure possède un trou au milieu (voir figureA.1.2). On relie les contours intérieur C_2 et extérieur C_1 avec des contours C_3 et C_4 infinitésimalement séparés. La discrétisation se fait alors de sens contraire, dépendemment si l'on est sur le contour C_1 ou sur le contour C_2. Ainsi, la direction du vecteur sortant normal à chacune des périphéries est la même par rapport au sens de la discrétisation.



<u>Figure A.1.2:</u> Sens de discrétisation lors de l'introduction d'un trou

ANNEXE II

ARTICLE SOUMIS À MTT-S

CAD AND ELECTRICAL PERFORMANCE OF NEW COMPACT POWER DIVIDER SUITABLE FOR USE IN M(H)MICS.

Jalal BENBRAHIM, Hassan KOBEISSI, David MAURIN and Ke WU, Jawad ABDULNOUR

Groupe de Recherche Avancées en Micro-ondes et Electronique Spatiale
(POLY-GRAMES Research Center)
Dépt. de génie électrique et de génie informatique
École Polytechnique
C.P. 6079, Succ. Centre-Ville
Montréal (Québec), Canada H3C 3A7

ABSTRACT

This paper presents a class of new compact power dividers suitable for use in microwave and millimeter-wave integrated circuits (ICs). Compared to the classical structure, the new topology of the power divider is made with a sinusoidally taped circuit shape attached with multiple output ports that are co-linearly located along one plane. The phase and magnitude balance of a signal for the output ports are achieved with diffractive hole(s) etched in the middle of the circuit contour. An efficient field-theoretical CAD procedure is applied to accurate design of this irregularly shaped circuit with a mixed waveguide model and boundary integral method. Electrical performance of this kind of compact power divider is given through comparative studies of the theoretical prediction and experimental results, showing a good agreement.

I. INTRODUCTION

Multiple-port (N-way) power divider/combiner networks are essential elements in the design of transistor-based high power amplifier. A number of researchers have studied the feasibility and electrical performance of planar integrated N-way power divider without resorting to resistive elements [1, 2, 3]. Generally speaking, these structures have the output ports located along a curved wide side (arc) to ensure equalized phase of the power dividing if the divided signal magnitudes are not the primary concern in the consideration of signal balance at the output ports. Although acceptable results have been demonstrated with such structures, the problem of realizing co-linearity makes it difficult to design the phase-balanced topology for an amplifier, which is a critical issue at high frequencies. In addition, the dividing and combining circuits may become

prohibitively large since these topologies are in the form of divergence which are illustrated in Fig. 1a. In order to solve these problems, a new power divider was proposed in [4] which consists of co-linear output ports located along a wide plane. The phase equalization is achieved through the use of three-holes compact geometry. However, few details have been given in connection with design and electrical performance of this power divider.

In this paper, complete analysis and CAD of an improved power divider are presented. The improved topology uses a sinusoidal taped circuit contour of which one side is attached with a number of co-linear output ports. Experimental samples with three-way power dividing are made with and without etched hole compensation. The electrical performance of this new circuit is examined in detail with theoretical prediction and measurement results.

A mixed waveguide model and boundary integral method [5] is used to model the frequency response of the new multiple-port structure considering effects of the curved shape of the structure and etched hole. The theoretical groundwork will be presented in the final version of the paper. Design consideration and experimental results will be emphasized in the present summary.

II. CAD OF THE PROPOSED SINUSOIDAL DIVIDER

The objective of our work is to model and design a very compact three-way balanced power divider suitable for use in the fabrication of M(H)MICs-based power amplifier. Considering the fact that irregular circuit contour of the power divider including compensation hole is involved, the design may become highly complicated and multiple geometrical variables of the circuit should be considered. In our work, several dividers are designed in the Ku-band operating at 14.5 GHz over a bandwidth of 500 MHz. In this design scheme, certain restrictions are applied to the divider. The use of surface-mounted amplifier cells requires a 5 mm spacing between two adjacent ports to accommodate the amplifier cell. To achieve a simultaneous phase and amplitude equalization of the output signals, the sector angle of the divider has to be limited within 50 degrees.

To highlight the technical merits of the proposed structure sketched in Fig. 2, a sectorial co-linear divider of Fig. 1(b) is first considered in which the output ports are evenly spaced and located along the straight wide side of the structure attached with three 50 Ohms impedance lines. Obviously, the phase imbalance judging from the output ports will appear if no compensation measure is taken. In view of the requirement of power dividing performance, the tape transition from the input to the multiple output ports should be designed as smoothly as possible. In this case, the shape of the taper section

can be transformed in the sinusoidal form and also arc bends are made between the adjacent ports such that any abrupt discontinuities can be effectively eliminated. The impedance matching from the input to the outputs can also be improved.

As the output ports are co-linearly located, the electrical path from the input to the outputs is different from one to another. It is evident that the physical distance from the input to the middle output port is shortest and therefore the phase and magnitude imbalance is inevitable. In order to equalize or synchronize the output ports, a hole is introduced and etched around the center part of the structure. This design strategy is based on the fact that the hole will create a built-in signal diffraction and can be used to compensate the electrical paths through the back-and-forth multiple reflections and transmissions. The resulting signal division at the output ports can be equalized if an appropriate design of the compensation hole is made. Therefore, the design of such a hole is a critical issue in the realization of a compact sinusoidal power divider. In addition to the equalization of the signal path and balance of the signal division, the hole should be made such that the input and output matching is guaranteed simultaneously. In any case, the hole should be long enough to delay the signal transmission from the input to the middle output port and narrow enough to avoid potential interactions with the other ports. An ellipsoidal form of the hole seems to be the optimal solution which is able to satisfy simultaneously these conditions.

Since the power divider is made of a single circuit block, the port-to-port and hole-to-port interactions may be significant. A number of design iterations are therefore necessary to adjust the divider dimensions and the hole position as well as it size to optimize the electrical performance of the power divider. Fig. 2 shows the optimal design layout for a three-way balanced power divider.

II. CAD OF THE PROPOSED SINUSOIDAL DIVIDER

The divider was fabricated on the standard TMM3 substrate (Trade Mark of Rogers Corporation) with $\varepsilon_r = 3.27$ and the substrate thickness H = 25 mil. Fig. 3 and Fig. 4 show frequency-dependent electrical performance of signal transmission and return loss predicted by the field-theoretical based CAD tool and the experimental sample sketched in Fig. 2. It is found that the design predictions are in good agreement with the measurement results even though a small frequency shift of the designated center frequency is observed between them. Fig. 3 indicates clearly that an excellent return loss performance can be achieved at the center frequency and 5% effective bandwidth can easily be realized (with reference to S_{11} below -15 dB). Nevertheless, the transmission characteristics suggest that the loss of the divider be important (approximately 6.5 dB at 14.5 GHz). Hence, the combining efficiency of this structure may not be adequate. The loss is essentially caused by the mismatch at the output ports with the discontinuities

along the wide end of the structure. Fig. 5 shows that perfect and simultaneous equalization of phase and magnitude of the three output ports can be made at the shifted center frequency (f = 14.25 GHz). The effect of the hole etched inside the structure is highlighted in Fig. 6 showing that the hole can effectively compensate the phase and magnitude imbalance for the frequency band of interest. It can be seen that the difference between the two cases are significant. It also indicates that the hole compensation has to be considered in the high frequency range.

CONCLUSION

This paper presents a new improved power divider having a sinusoidal contour of the taper section and ellipsoidal hole. The hole is introduced to compensate the imbalance of the phase and magnitude appearing at the output ports. New design strategy is presented with a field-theoretical based CAD tool considering port-to-port and port-to-hole interactions. It is found through the design prediction and experimental results that the compact divider can be effectively made with an excellent input match performance and an effective 5% bandwidth is obtained. The good agreement between the theory and experiments suggests that such a multiple-port power divider be optimally designed. It is also observed that the use of the hole is a critical issue in the design of this divider which yields a significant impact on its electrical performance.

REFERENCES

[1] Abouzahra, M.D., and Gupta, K.C.: " Multiway unequal power divider circuits using sector shaped planar components". IEEE International Microwave Symp., 1989, pp. 321-324.

[2] S. P. Yeo, M. S. Leong, P. S. Kooi, T. S. Yeo, X. D. Zhou," Contour integral analysis of microstrip sectorial power divider (with arbitrary sector angle)," IEE Proc.-H, Vol. 140, No.1, Feb. 1993, pp. 62-64.

[3] P. S. Kooi, M. S. Leong, T. S. Yeo, S.M.Krishnaswami," A multi-way broadband sectorial power divider using exponential taper," 1995 Asia Pacific Microwave Conf., pp. 48-51.

[4] Q-C Sun, K. W. Eccleston, S. P. Yeo," The Design of Optimum Planar Power Divider/Combiner for SSPA applications," 1995 Asia Pacific Microwave Conf., pp. 56-59.

[5] J. Abdulnour, K. Wu, C. Akyel, L. Marchildon and R. G. Bosisio," Modeling of arbitrarily shaped MMIC and hybrid planar circuits with mixed waveguide model and boundary integral method," IEE, Pro. Microw. Antennas Propag., Vol. 141, No. 6, Dec. 1994, pp. 495-500.

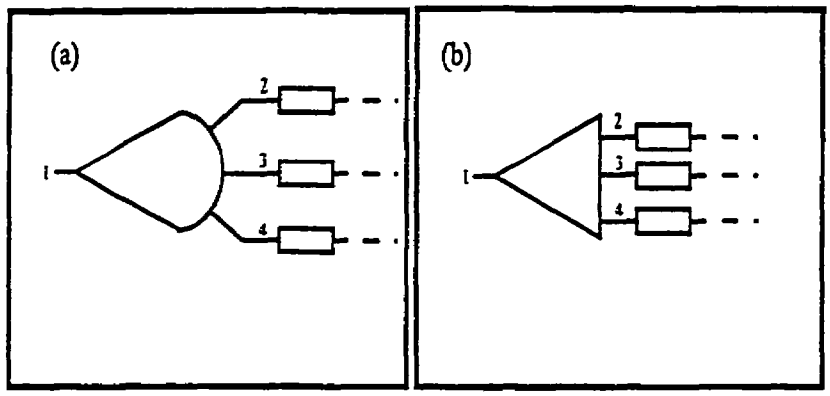


Fig 1: Top view of two multiple-branched sectoriel power dividers
(a) Classical sectoriel divider
(b) Sectoriel divider with co-linear ports

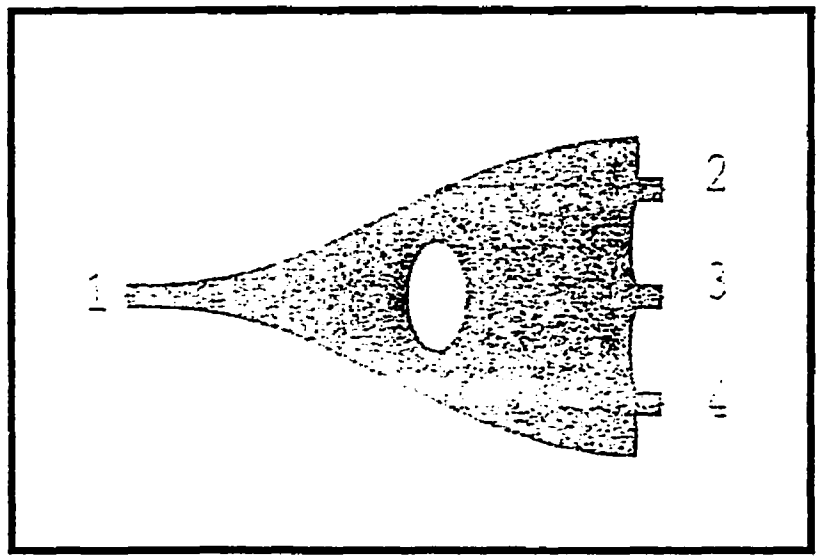


Fig 2: The new multiport balanced power divider proposed for miniaturization microwave and milimeter wave ICs

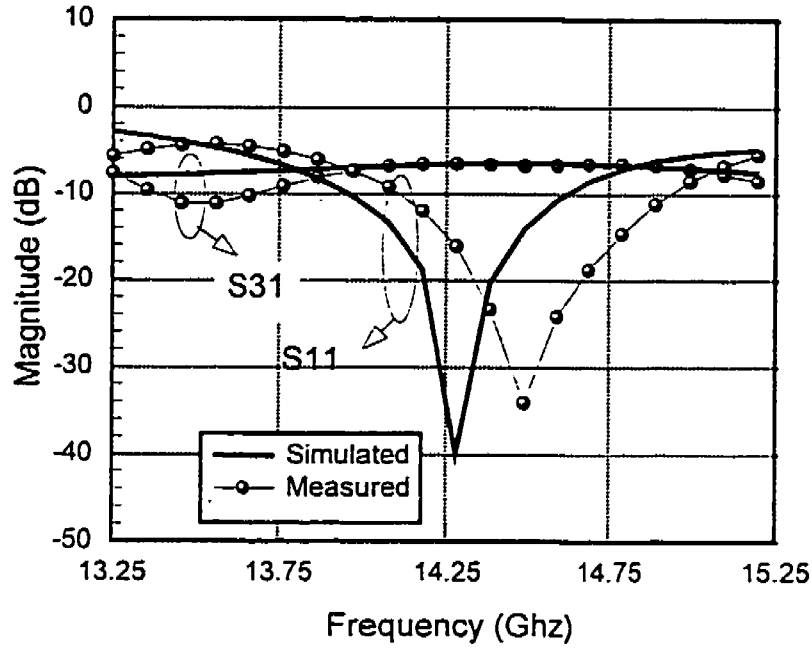


Fig 3: Comparison of the return loss and transmission characteristics between the predicted and measured results for a Ku-band experimental sample

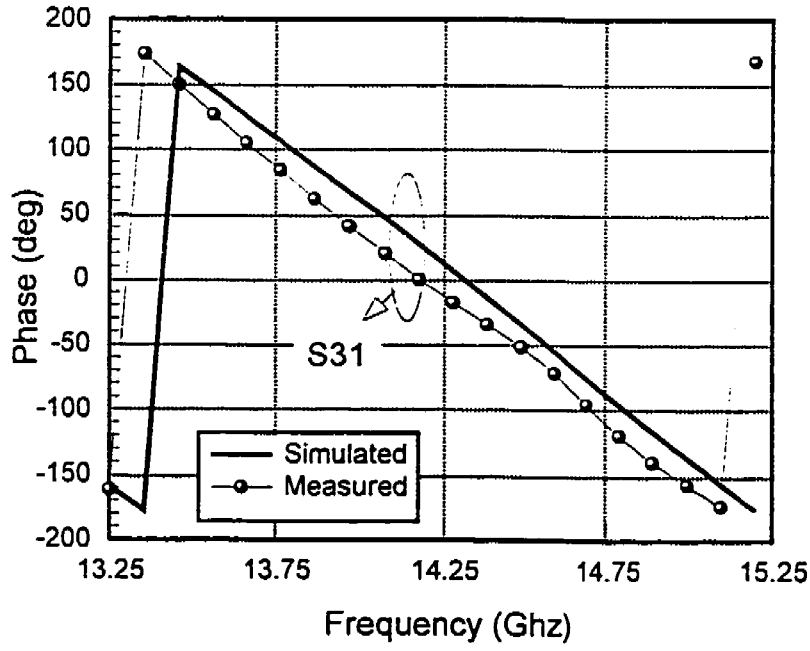


Fig 4: Comparison of the phase balance characteristics between the predicted and measured results for a Ku-band experimental sample

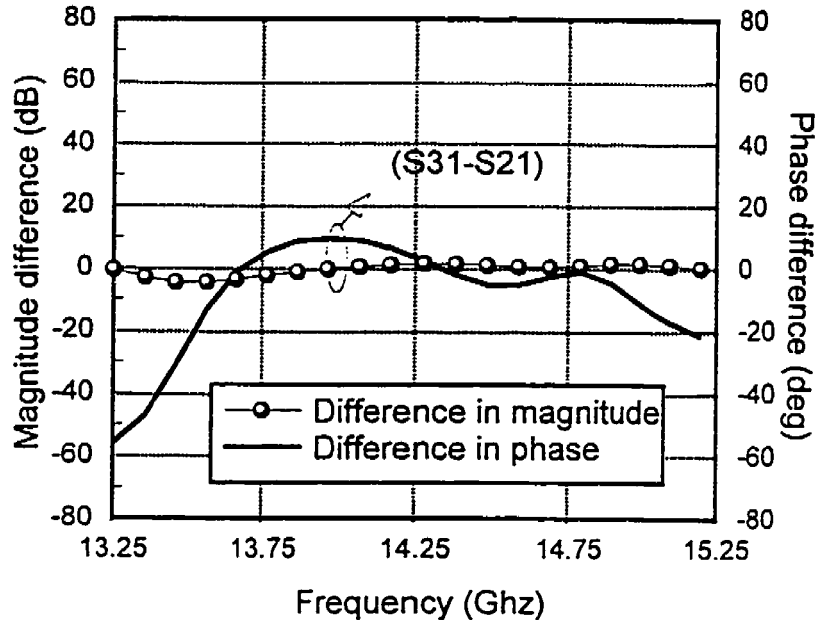


Fig 5: Power divider performance of the Ku-band three port experimental sample

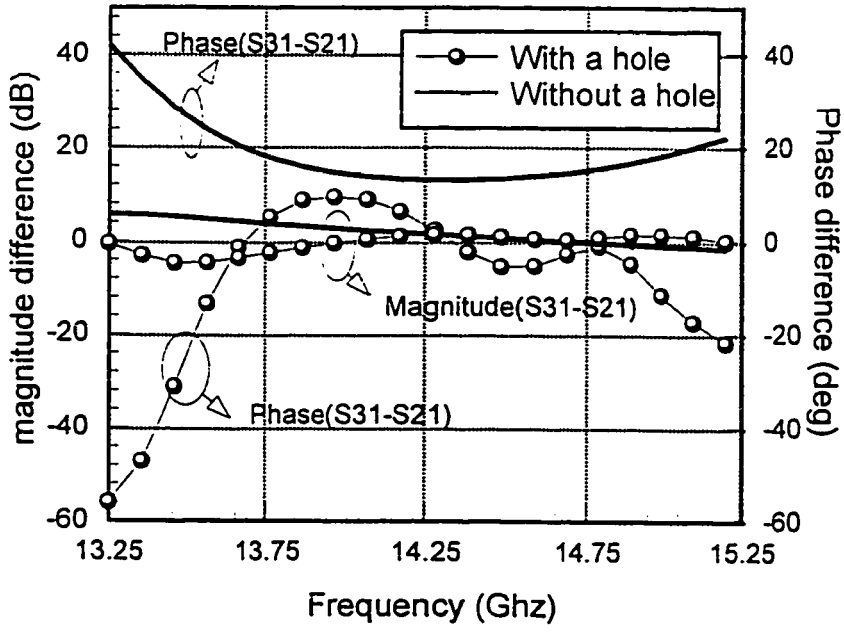


Fig 6: Frequency-response of the power divider with and without hole compensation

ANNEXE III

CARACTÉRISATION DE STRUCTURES MULTI-CONDUCTEURS EN UTILISANT LA MÉTHODE `` CONFORMAL MAPPING ``

- Introduction

Étant donné que les branches d'un diviseur de puissance constituent au fait une structure multi-conducteurs, il est d'une grande importance de calculer l'écart minimal qui garanti un faible couplage entre chacune des branches. Pour ce faire, cette annexe présente la méthode ``Conformal Mapping`` que l'on a voulu appliquer afin de caractériser ce couplage. Il est à noter qu'étant donné les contraintes de conception des diviseurs en bande L et en bande Ku décrites dans le chapitre IV et qu'en plus la méthode en question présente certaines difficultés d'application, il n'a pas été nécéssaire d'effectuer une telle étude.

Cette annexe présente donc en un premier temps le principe de la méthode ``Conformal Mapping`` en donnant un exemple illustrant son application. Viendra alors la description de son utilisation pour des structures multi-conducteurs et les différents problèmes rencontrés. Et enfin en guise de conclusion, une suggestion qui permettra certainement d'étendre l'application d'une telle méthode pour la caractérisation de différents genres de lignes de transmission.

- ``Conformal Mapping`` et son application à des structures coplanaires

Depuis plusieurs années, la méthode ``Conformal Mapping`` s'avère aussi éfficace et beaucoup plus rapide que les autres méthodes permettant la caractérisation du couplage entre différentes lignes de transmission (lignes micro-rubans, lignes coplanaires,etc..). Cependant celle-ci s'avère assez compliquée lorsque le nombre de lignes à caractériser est grand. En effet, étant donné que la caractérisation du couplage à l'aide de cette méthode implique la manipulation d'intégrales constituées de fonctions elliptiques, le calcul à effectuer devient trés lourd et trés complexe lorsque le nombre de lignes augmente. La méthode en question se voit donc limitée en utilisation pour un nombre important de lignes.

D'un point de vue technique, la méthode consiste à transformer le plan cartésien initial en un plan qui permet de calculer facilement la capacité entre deux lignes conductrices. Au fait, cette transformation permet de superposer les lignes de transmission l'une sur l'autre et le calcul du couplage qui s'en suit n'est autre qu'un calcul simple d'une capacité entre deux plaques parallèles. Dans ce qui suit, un exemple de calcul de la capacité d'une ligne coplanaire est donné afin de faciliter la compréhension de la logique d'une telle méthode [20], [21], [22].

Considérant la figure A.3.1, celle-ci représente la ligne coplanaire à caractériser. La capacité totale est calculée en sommant une capacité C_1 qui ne tient pas compte du dielectrique (ε_r=1) et une capacité C_2 qui elle considère que le champ électrique est uniquement concentré dans un dielectrique de permitivité (ε_r-1). De plus étant donné la symétrie d'une telle structure, on ne va caractériser que la moitié de la structure et la capacité trouvée se verra multipliée par 2 pour obtenir la capacité totale C_T. On a donc la relation suivante: $C_T=2*(C_1+C_2)$.

- Calcul de C_1

Le calcul de C_1 se fait en deux étapes. La figure A.3.2-a montre la première étape qui consiste à transformer le plan cartésien de base **x** en un plan intermédiaire **t** à l'aide de la transformation suivante $t_i=x_i^2$. Par la suite une deuxième transformation du plan **t** au plan **w**,impliquant l'utilisation des fonctions elliptiques, est nécessaire pour ramener les lignes à caractériser l'une sur l'autre. En se référant à la figure A.3.2-b, Cette transformation est donnée par l'équation suivante:

$$w_i = \int_0^{t_i} \frac{dt}{\sqrt{(t-t_1)(t-t_2)(t-t_3)(t-t_4)}}$$

De plus la figure A.3.2-b montre qu'effectivement le calcul se résume à un calcul simple de capacité entre deux plaques parallèles. On obtient alors la valeur de C_1 tel que:

$C_1 = 2 \times \varepsilon_0 \frac{|w_2 - w_1|}{|w_3 - w_1|}$, le facteur 2 est du au fait que la capacité C_1 est calculée dans l'air et dans un diélectrique de permittivité égale à celle de l'air (plan I et II de la figure A.3.1).

- Calcul de la capacité C_2

Le calcul de C_2 est à peu prés le même que celui de C_1, à l'exception que dans ce cas-ci la transformation du plan **x** au plan **t** se fait de la manière suivante:

$t_i = \cosh^2\left(\frac{\pi x_i}{2h}\right)$ où h est la hauteur du substrat.

La capacité C_2 est alors donnée par:

$$C_2 = \varepsilon_0 \times (\varepsilon_r - 1)\frac{|w_2 - w_1|}{|w_3 - w_1|}$$

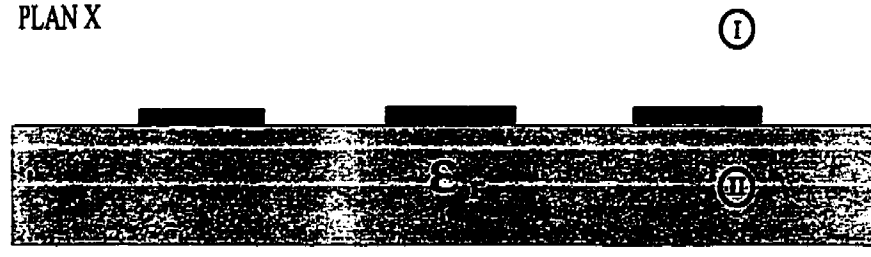


Figure A.3.1: Ligne coplanaire à caractériser

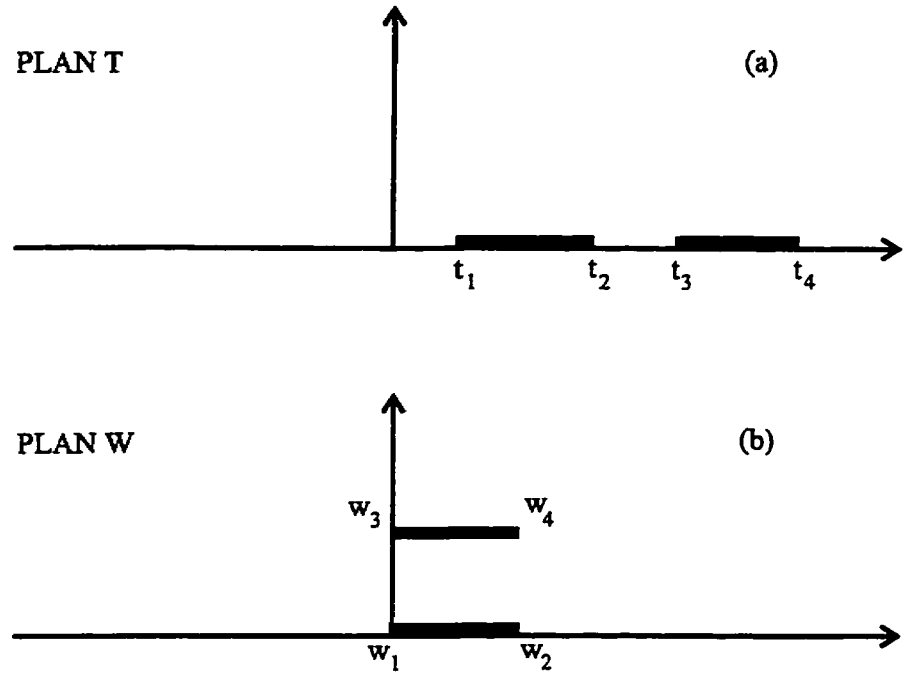


Figure A.3.2: Plans de transformation pour le calcul de la capacité

a- Plan t

b- Plan w

- Application aux lignes multi-conducteurs

En se référant à l'exemple décrit ci-haut, la première difficulté dans le cas de lignes multi-conducteurs a été de trouver la bonne transformation du plan **x** au plan **t**. Cette difficulté réside dans le fait qu'aucune étude antérieure de lignes multi-conducteurs à l'aide de cette méthode n'a été mentionnée en littérature. De plus, il n'existe aucune régle qui régisse la détermination d'une telle fonction. L'étude faite sur des ``Striplines`` [23] nous a servi de guide afin de caractériser une structure multi-conduteurs. Cependant la grande difficulté rencontrée dans ce cas-ci est le calcul d'intégrales impliquant des fonctions elliptiques de la forme:

$$I_{ij} = \int_{t_{2i}}^{t_{2i+1}} \frac{t^{j-1}dt}{\prod_{m=1}^{2n+2} (t - t_m)^{\frac{1}{2}}}$$

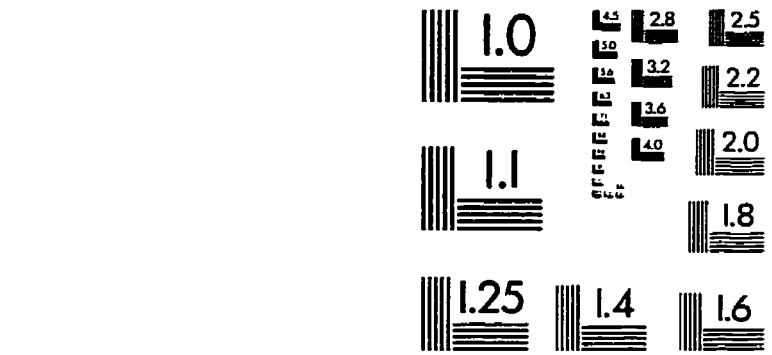
où n est le nombre de lignes.

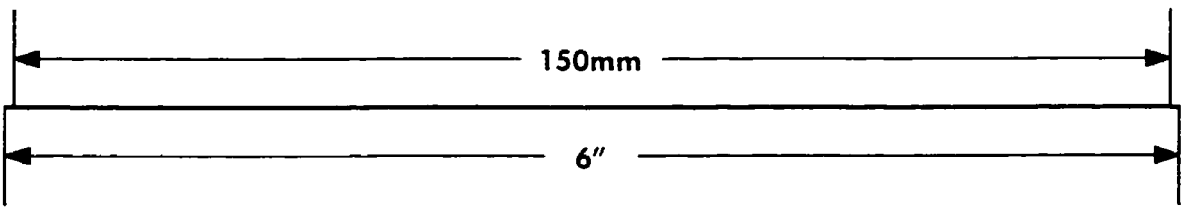
Ce calcul s'avère trés lourd et trés difficile lorsque le nombre de lignes à caractériser est grand. Même l'utilisation de certains logiciels mathématiques tel que MATHMATICA n'a pas permis ce calcul. Effectivement, ce logiciel ne donne pas de bonnes approximations pour un nombre de lignes $n \geq 3$.

- Conclusion

Étant donné que les contraintes du chapitre IV déterminent d'elles-mêmes l'écart minimal entre les différentes branches adjacantes des diviseurs, et vu la compléxité des intégrales que présente la méthode ``Conformal Mapping`` appliquée aux lignes multi-conducteurs, il n'a pas été nécessaire d'achever une telle étude. Cependant un développement de logiciel qui permettrait de calculer des intégrales incluant des fonctions elliptiques faciliterait l'utilisation d'une telle méthode pour la caractérisation de structures possédant un grand nombre de lignes de transmission surtout en ce qui concerne les technologies miniaturizées (MHMIC) où les structures sont plus sensibles au calcul du couplage.

IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)





APPLIED IMAGE, Inc
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved