

50376
1995
29

N° d'ordre :

THESE

présentée à

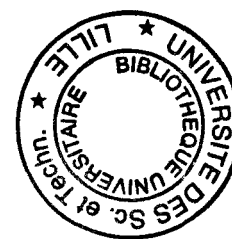
L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité: ELECTRONIQUE

par

Jean-François KRUCK



"CONCEPTION ET REALISATION D'UNE CELLULE DE TEST DE
CIRCUITS PLANAIRES DANS LA BANDE V (50-75 GHz)"

Soutenue le Mercredi 11 Janvier 1995 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury : M. G. SALMER

M. A. CAPPY

M. G. DAMBRINE

M. P. GELIN

M. C. RUMELHARD

M. B. BYZERY

M. J. FAVRE

M. P.A. ROLLAND

Président

Directeur de Thèse

co-Directeur de Thèse

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

à mes parents

à tous les miens

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du nord (IEMN), à l'université des Sciences et Technologies de Lille, dirigé par Monsieur le Professeur G.SALMER.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur G.SALMER de m'avoir accueilli dans son Laboratoire et de présider la commission d'examen.

Monsieur le Professeur A.CAPPY et Monsieur G.DAMBRINE ont assuré la direction de ce travail. Leurs compétences scientifiques et leur disponibilité m'ont permis de mener mes recherches dans de très bonnes conditions. J'espère, au travers de ce travail, avoir répondu à leurs attentes et mettre montré digne de la confiance qu'ils m'ont témoignée.

Je leur exprime toute ma gratitude.

Monsieur P.GELIN, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENSTBr), et Monsieur C.RUMELHARD, Professeur au Laboratoire Physique des composants électroniques (CNAM), me font l'honneur de juger ce travail et d'en être les rapporteurs. Je les en remercie et leur exprime ma reconnaissance.

Mes remerciements vont également à Messieurs B.BYZERY, Docteur, Ingénieur au département PML du Laboratoire d'Electronique Philips, J.FAVRE, Docteur, Ingénieur de projet au Laboratoire Thomson-CSF, et P.A.ROLLAND, Professeur à l'Ecole Universitaire d'Ingénieurs de Lille, qui me font le plaisir de participer à la commission d'examen.

Je ne saurais oublier dans ces remerciements:

- Mesdames E.DELOS, S.LEPILLIET et Monsieur E.PLAYEZ de la centrale de caractérisation.
- Madame A.KOSCIUSZKO, pour la dactylographie de ce mémoire.
- Monsieur J.C.ANDRIES, qui a réalisé les cellules avec soins et détermination, et Messieurs P.MICHON et J.C.JENNEQUIN de l'atelier de mécanique.
- Monsieur J.P.DEHORTER pour la reproduction de ce manuscrit.
- Monsieur D.VANDERMOERE de la microélectronique.
- Monsieur J.LEMAIRE pour ses " coups de mains " .
- Mes amis et mes collègues de travail.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

1

CHAPITRE I

INTRODUCTION

3

I.1. TRANSITION GUIDE RECTANGULAIRE "RIDGÉ" - LIGNE MICRORUBAN

4

I.1.1. Avant propos

4

I.1.2. Analyse du guide ridgé par la méthode de la résonance transverse

5

I.1.2.1. Calcul de la fréquence de coupure

5

I.1.2.2. Calcul de l'impédance caractéristique

10

I.1.3. Analyse du guide ridgé par les méthodes numériques

13

I.1.3.1. Méthode de J.P. Montgomery

13

I.1.3.2. Méthode d'Y. Utsumi

17

I.1.3.3. Calcul de la fréquence de coupure

17

I.1.3.4. Calcul de l'impédance caractéristique du guide ridgé

19

I.1.3.5. Représentation des lignes de champs à l'intérieur du guide ridgé

20

I.1.4. Les résultats pratiques

23

I.2. TRANSITION GUIDE RECTANGULAIRE RIDGÉ-LIGNE COPLANAIRE

25

I.2.1. Avant propos

25

I.2.2. Méthode de E.M. Godshalk

25

I.2.2.1. Calcul de la fréquence de coupure

27

I.2.2.2. Calcul de l'impédance caractéristique

28

I.2.2.3. Les résultats pratiques

28

I.2.3. Méthode de G.E. Ponchak

30

I.2.3.1. Les résultats pratiques

31

I.3. TRANSITION GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE-LIGNE MICRORUBAN OU COAXIALE À L'AIDE D'UNE SONDE

32

I.3.1. Avant propos

32

I.3.2. Présentation de la méthode de Y.C. Shih

33

I.3.2.1. Les résultats pratiques

34

I.3.3. Présentation de la méthode de S.M.J. Liu

34

I.3.3.1. Evolution de R et X en fonction de la fréquence

36

I.3.3.2. Les résultats pratiques obtenues par S.M.J. Liu

38

I.4. TRANSITION GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE-LIGNE MICRORUBAN A L'AIDE D'UNE STRUCTURE DE TYPE LIGNE À AILETTE OU "FINELINE"

39

I.4.1. Avant propos

39

I.4.2. Méthode de G.E. Ponchak

39

I.4.2.1. Les résultats pratiques obtenus par G.E. Ponchak

41

CONCLUSION	43
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I	45
ANNEXE DU CHAPITRE I	

CHAPITRE II

INTRODUCTION	48
II.1.1. LE CHOIX DE LA TRANSITION	49
II.1.1. La transition guide ridgé - ligne microruban	50
II.1.1.1. Méthodologie employée en vue de la réalisation de la cellule	50
II.1.1.2. Les résultats pratiques	51
II.1.1.3. Montage de la cellule - mode opératoire	57
II.1.2. La transition guide ridgé - ligne coplanaire	60
II.1.2.1. Méthodologie	60
II.1.2.2. Les résultats pratiques	60
II.2. ETUDE CONCERNANT L'ISOLATION DU SIGNAL CONTINU DANS LE CAS DE POLARISATION DE COMPOSANTS ACTIFS	62
II.2.1. Avant propos	62
II.2.2. Etude du DC-Block	64
II.2.3. Schéma équivalent du DC-Block	65
II.2.4. Les résultats pratiques du DC-Block	66
II.3. AMELIORATION DE LA CELLULE EN VUE DE LA MESURE DE COMPOSANTS ACTIFS	68
II.3.1. Avant propos	68
II.3.2. Comportement électrique du guide rectangulaire sous la fréquence de coupure	68
II.3.3. Comportement électrique du guide rectangulaire au dessus de sa fréquence de coupure	70
II.3.4. Comportement électrique de la transition guide rectangulaire ridgé-ligne microruban sous sa fréquence de coupure	72
II.3.4.1. Avant propos	72
II.3.4.2. Détermination de la fréquence de coupure d'un guide ridgé donné fonctionnant en bande V	73
II.3.4.2.1. L'approche d'Y. Utsumi	73
II.3.4.2.2. L'approche de E.M. Godshalk	73
II.3.4.2.3. Détermination de la fréquence de coupure de la cellule de mesure	74

III.3. INFLUENCE DES ELEMENTS PARASITES SUR LE RESEAU D'ADAPTATION	104
III.3.1. Avant propos	104
III.3.2. Le schéma électrique équivalent du réseau d'adaptation	104
III.4. PERFORMANCES HYPERFREQUENCES DE LE CELLULE DE MESURE AVEC SON RESEAU D'ADAPTATION PAR RAPPORT AUX SONDES DE MESURE	107
III.5. COMPARAISONS ENTRE LES CARACTERISATIONS DE TEC AVEC LA CELLULE DE MESURE ET CELLES OBTENUES AVEC LES POINTES HYPERFREQUENCES	110
III.6. EXTRAPOLATIONS DES CARACTERISTIQUES MICROONDES D'UN TEC A PARTIR D'UN SCHEMA EQUIVALENT	113
III.7. LES AUTRES UTILISATIONS POTENTIELLES DE LA CELLULE DE MESURE	115
III.7.1. Avant Propos	115
III.7.2. Caractérisation d'une ligne de propagation microruban sur alumine	115
III.7.3. Caractérisation d'un amplificateur intégré	116
III.7.3.1. Mesure de bruit	118
III.7.3.2. Mesure de bruit de l'amplificateur	119
III.7.4. Caractérisation d'un mélangeur à 60 Ghz	120
CONCLUSION	121
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III	122
CONCLUSION GENERALE	123

INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelques années, de nombreuses applications, en particulier dans le domaine civil, sont apparues dans la bande de fréquences comprises entre 50 et 75 GHz. Cette gamme de fréquences est appelée bande V. Ces applications concernent, entre autre, le domaine de l'automobile, en particulier les transmissions courtes distances (véhicules-bornes, véhicules-véhicules), la télémesure (distance, vitesse...) etc... Le coût de ces systèmes est un critère très important; ce qui est antagoniste avec la complexité de conception et de réalisation, de certains éléments (circuits intégrés) constituant ces systèmes. Pour réduire le coût, nous pouvons en particulier réduire le nombre d'élaborations technologiques. De ce fait, le rôle des outils de conception, notamment les modèles, prend une grande importance. Cependant les caractéristiques hyperfréquences (paramètres S, bruit, puissance...) d'éléments actifs tels que les transistors à effet de champ, constituant les dispositifs intégrés, sont difficilement prévisibles en gamme d'ondes millimétriques. Pour cela, il est nécessaire de développer des dispositifs de mesures performants dans ces gammes de fréquences. C'est de la qualité de ces dispositifs de mesures que dépendra la précision des caractérisations et par voie de conséquence la réussite de la conception des circuits intégrés.

Une station de mesure est constituée d'un analyseur de réseaux. Les accès de mesures de cet analyseur de réseaux sont en structure coaxiale jusque 60 GHz ou en structure guide rectangulaire au delà. La majeure partie des dispositifs que nous devons caractériser possède une structure de type microruban ou coplanaire. Dans tous les cas, nous devons utiliser un élément microonde permettant la transition de l'onde électromagnétique entre, d'une part, la structure coaxiale ou guide rectangulaire de l'analyseur de réseaux et, d'autre part, la structure microruban ou coplanaire de l'éléments sous test.

Depuis quelques années (1986), un type de transition, qui est devenu un système de mesure à part entière, est apparu sur le marché. Ce système de mesure, appelé "pointes" ou "sondes" hyperfréquences, a révolutionné la caractérisation hyperfréquence.

Dès le début de l'année 1987, le laboratoire s'est doté d'une station de mesure sous pointes hyperfréquences. La qualité principale de ces pointes hyperfréquences est de pouvoir mesurer les caractéristiques hyperfréquences par simple contact sans connexion ni découpe au préalable du composant.

Parallèlement à ces stations de mesures sous pointes, nous avons développé un autre type de dispositif de mesure appelé "boîtier" ou "cellule" de mesure fonctionnant jusque 40 GHz.

La principale qualité, de ces cellules, est de posséder de très bonnes performances hyperfréquences. L'expérience a montré que ces cellules de mesures étaient des outils de

caractérisations complémentaires aux pointes hyperfréquences, notamment dans le domaine des mesures de bruit, de puissance, en basse température, sous champ magnétique, etc....

C'est en tenant compte de cette expérience, que nous avons entrepris l'étude de cellules de mesures fonctionnant en gamme d'onde millimétrique, en particulier dans la bande V (50-75GHz).

L'objectif de la thèse est donc de réaliser une cellule de mesure en bande V dont les principales caractéristiques sont les bonnes performances hyperfréquences. Cette cellule doit permettre la caractérisation d'éléments aussi divers que des composants discrets et des sous ensembles hyperfréquences intégrés ou hybrides.

CHAPITRE I

INTRODUCTION

Nous nous proposons de mener, dans ce premier chapitre, une étude bibliographique sur les transitions entre un guide d'onde rectangulaire et une structure de propagation de type "planaire". Ces structures de propagation (lignes microrubans ou coplanaires) permettront de connecter un dispositif microonde.

Quatre types de transitions ont été recensées: la transition constituée d'un guide "ridgé" et d'une ligne microruban ou coplanaire, la transition constituée d'une sonde (microruban ou coaxiale) plongée dans un guide rectangulaire et enfin une structure ligne à ailette ou "fineline". Ces quatre transitions sont les plus communément usitées, par de nombreuses équipes, à travers le monde.

Nous ne mènerons pas, de façon détaillée, la résolution des équations mathématiques qui régissent le fonctionnement des diverses transitions. Au contraire, nous essaierons d'expliquer, d'une manière générale, le fonctionnement de ces transitions.

I.1. TRANSITION GUIDE RECTANGULAIRE "RIDGE" - LIGNE MICRORUBAN

I.1.1. Avant propos

Avant d'étudier cette structure en détail, il me semble indispensable de préciser le sens du mot "Ridge". Celui-ci est un terme anglais signifiant, suivant le cas ; sillon, arête, strie

Dans notre application ce "ridge" est une arête métallique de faible épaisseur a' , comparativement au grand côté du guide rectangulaire, qui est centré à l'intérieur de ce guide (cf fig.1).

Initialement, ce type de structure avait la fonction d'abaisser la fréquence de coupure, du mode fondamental TE_{10} d'un guide rectangulaire de dimension a, b , donnée par :

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c}$$

c = vitesse de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s

λ_c = longueur d'onde de la coupure

$$\lambda_c(TE_{10}) = 2.a$$

Dans le cas particulier d'un guide fonctionnant en bande V(50-75GHz), la fréquence de coupure du mode TE_{10} est de :

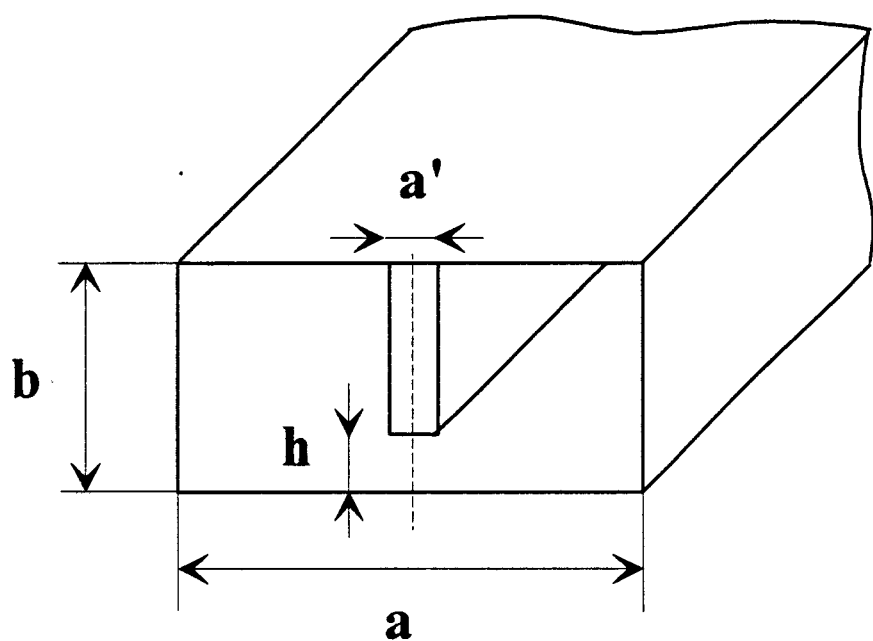
$$f_c = \frac{c}{2a} = 39,47 \text{ GHz}$$

avec : $a = 3,8 \text{ mm}$

$b = 1,9 \text{ mm}$

Nous constaterons dans la suite de l'étude, l'évolution de la fréquence de coupure du guide ridgé en fonction des dimensions du ridge (a') ainsi que de la hauteur (h) - hauteur entre le bas du ridge et le fond du guide.

Cette structure est, sans nul doute, celle qui a été la plus décrite aussi bien d'un point de vue théorique qu'expérimental.



a =grand côté du guide
rectangulaire

b =petit côté du guide
rectangulaire

a' =largeur du ridge

h =hauteur sous le ridge

fig 1:le guide ridgé.

Intéressons-nous d'un peu plus près, et par ordre chronologique, aux différentes publications relatives à ce sujet. Dans un premier temps, c'est S.B. Cohn [1] qui fit une publication sur les propriétés des guides ridgés. Suivi en cela par N. Marcuvitz [2], S. Hopfer [3] et P.R. Pyle [4]. Ces études sont basées sur la méthode de la résonance transverse.

Ces différentes publications ont toutes le même objectif, à savoir d'une part, le calcul de la longueur d'onde de coupure λ_c des modes TE_{no} se propageant à l'intérieur d'un guide ridgé simple ou double (cf figure 2 et 3). Cette longueur d'onde de coupure λ_c varie évidemment en fonction des dimensions du ridge. D'autre part, ces méthodes permettent d'obtenir l'impédance caractéristique sous le ridge.

Dans un second temps, d'autres travaux ont été menés par J.P. Montgomery [5] et plus récemment par Y. Utsumi [6]. Ces travaux font appel à des procédures numériques qui permettent l'obtention des champs électromagnétiques ainsi que l'impédance caractéristique à l'intérieur du guide ridgé en plus de la longueur d'onde de coupure λ_c .

I.1.2. Analyse du guide ridgé par la méthode de la résonance transverse

I.1.2.1. Calcul de la fréquence de coupure

Etudions maintenant les méthodes proposées par [1,2,3,4] permettant de calculer les fréquences de coupures des modes se propageant dans le guide ridgé. Les fréquences de coupure sont données par la relation :

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c}$$

Considérons tout d'abord la section droite d'un guide rectangulaire classique, non ridgé, de dimension a.b. Ce guide peut se représenter sous la forme d'un schéma équivalent qui se compose de deux quadripôles Q1 et Q2 mis en "chaîne". Le premier de ces quadripôles est un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_c et de constante de propagation β qui correspond au guide rectangulaire non limité par les murs métalliques.

Le deuxième de ces quadripôles est un court circuit qui correspond au mur métallique. Pour des raisons de symétrie, nous n'étudierons qu'une moitié du guide rectangulaire (cf figure 4).

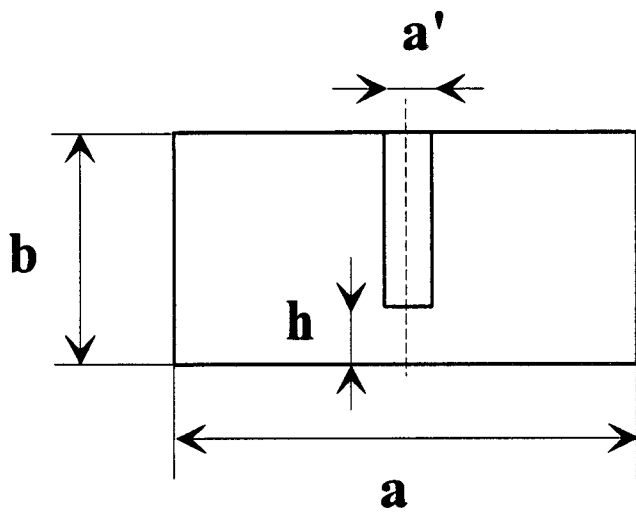


fig 2: Vue de face d'un simple guide ridgé.

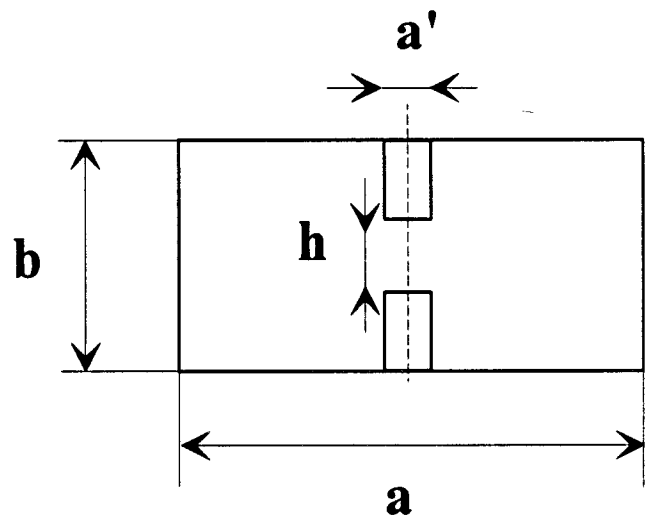


fig 3: Vue de face d'un double guide ridgé.

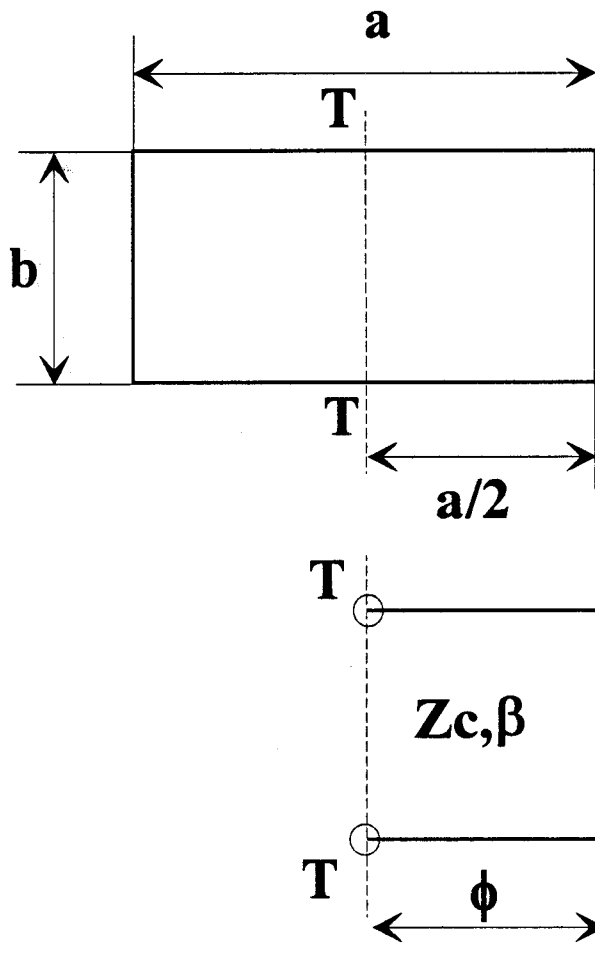


fig 4: Schéma électrique équivalent du guide rectangulaire.

La matrice chaîne du premier quadripôle Q1 est de la forme :

$$ch_{(1)} = \begin{bmatrix} \cos \phi & jZ_c \sin \phi \\ j \frac{\sin \phi}{Z_c} & \cos \phi \end{bmatrix}$$

avec : $\phi = \beta \cdot \frac{a}{2} = \text{déphasage associé à la longueur électrique de la ligne de transmission}$

La matrice chaîne du deuxième quadripôle Q2 est de la forme :

$$ch_{(2)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La mise en "chaîne" des deux quadripôles nous permet donc de calculer la matrice chaîne totale qui est égale à :

$$ch_{(T)} = ch_{(1)} \cdot ch_{(2)}$$

d'où :

$$ch_{(T)} = \begin{bmatrix} \cos \phi & jZ_c \sin \phi \\ j \frac{\sin \phi}{Z_c} & \cos \phi \end{bmatrix}$$

Si nous calculons maintenant les amplitudes des champs électriques et magnétiques correspondantes au schéma équivalent total et défini précédemment, nous pouvons écrire :

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ H_1 \end{pmatrix} = ch_{(T)} \cdot \begin{pmatrix} E_2 \\ H_2 \end{pmatrix}$$

ou plus simplement, compte tenu que $E_2 = 0$: (mur métallique)

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ H_1 \end{pmatrix} = ch_{(T)} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ H_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & jZ_c \sin \phi \\ j \frac{\sin \phi}{Z_c} & \cos \phi \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ H_2 \end{pmatrix}$$

Si l'on définit une impédance Z_1 comme étant le rapport de E_1 sur H_1 , on a :

$$Z_1 = \frac{E_1}{H_1} = j Z_c \operatorname{tg} \phi$$

On peut remarquer qu'à la fréquence de coupure, l'impédance Z_1 est infini, ce qui implique $\phi = \frac{\pi}{2}$.

$$\text{Comme : } \phi = \beta \cdot \frac{a}{2} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{a}{2} = \frac{\pi a}{\lambda}$$

on a : $\lambda = \lambda_c = 2a$ à la fréquence de coupure du mode TE_{10}

Considérons maintenant la propagation dans un guide ridgé simple. On peut représenter ce dernier sous forme d'un schéma équivalent comme précédemment (cf. figure 5)

avec :

- C = capacité équivalente de discontinuité qui dépend du rapport h/b
(h = distance séparant le bas du ridge au fond du guide)
- Z_1 = l'impédance caractéristique sous le ridge
- Z_2 = l'impédance caractéristique à l'intérieur du guide ridgé
- ϕ_1 et ϕ_2 = déphasages associés aux longueurs électriques des lignes de transmissions

Remarque : Les différentes notions d'impédances seront vues en annexe 1.

Comme précédemment, le schéma équivalent peut se représenter comme étant la mise en cascade de plusieurs quadripôles.

Pour rappel, la matrice chaîne du quadripôle constitué d'une capacité parallèle, est de la forme :

$$[ch] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jC\omega & 1 \end{bmatrix}$$

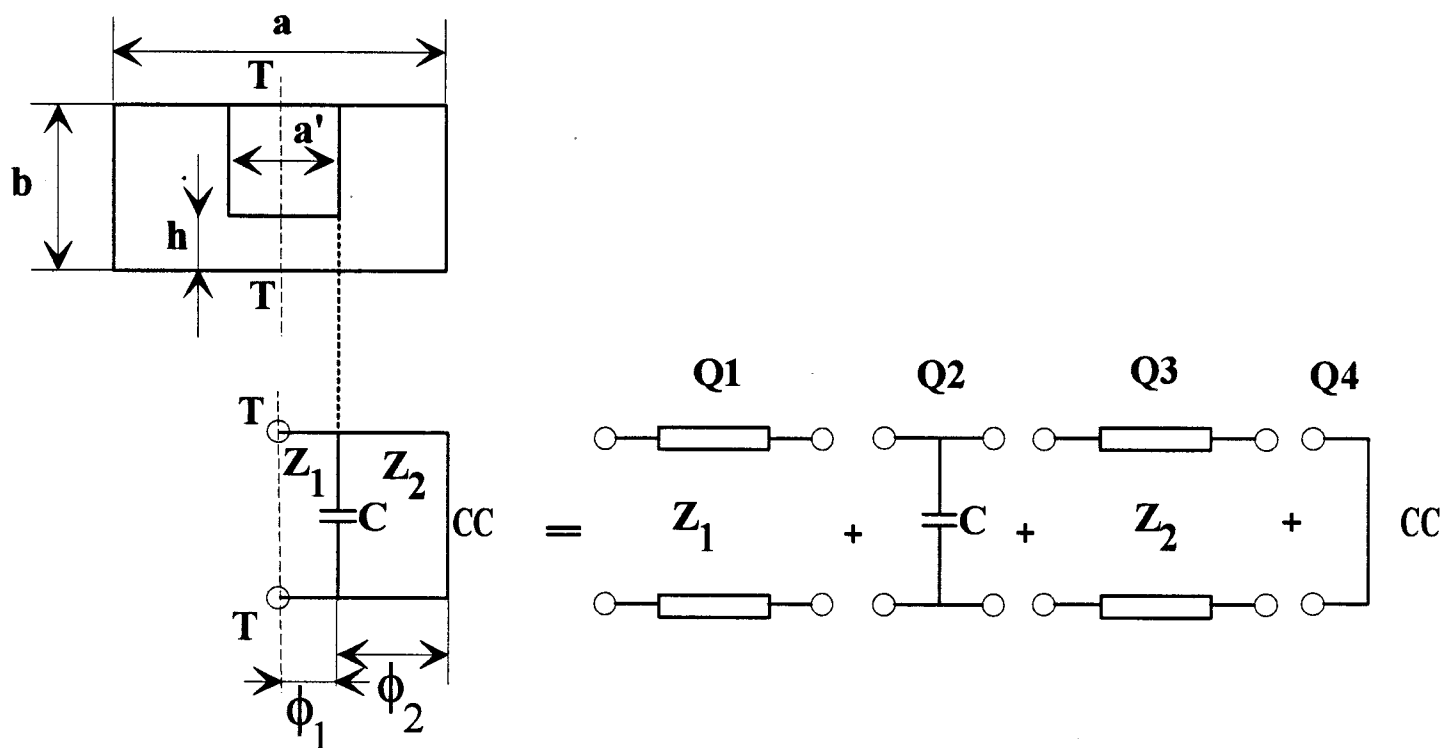


fig 5:Schéma électrique équivalent du guide ridgé.

Nous pouvons donc écrire :

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ H_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi_1 & jZ_1 \sin \phi_1 \\ j \frac{\sin \phi_1}{Z_1} & \cos \phi_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jC\omega & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi_2 & jZ_2 \sin \phi_2 \\ j \frac{\sin \phi_2}{Z_2} & \cos \phi_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ H_2 \end{pmatrix}$$

En développant le produit de matrice, nous obtenons :

$$Z = \frac{E_1}{H_1} = \frac{jZ_2 \sin \phi_2 \cos \phi_1 + jZ_1 \sin \phi_1 \cos \phi_2 - jZ_1 Z_2 C\omega \sin \phi_1 \sin \phi_2}{\cos \phi_1 \cos \phi_2 - \frac{Z_2}{Z_1} \sin \phi_1 \sin \phi_2 - C\omega Z_2 \cos \phi_1 \sin \phi_2}$$

A la fréquence de coupure, l'impédance Z est infini, ce qui entraîne que :

$$\cos \phi_1 \cos \phi_2 - \frac{Z_2}{Z_1} \sin \phi_1 \sin \phi_2 - C\omega Z_2 \cos \phi_1 \sin \phi_2 = 0$$

ou encore :

$$1 - \frac{Z_2}{Z_1} \operatorname{tg} \phi_1 \operatorname{tg} \phi_2 - C\omega Z_2 \operatorname{tg} \phi_2 = 0$$

En posant :

$$* C\omega = B = \frac{2\pi.v.C}{\lambda_c} \quad \text{avec } v = \text{vitesse de l'onde sous le ridge.}$$

$$* \phi_1 = \beta \frac{a'}{2} = \frac{2\pi}{\lambda_c} \frac{a'}{2} = \frac{a' \pi}{\lambda_c}$$

$$* \phi_2 = \beta \left(\frac{a-a'}{2} \right) = \frac{(a-a')\pi}{\lambda_c}$$

$$* \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{b}{h} = \frac{1}{\alpha}$$

Nous constatons que pour un guide ridgé de dimensions fixées, nous obtenons une équation transcendante en λ_c qui est :

$$0 = 1 - \frac{Z_2}{Z_1} \operatorname{tg} \left(\frac{a' \pi}{\lambda_c} \right) \operatorname{tg} \frac{(a-a')\pi}{\lambda_c} - BZ_2 \operatorname{tg} \frac{(a-a')\pi}{\lambda_c} \quad (1)$$

La résolution de cette dernière équation pose un problème ; en effet, le terme BZ_2 n'est pas directement relié à λ_c ou aux dimensions du guide ridgé. Marcuvitz nous propose ici d'exprimer le terme BZ_2 sous la forme suivante :

$$BZ_2 = \frac{2b}{\lambda_c} \left[\ln \left(\left(\frac{1-\alpha^2}{4\alpha} \right) \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right) \left(\alpha + \frac{1}{\alpha} \right)^{\frac{1}{2}} \right) + 2 \frac{A + A' + 2C}{AA' - C^2} \right. \\ \left. + \left(\frac{b}{4\lambda_c} \right)^2 \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^{4\alpha} \left(\frac{5\alpha^2 - 1}{1-\alpha^2} + \frac{4\alpha^2 C}{3A} \right)^2 \right] \quad (2)$$

avec :

$$A = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{2\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - (b/\lambda_c)^2}}{1 - \sqrt{1 - (b/\lambda_c)^2}} - \frac{1 + 3\alpha^2}{1 - \alpha^2} \quad (3)$$

$$A' = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{2/\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - (h/\lambda_c)^2}}{1 - \sqrt{1 - (h/\lambda_c)^2}} + \frac{3 + \alpha^2}{1 - \alpha^2} \quad (4)$$

$$C = \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right)^2 \quad (5)$$

Ces formulations sont issues de l'étude électrostatique d'une ouverture (iris).

Remarque :

Ces expressions sont valables dans le cas d'un double guide ridgé. Pour un simple ridgé λ_c devient $\frac{\lambda_c}{2}$ dans les expressions [2,3,4,5].

N. Marcuvitz nous donne sous forme de tableau les longueurs d'onde de coupure λ_c en fonction des dimensions du guide ridgé (cf tableau 1).

Néanmoins, un certain nombres de restrictions doivent être prises en compte quant à l'obtention du schéma équivalent du guide ridgé ainsi que la résolution des équations régissant ce dernier. De façon générale, cette approche n'est valable que pour des modes TE_{n0} se propageant à l'intérieur du guide. Cette clause est tout à fait restrictive quand on sait que le ridge va induire la propagation de modes supérieurs hybrides. De

b'/b=0.1		b'/b=0.15		b'/b=0.2		b'/b=0.25	
a'/a	λ_c/a	a'/a	λ_c/a	a'/a	λ_c/a	a'/a	λ_c/a
0.00	3.062	0.00	2.925	0.0	2.747	0.0	2.636
0.05	3.652	0.10	3.623	0.1	3.286	0.1	3.060
0.10	4.111	0.20	4.085	0.2	3.646	0.2	3.349
0.15	4.500	0.25	4.248	0.3	3.869	0.25	3.453
0.20	4.763	0.30	4.370	0.333	3.917	0.3	3.529
0.30	5.164	0.40	4.509	0.4	3.976	0.333	3.567
0.40	5.368	0.50	4.518	0.5	3.977	0.4	3.614
0.50	5.397	0.60	4.396	0.6	3.871	0.5	3.609
0.60	5.255						
0.70	4.927						
0.80	4.369						
0.90	3.485						
1.00	2.000						

Table 1: Les longueurs d'ondes de coupure en fonction des dimensions du guide ridgé (d'après Marcuvitz).

plus, l'équation (2) n'est valable que pour $\frac{2b}{\lambda_c} < 1$. C'est le concept de la propagation d'une onde plane à travers un iris.

Une dernière restriction et non la moindre, est d'admettre qu'il n'existe pas d'interactions des modes supérieurs créés par le ridge sur les côtés du guide rectangulaire. Nous verrons dans la suite de l'étude, en comparant avec d'autres approches théoriques, que ces restrictions sont tout à fait préjudiciables pour l'obtention de résultats proches des données expérimentales.

I.1.2.2. Calcul de l'impédance caractéristique

Si un guide ridgé a la propriété d'abaisser la fréquence de coupure du mode TE_{10} se propageant à l'intérieur du guide, il a aussi la propriété d'abaisser l'impédance caractéristique de ce même mode. C'est cet aspect que nous allons étudier maintenant. S. Hopfer [3] nous propose une expression de l'admittance sous le ridge quand la fréquence est infinie ou plus simplement quand la fréquence est très grande devant la fréquence de coupure. Cette expression a la forme suivante :

$$\frac{1}{Y_{0\infty}} = \frac{120\pi^2 \cdot h}{\lambda_c \left[\sin \phi_1 + \frac{h}{b} \cos \phi_1 \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \right]}$$

Il en déduit, par là même, l'expression de l'impédance Z_1 sous le ridge en posant :

$$Z_1 = Z_{0\infty} \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

avec : $Z_{0\infty} = \frac{1}{Y_{0\infty}}$

$$\lambda_g = \text{longueur d'onde guidée} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}}$$

$$\lambda = \text{longueur d'onde} = \frac{c}{f}$$

Nous pouvons donc écrire que l'impédance Z_1 sous le ridge est de la forme :

$$Z_1 = \frac{120 \cdot \pi^2 \cdot h}{\lambda_c \left[\sin \phi_1 + \frac{h}{b} \cos \phi_1 \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \right]} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}}$$

Nous pouvons en conclure qu'en connaissant les dimensions du ridge et en ayant calculé la longueur d'onde de coupure λ_c , il nous est facile de déterminer l'impédance sous le ridge Z_1 . Un exemple de représentation nous est donné par D.R. Singh [7] (cf. figure 6).

Pour exemple, si l'on dispose d'un guide rectangulaire de dimension $a \times b$ avec $a = 3,8 \text{ mm}$; $b = 1,9 \text{ mm}$ et une hauteur d sous le ridge de $0,19 \text{ mm}$, nous pouvons déduire la largeur du ridge si l'impédance est fixée à 50Ω .

La courbe nous donne pour $\frac{d}{b} = 0,1$ un rapport $\frac{s}{a} = 0,35$ d'où $s = 0,35 \times a = 1,33 \text{ mm}$. Par la suite, nous comparerons ce résultat avec ceux obtenus par d'autres méthodes.

Jusqu'à présent, nous avons vu que le guide ridgé avait pour propriété d'abaisser la fréquence de coupure du mode fondamental TE_{10} ainsi que son impédance.

Dans le cas d'une réalisation permettant la transition entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne microruban, un certain nombre de conditions doivent être respectées si l'on veut un couplage optimal entre les deux structures de propagation. Comme il est décrit en annexe 1, l'impédance caractéristique guidée Z_{cg} d'un guide rectangulaire est donnée par l'expression suivante :

$$Z_{cg} = Z_c \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

avec : $Z_c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega$

$$\mu_0 = \text{perméabilité du vide} = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\epsilon_0 = \text{permittivité du vide} = \frac{1}{36\pi 10^9} \text{ F/m}$$

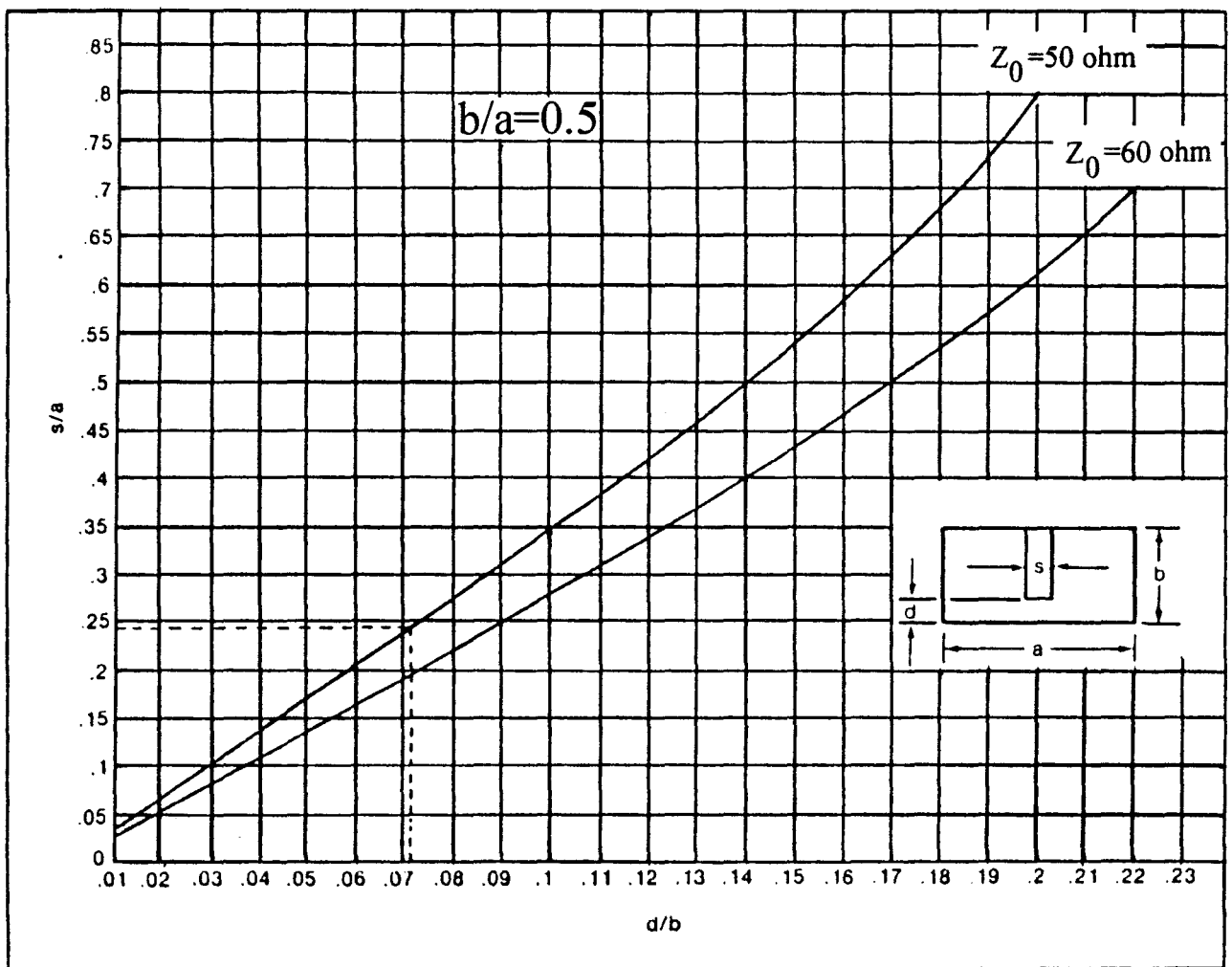


fig 6: Abaque permettant la détermination de l'impédance caractéristique sous le ridge (d'après Singh).

$$\lambda_g = \text{longueur d'onde guidée} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$$

$$\lambda = \text{longueur d'onde} = \frac{c}{f}$$

Par exemple, à 60 GHz, l'impédance caractéristique guidée Z_{cg} est de l'ordre de 500Ω. Si l'on se fixe l'impédance caractéristique de la ligne microruban à 50 Ω, il faut donc réaliser une transformation d'impédance de 500 Ω à 50 Ω.

Plusieurs possibilités nous sont offertes ici. Si l'on dispose de machines outils très performantes, telles les machines à commandes numériques, la réalisation d'un ridge ayant la forme d'un cosinus est sans nul doute celle qui donnera les performances hyperfréquences optimales.

Un exemple de profil en cosinus nous est donné par D.R. Singh (cf. figure 7). Dans le cas où ces machines à commandes numériques ne sont pas disponibles, d'autres solutions peuvent être envisagées. La première de ces solutions est d'approximer le profil en forme de cosinus en une succession de petites marches qui suivent parfaitement le profil. On peut remarquer que plus les marches seront petites, plus le résultat obtenu se rapprochera du cosinus. Cette solution a l'avantage de se réaliser avec une machine outil conventionnelle telle que la fraiseuse. Une autre solution fréquemment rencontrée dans la littérature [8,9,10,11] pour réaliser le transformateur d'impédance est l'emploi de filtres de Tchebyscheff ou de Butterworth. Ces filtres se présentent comme la succession de plusieurs tronçons de ligne mis en cascade. Chaque tronçon de ligne a une impédance caractéristique Z_i et a pour longueur $\lambda_g/4$ environ. Un dessin (cf figure 8) en vue de côté représente le guide ridgé avec ces différentes cotes ainsi que son schéma électrique équivalent (cf. figure 9). En se fixant l'ondulation maximale de la réponse fréquentiel du filtre, on peut aisément calculer par synthèse, à l'aide des formules de Tchebyscheff, l'impédance caractéristique de chaque tronçon de ligne. Nous avons effectué ce travail à l'aide de l'ouvrage proposé par G.L. Matthaei [12]. Connaissant les impédances caractéristiques de chaque tronçon de ligne, nous en avons déduit les hauteurs de chaque marche constituant le ridge. Par la suite, en utilisant les relations fournies par N. Marcuvitz [2], nous avons calculé les capacités correspondant aux discontinuités provoquées par le ridge. A ce niveau, il ne nous restait plus qu'à entreprendre le calcul de chaque longueur de tronçon de ligne en nous basant sur l'ouvrage de [12].

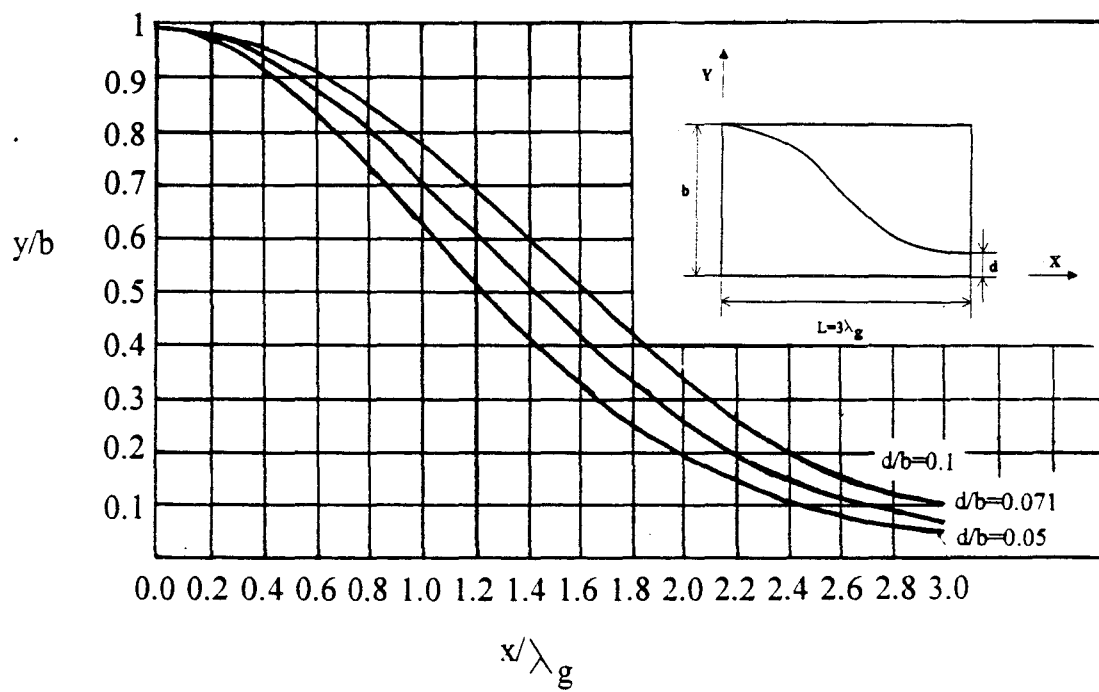


fig 7:Exemple de profil de ridge (d'après Singh).

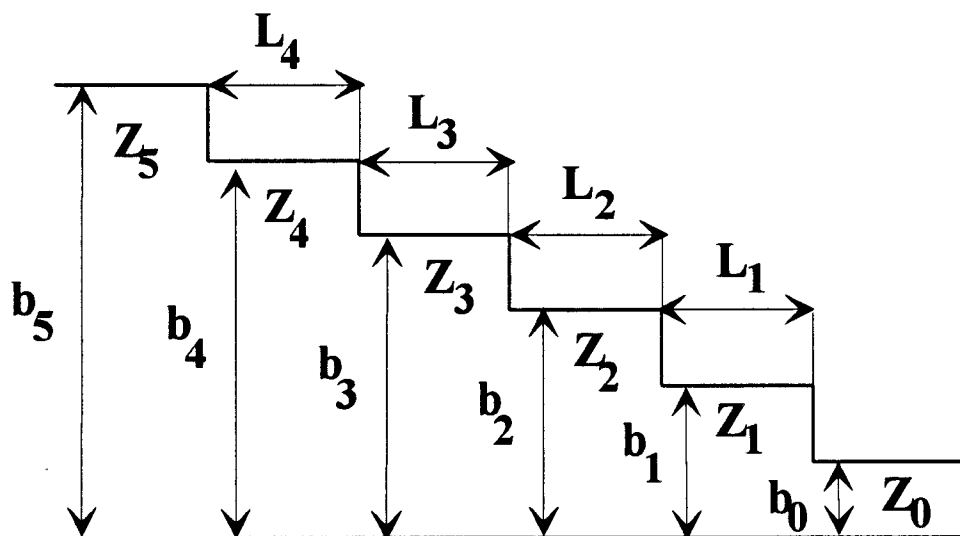


Fig 8:Vue de côté du guide ridgé.

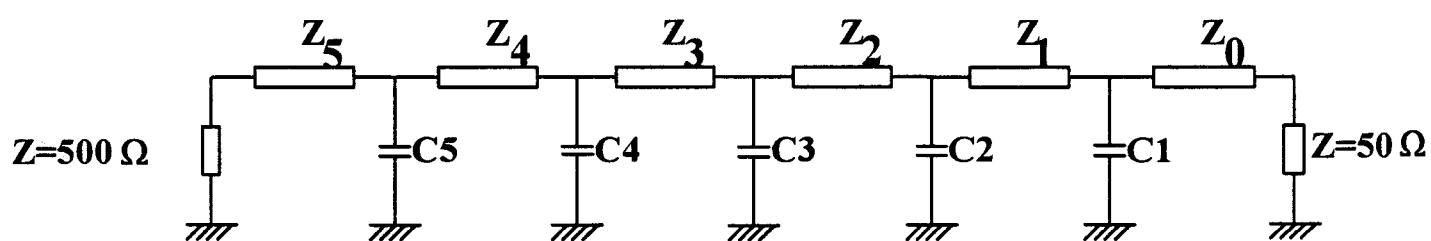


Fig 9:Schéma électrique équivalent du guide ridgé.

Pour fixer les idées, nous avons pris $b_5 = 1,9$ mm (petit côté du guide en bande V) et $Z_5 = 500 \Omega$ (Z_5 = impédance caractéristique guidée à 60 GHz). Nous nous sommes imposés Z_0 = impédance caractéristique guidée sous la dernière marche du ridge = 50Ω ; avec $b_0 = 0,19$ mm. Un tableau, indiquant les différentes impédances Z_i et longueur l_i et b_i , est donné (table 2). Les valeurs de capacités correspondant aux discontinuités sont présentées aussi.

Une simulation de ce schéma électrique a été effectuée à l'aide du logiciel MDS (Microwave Design Simulator de la Société Hewlett Packard) (cf. figure 10). Les résultats en transmission ($\text{dB}(S_{12})$) et en réflexion ($\text{dB}(S_{11})$) sont présentés (cf. figure 11).

Nous pouvons constater que le facteur de réflexion est meilleur que -20dB dans la bande 50-70 GHz et que les pertes d'insertions sont négligeables. Ces résultats sont purement théoriques. Ils ne prennent pas en compte les pertes dans le guide d'onde ridgé. Néanmoins, cette étude n'est pas dépourvue d'intérêts. En effet si on augmente fortement le nombre de section i , on diminue, par là même, les variations de hauteur b_i ce qui a pour effet d'améliorer le facteur de réflexion défini précédemment. Cette constatation tend à prouver que le guide ridgé usiné à l'aide d'une machine à commande numérique aura les meilleurs performances hyperfréquences.

I.1.3. Analyse du guide ridgé par les méthodes numériques

I.1.3.1. Méthode de J.P. Montgomery

Intéressons-nous ici à une deuxième approche concernant l'étude du guide ridgé. Contrairement à l'étude précédente où la longueur d'onde de coupure du guide ridgé était obtenue à partir d'une équation transcendante découlant d'une méthode de résonance transverse, J.P. Montgomery [5] nous propose de résoudre le problème à l'aide d'une méthode où il considère le champ transverse comme la somme de fonctions harmoniques. Il utilisera, pour cela, la méthode de Ritz-Galerkin. Avec cette dernière, J.P. Montgomery calcule le nombre d'onde transversale K_T , qui est relié à la longueur d'onde de coupure, pour les modes TE et TM se propageant à l'intérieur d'un guide ridgé. Sans reprendre en détail tous les calculs de J.P. Montgomery, il nous semble intéressant de retenir quelques notions qui nous permettront d'examiner la trame du travail de ce dernier ainsi que sa finalité.

Section i	5	4	3	2	1	0
Impédance caractéristique guidée Z_{cg_i} (Ω)	500	397	227	110	63	50
Hauteur b_i (mm)	1.9	1.51	0.86	0.41	0.23	0.19
Longueur l_i (mm)		1.53	1.42	1.45	1.59	
Capacité à la jonction (i,i-1) en (fF)		0.47	1.92	2.65	1.83	0.31

Table 2: Les impédances et les dimensions obtenues du guide ridgé en fonction du nombre de section i.

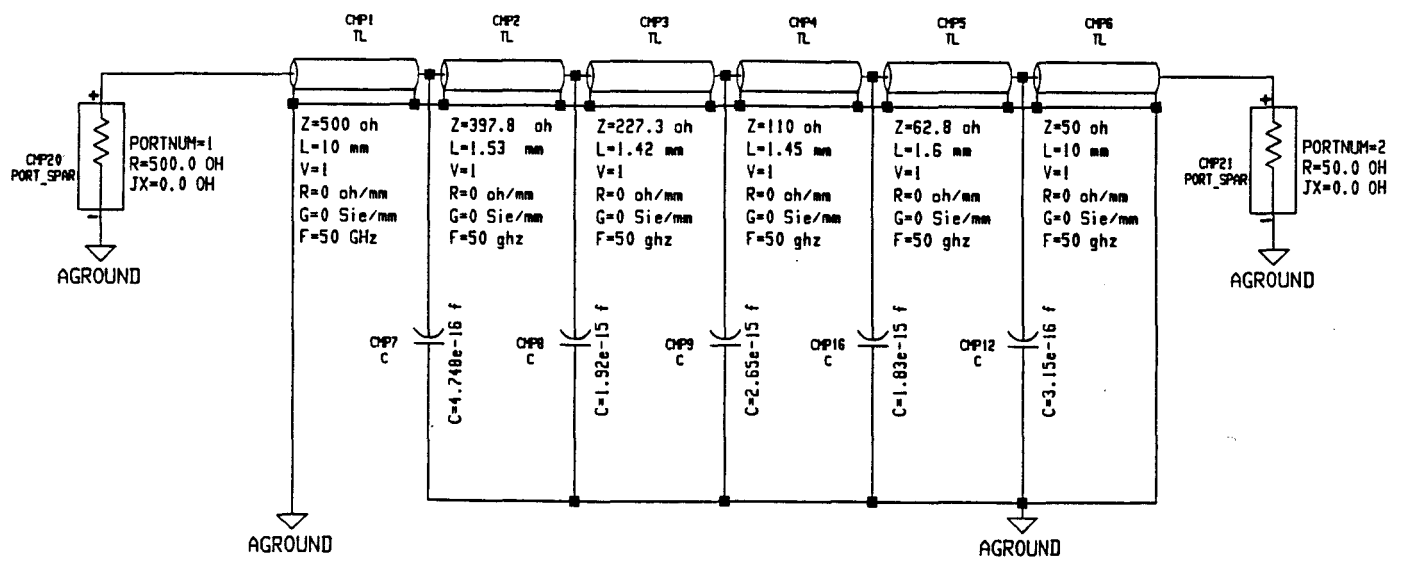


fig 10: Simulation du schéma électrique du guide ridgé à l'aide du logiciel M.D S.

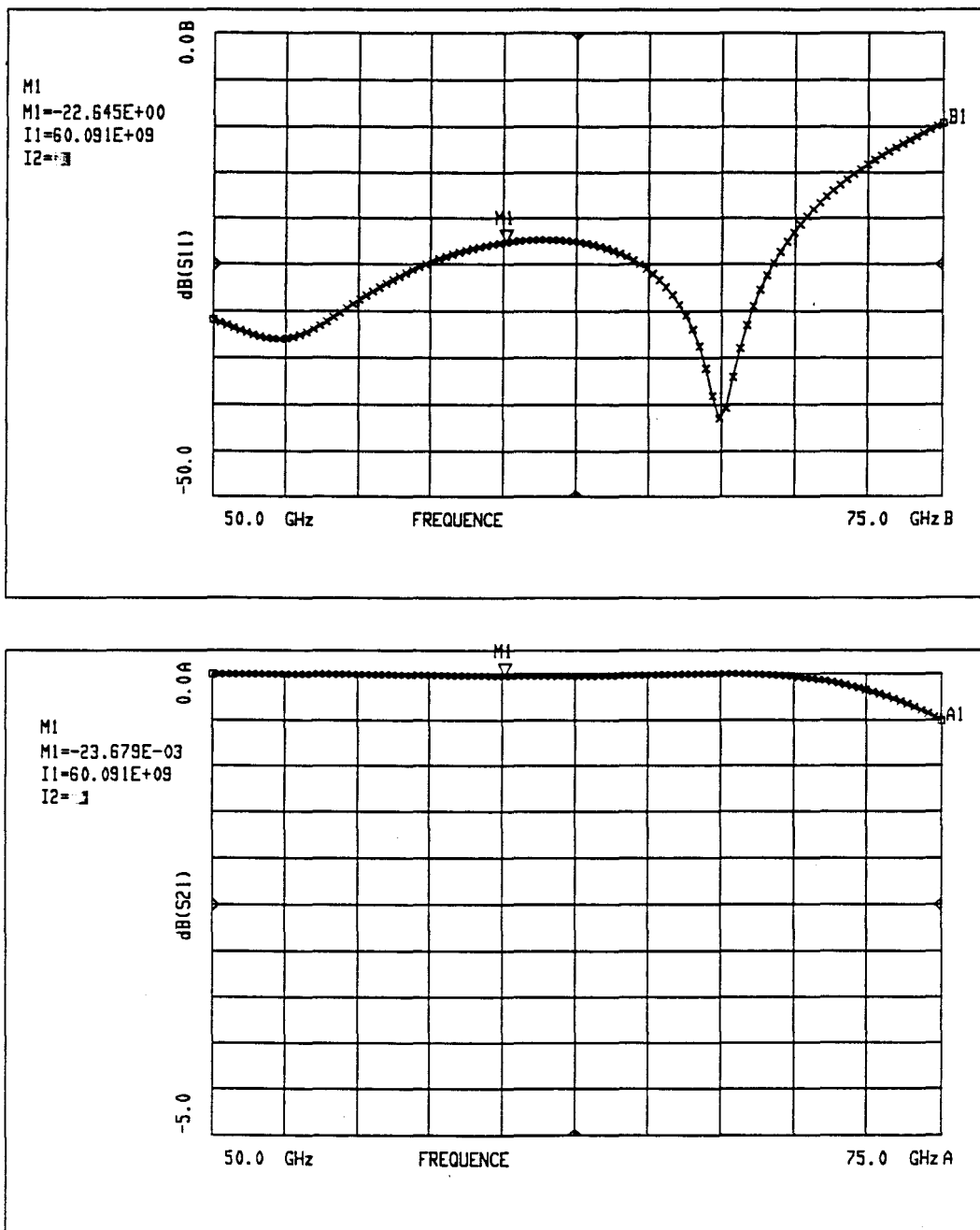


Fig 11: Evolution du facteur de réflexion (dB(S11)) et du facteur de transmission (dB(S21)) en fonction de la fréquence.

D'après J.P. Montgomery, il existe trois types de mode de propagation dans un guide ridgé :

- les modes TE hybrides (Transverse Electrique)
- les modes TM hybrides (Transverse Magnétique)
- les "through" modes TE et TM

Soit un double guide ridgé représenté sous la forme suivante (cf. figure 12).

On peut distinguer deux zones :

- zone 1 : qui est défini pour $-a_1 < x < a_1$ et $-a'_3 < y < a_3$
- zone 2 : qui est défini comme $[-a_2 < x < -a_1$ ou $a_1 < x < a_2]$ et $-a'_4 < y < a_4$

Les modes TE hybride et TM hybride peuvent se propager dans les zones 1 et 2, les "through" modes ne se propagent que dans la zone 2.

Considérons un cas de figure : celui où l'axe (oy) est un plan de symétrie. Les modes de propagation dans ce cas sont les TE_{p0} hybride où p est impair. Nous pouvons toujours écrire d'après [5] :

$$\vec{E}(x,y,z) = -j\omega\mu \phi(z) \text{grad}\vec{(g(x,y))} \wedge \vec{e_z}$$

$$\vec{H}(x,y,z) = \phi'(z) \text{grad}\vec{(g(x,y))} + K_T^2 \cdot g(x,y) \phi(z) \vec{e_z}$$

où : $g(x,y)$: fonction des coordonnées transversales du potentiel de Hertz

$\phi(z)$ = fonction ne dépendant que de la direction z

K_T = nombre d'onde transversale

$$\vec{e_z} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

Dans la région 1 du guide ridgé, on a :

$$g_1(x,y) = \sum_{n=0}^{L \rightarrow \infty} \eta_1(n) \sin(K_{x_1}(n).x) \cos\left(\frac{n\pi(y-a_3)}{a_3+a'_3}\right)$$

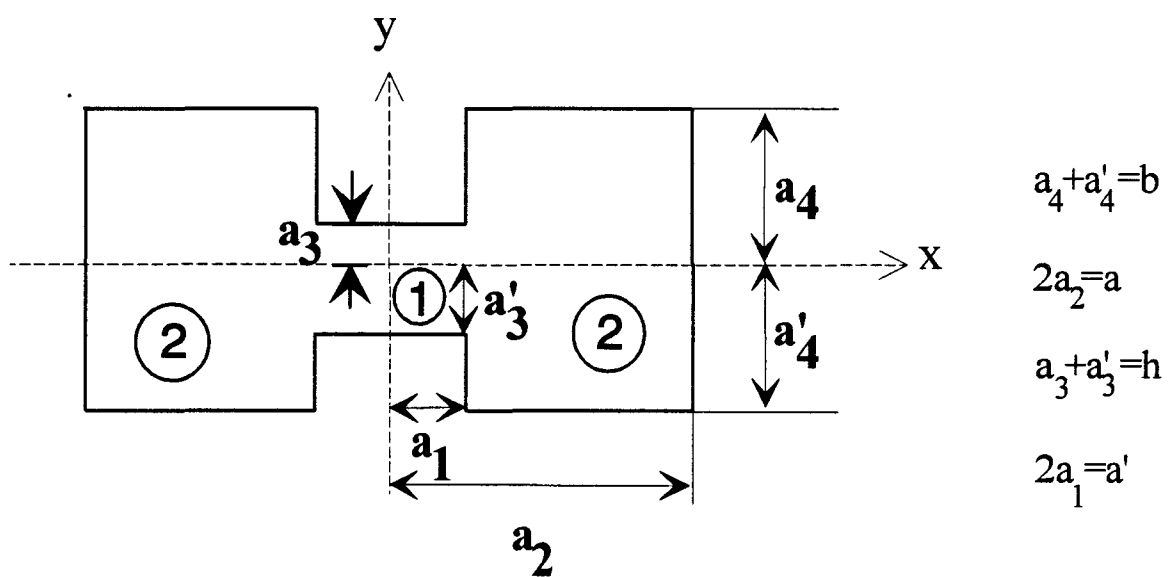


fig 12:Le double guide ridgé (d'après Montgomery).

avec :

$$\begin{cases} K_{x_1}(n) = \sqrt{K_T^2 - \left(\frac{n\pi}{a_3 + a'_3}\right)^2} & \text{si } K_T \geq \frac{n\pi}{a_3 + a'_3} \\ K_{x_1}(n) = -j\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a_3 + a'_3}\right)^2 - K_T^2} & \text{si } K_T < \frac{n\pi}{a_3 + a'_3} \end{cases}$$

Dans la région 2 du guide ridgé, on a :

$$g_2(x, y) = \sum_{m=0}^{L \rightarrow \infty} \eta_2(m) \cos(K_{x_2}(m)(x - a_2)) \cos\left(\frac{m\pi}{a_4 + a'_4}(y - a_4)\right)$$

avec :

$$\begin{cases} K_{x_2}(m) = \sqrt{K_T^2 - \left(\frac{m\pi}{a_4 + a'_4}\right)^2} & \text{si } K_T \geq \frac{m\pi}{a_4 + a'_4} \\ K_{x_2}(m) = -j\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_4 + a'_4}\right)^2 - K_T^2} & \text{si } K_T < \frac{m\pi}{a_4 + a'_4} \end{cases}$$

Remarque :

- L est l'indice de sommation (L théorique est égal à l'infini)
- les valeurs $\eta_1(n)$ et $\eta_2(m)$ peuvent se déterminer à partir des équations de continuité du champ sur les parois du guide ridgé.

A ce stade, J.P. Montgomery obtient une équation de type :

$$\bar{L}(K_r) \cdot E_{gap} = 0$$

où : $\bar{L}(K_r)$ représente un opérateur intégral-somme

et : E_{gap} le champ électrique sous le ridge

Cette équation est obtenue à partir de la condition de continuité du potentiel scalaire à la limite des zones 1 et 2.

C'est pour résoudre cette dernière équation, que J.P. Montgomery utilise la méthode de Ritz-Galerkin.

D'autre part, l'expression du champ électrique sous le ridge peut s'écrire en fonction de la coordonnée y :

$$E_{gap}(y) = \sum_{l=0}^L C_l \cos \frac{l\pi}{a_3 + a'_3} (y - a_3)$$

Finalement, Montgomery obtient le système suivant :

$$[H(K_T)] \cdot [C] = 0$$

où : $[H]$ est une matrice à $(L+1)$ lignes et $(L+1)$ colonnes

et : $[C] = [C_0 C_1 \dots C_L]^T$

Résultats numériques

Les résultats obtenus, par cette méthode, donnant en particulier le nombre d'onde transversale K_T , sont présentés au tableau 3 pour $b/a = 0,8$, $\frac{h}{b} = 0,275$ et $\frac{a'}{a} = 0,2$.

Dans ce cas, nous pouvons remarquer que pour $n \geq 5$ et $m \geq 20$, on obtient une très bonne stabilité sur la valeur K_T .

Conclusion de la méthode proposée par J.P. Montgomery

Bien que cette méthode soit lourde d'un point de vue mathématique (utilisation de la méthode de Ritz-Galerkin). J.P. Montgomery nous propose de calculer la totalité des nombres d'ondes transversales K_T pour chaque mode se propageant à l'intérieur du guide ridgé compte tenu des dimensions de ce dernier. Cette méthode est beaucoup plus rigoureuse que celle vue précédemment qui faisait appel à des approximations plus ou moins empiriques. Enfin, la méthode proposée par J.P. Montgomery met en évidence la présence de modes TE et TM hybrides.

N	M	K_T (rad/inch)
1	1	4.42568
1	5	3.64749
1	20	3.62750
1	99	3.62594
5	5	3.69110
5	10	3.66535
5	20	3.65197
5	40	3.64910
5	60	3.64860
5	99	3.64831
10	10	3.66824
10	20	3.66022
10	60	3.65216
10	80	3.65181
10	99	3.65166
15	15	3.66622
15	30	3.65691
15	50	3.65426
15	70	3.65269
15	90	3.65243
20	20	3.66105

Table 3: Variation du nombre d'onde K_T en fonction de l'indice de sommation (d'après Montgomery).

I.1.3.2. Méthode d'Y. Utsumi

Avant Propos

Cette approche nous est proposée par Y. Utsumi [6]. Nous ne rentrerons pas en détail dans l'étude de cette approche, car d'une part elle ressemble fortement à celle de J.P. Montgomery avec néanmoins une variante qui concerne la méthode de calcul. D'autre part, comme la précédente, cette méthode est essentiellement numérique. Nous nous contenterons de présenter les principaux résultats.

I.1.3.3. Calcul de la fréquence de coupure

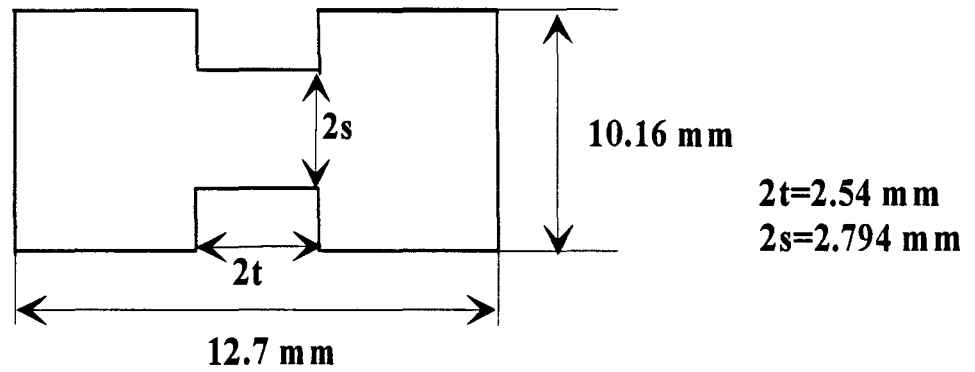
Cette étude proposée par Y. Utsumi est similaire à celle de J.P. Montgomery, tout au moins dans l'approche. Il distingue deux zones : l'une sous le ridge, l'autre entre le ridge et le petit côté du guide. Comme précédemment, il prend en compte les modes TE et TM.

Seule la méthode de calcul diffère de celle de J.P. Montgomery. En effet, Y. Utsumi utilise une méthode variationnelle pour calculer le nombre d'onde transversale K_T de chaque mode se propageant. A l'aide de sa méthode, Y. Utsumi compare les résultats qu'il obtient avec ceux obtenus par J.P. Montgomery. Un exemple est donné figure 13. Il s'agit d'un double guide ridgé.

On ne peut observer qu'un très bon accord des deux approches. Dans la suite de ces travaux, Y. Utsumi nous donne d'autres résultats très intéressants. En effet, en considérant un guide rectangulaire classique dont le mode d'excitation est défini au préalable (colonne 1 de la table 4), Utsumi calcule, dans un cas particulier, le nombre d'onde K_T (colonne 2 de la table 4), ainsi que les modes qui vont se créer suivant l'excitation initiale. Un tableau récapitulatif est donné (cf. tableau 4).

Explicitons ce dernier tableau. Dans la première colonne, Y. Utsumi nous donne le nombre d'onde K_T correspondant au mode propagé pour un guide rectangulaire de dimension $2a \times b$ avec $a = b = 9,5$ mm. Pour rappel, le nombre d'onde K_T est donné par la relation : $K_T = \frac{2\pi}{\lambda_c}$; avec λ_c = longueur d'onde de coupure = $\frac{2}{\sqrt{\left(\frac{p}{a}\right)^2 + \left(\frac{q}{b}\right)^2}}$;

p et q sont des indices entiers indiquant le nom du mode.



Mode	K_T (rad/mm) (Utsumi)	K_T (rad/mm) (Montgomery)
TE10 hybrid	0.1438	0.1437
TE10 trough	0.3155	0.3166
TE20 trough	0.6215	0.6190
TE30 hybrid	0.6707	0.6712
TE11 trough	0.6971	0.6973

fig 13: Comparaison des nombres d'onde suivant la propagation du mode (d'après Utsumi).

①			②	
Guide d'onde rectangulaire (2a.b), a=b=9.5 mm			Guide ridgé (2a.b,2t,s) a=b=9.5,t=015,s=1.7 mm	
nombre d'onde $k_T(\text{rad/mm})$	Mode	Transition du mode	Mode	nombre d'onde $k_T(\text{rad/mm})$
0.1653	TE10	→	TE10 Hybrid	0.0930
0.3697	TE11	→	TE10 Trough	0.3332
0.3697	TM11	↗	TE30 Hybrid	0.3881
0.4960	TE30	↗	TM11 Trough	0.4665
0.5962	TE31	→	TE31 Hybrid	0.5265
0.6817	TE12	→	TE20 Trough	0.6654
0.6817	TM12	↗	TE50 hybrid	0.6913
0.8267	TE50	↗	TM12 Trough	0.7358
0.8267	TE32	→	TE21 Trough	0.7456
0.8267	TM32	↗	TE51 Hybrid	0.8298
0.8904	TE51	↗	TM22 Trough	0.9427

Table 4: Détermination du mode se propageant à l'intérieur du guide ridgé compte tenu de l'excitation (d'après Utsumi).

Considérons un exemple : pour le mode TE_{10} ($p = 1$ et $q = 0$), λ_c est égale à $2a$, d'où la valeur de $K_T(TE_{10})$:

$$K_T(TE_{10}) = \frac{2\pi}{2.(2a)} = 0,1653 \text{ rad/mm}$$

Dans ce cas particulier d'excitation, si on place un ridge de dimension $t = 0,15$ mm et $s = 1,7$ mm, à l'intérieur du guide rectangulaire, on s'aperçoit que le mode qui va se propager est le mode TE_{10} hybride. Le nombre d'onde est alors égal à $K_T = 0,093 \text{ rad/mm}$, ce qui correspond à une fréquence de coupure du guide ridgé de $f_c = \frac{c.K_T}{2\pi} = 4,44 \text{ GHz}$. En comparaison, la fréquence de coupure du guide rectangulaire classique est de $f_c = 7,89 \text{ GHz}$.

Une autre représentation plus complète de l'évolution du nombre d'onde K_T en fonction des dimensions du guide ridgé nous est proposée à la figure 14.

Ici, Y. Utsumi nous présente l'évolution du nombre d'onde K_T normalisé ($K_T.a$) pour chaque mode en fonction des dimensions du ridge. Nous pouvons faire plusieurs constatations à propos de cette courbe. A partir de la figure 14, nous trouvons le nombre d'onde normalisé $K_T.a \cong 0,9$ pour le cas du guide ridgé décrit précédemment.

$$\frac{t}{a} = \frac{0,15}{9,5} = 0,0158 \text{ et } \frac{s}{b} = \frac{1,7}{9,5} = 0,179.$$

Cette détermination graphique est suffisamment précise pour calculer le nombre d'onde correspondant à un mode donné d'une structure de guide ridgé.

La deuxième constatation est la suivante : si l'on fait tendre le rapport $\frac{s}{b}$ vers 1, dans ce cas le guide ridgé redevient un guide rectangulaire classique, nous obtenons une valeur de $K_T.a$ de l'ordre de 1,6 d'où une valeur de K_T d'environ 0,168 rad/mm. On en déduit la fréquence de coupure, pour le mode TE_{10} , qui vaut alors : $f_c = \frac{K_T.c}{2\pi} = 8 \text{ GHz}$. Cette valeur est à comparer avec la valeur théorique qui est égale à $f_c = 7,89 \text{ GHz}$.

Cette courbe nous sera donc très utile, pour des applications pratiques, pour déterminer la fréquence de coupure du guide ridgé. Toutefois, une remarque s'impose concernant l'emploi de la courbe n°14.

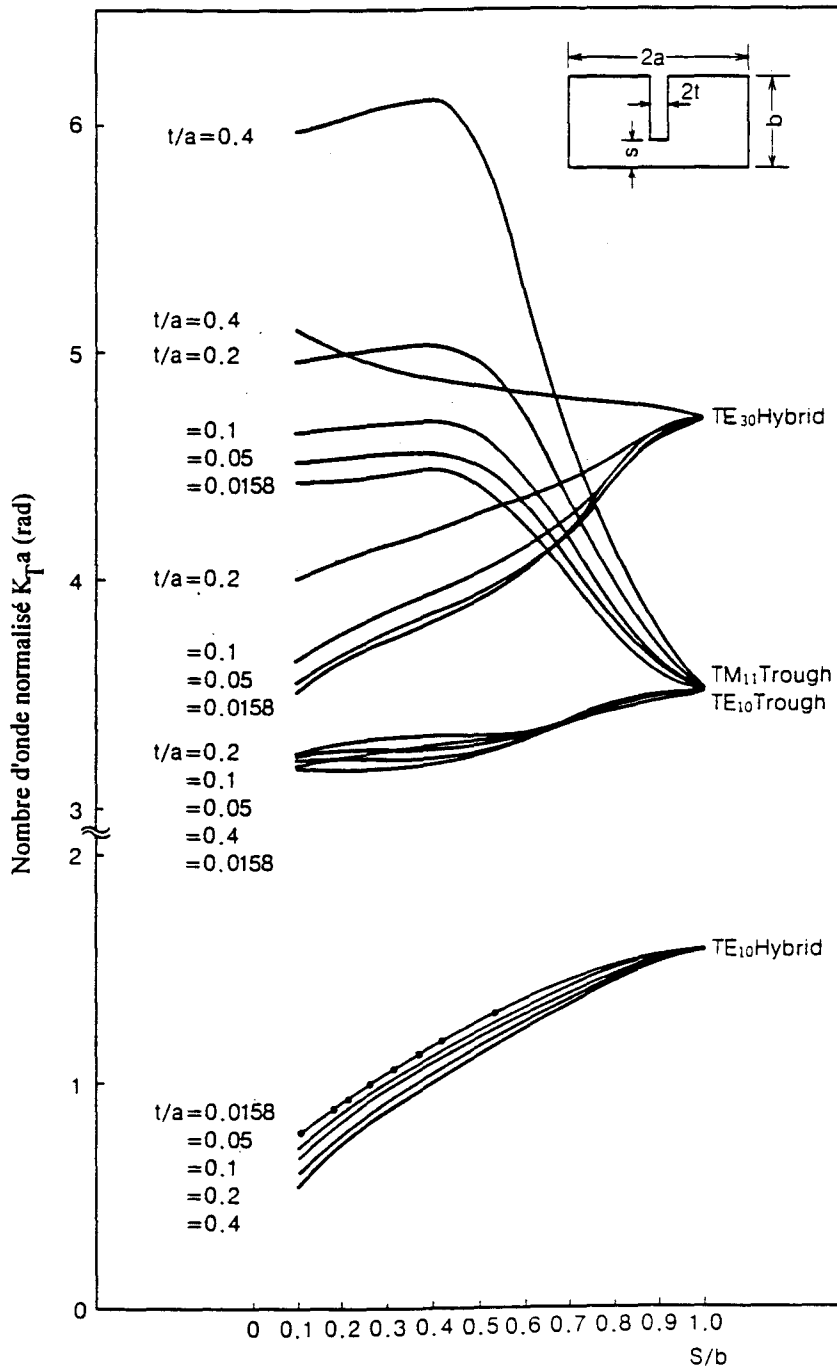


fig 14: Evolution du nombre d'onde normalisé ($K_T a$) en fonction du mode se propageant et des dimensions du guide ridgé (d'après Utsumi).

En effet, l'ordonnée est graduée en valeur normalisée $K_T.a$, avec a valeur fixée ($2a = 19$ mm). Dans nos applications de guide ridgé fonctionnant dans la bande V (50-75 GHz) la dimension du grand côté du guide est de 3,8 mm. Il va donc falloir repondérer la courbe avec un coefficient correcteur.

Dans notre cas particulier, ce coefficient sera égal au rapport $\frac{19}{3,8} = 5$. Ceci est vrai, en fait, car nous effectuons une homothétie à rapport constant de toutes les dimensions du guide ridgé. De plus les champs électromagnétiques se propageant à l'intérieur du guide ridgé suivent la même homothétie. C'est ce qui nous permet d'utiliser la figure 14 dans une autre plage de fréquence que celle prévue initialement.

I.1.3.4. Calcul de l'impédance caractéristique du guide ridgé

Y. Utsumi utilise la relation tension-puissance pour définir l'impédance caractéristique du guide ridgé (voir annexe 1). En effet, il pose :

$$Z_{cg} = \frac{V_g^2}{2P}$$

avec : $V_g = \int_0^S E_y(o,y)dy$

et : $P = \frac{1}{2} \int_0^b \int_0^a (E_y H_x^* - E_x H_y^*) dx dy$

où V_g est la tension sous le ridge à $x = 0$ (au centre du ridge).

A l'aide de cette définition et à partir du calcul des champs électromagnétiques précédemment décrit, il obtient une courbe qui donne l'évolution de l'impédance caractéristique Z_c en fonction des dimensions du ridge (cf. figure 15).

Par ailleurs, il a :

$$Z_{cg} = \frac{Z_c}{\sqrt{1 - \left(\frac{K_T}{K_0}\right)^2}} = \frac{Z_c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = Z_c \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

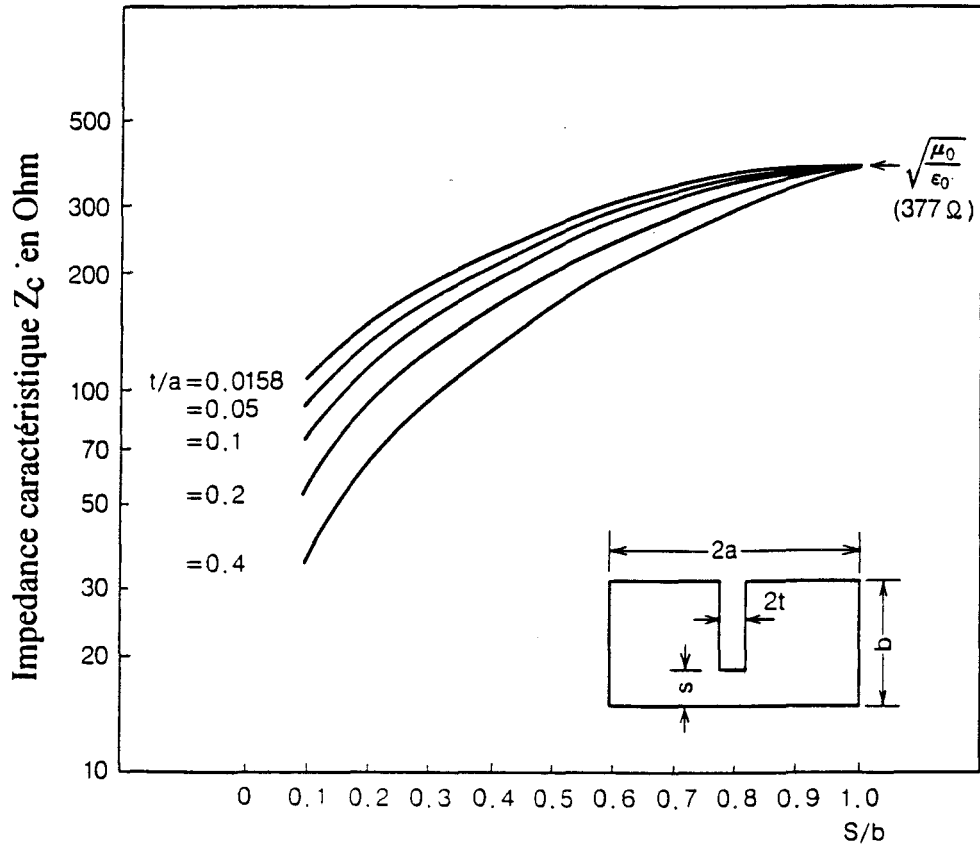


fig 15: Evolution de l'impédance caractéristique Z_c en fonction des dimensions du guide ridgé (d'après Utsumi).

Remarques

* Quand $\frac{s}{b}$ tend vers 1, le guide ridgé redevient un guide rectangulaire classique, l'impédance caractéristique Z_c tend vers $377 \, \Omega = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$.

* L'impédance caractéristique Z_c est pratiquement égale, à quelque pour-cent près, à l'impédance caractéristique guidée quand la fréquence F de travail est très supérieure à la fréquence de coupure F_c .

$$\text{En effet, avec : } Z_{cg} = \frac{Z_c}{\sqrt{1 - \left(\frac{F_c}{F}\right)^2}} ; \text{ on a } Z_{cg} \approx Z_c \text{ si } F \gg F_c$$

Cette remarque nous sera utile dans les réalisations pratiques car elle permet de confondre l'impédance caractéristique Z_c avec l'impédance guidée Z_{cg} si $F \gg F_c$.

I.1.3.5. Représentation des lignes de champs à l'intérieur du guide ridgé

C'est la dernière étape concernant l'étude du guide ridgé. En effet, nous avons vu que ce dernier avait la propriété d'abaisser la fréquence de coupure ainsi que l'impédance caractéristique, mais qu'en est-il des lignes de champs à l'extrémité du guide ridgé (sous le ridge) compte tenu de l'excitation introduite initialement à l'entrée du guide rectangulaire classique ?

Cette étude est primordiale. En effet, si nous voulons réaliser une transition entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne microruban avec un guide ridgé, la solution qui consiste à dire qu'il faille avoir la même impédance entre les deux structures de propagation, n'est pas suffisante pour avoir de bonnes caractéristiques hyperfréquences. Pour avoir celles-ci, il faut assurer d'une part les impédances caractéristiques pratiquement identiques des deux structures et d'autre part des lignes de champs semblables (raccordement des lignes de champs). Les lignes de champs électriques dans une ligne microruban sont communément représentées de la façon suivante (cf. figure 16).

Qu'en est-il des lignes de champs sous le ridge ? Sur ce point, tous les auteurs déjà cités sont formels. Si le guide d'onde rectangulaire est excité par le mode

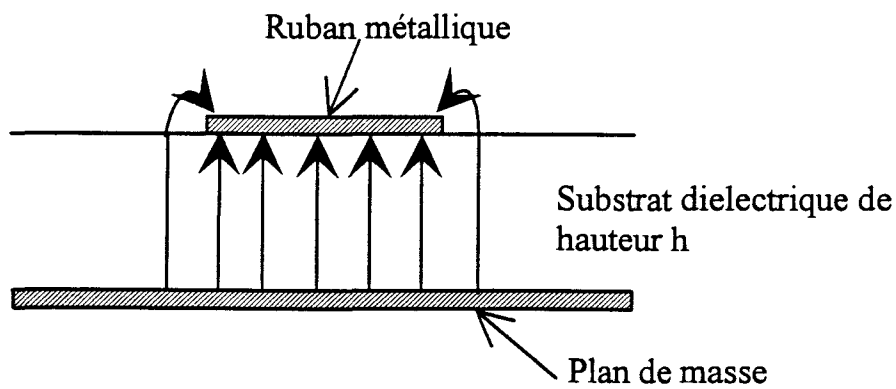
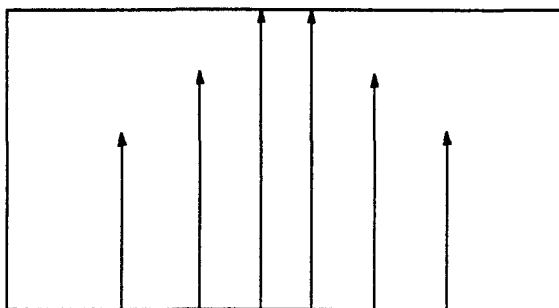
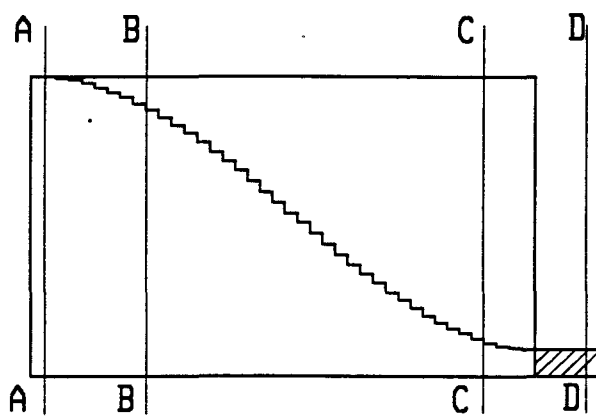
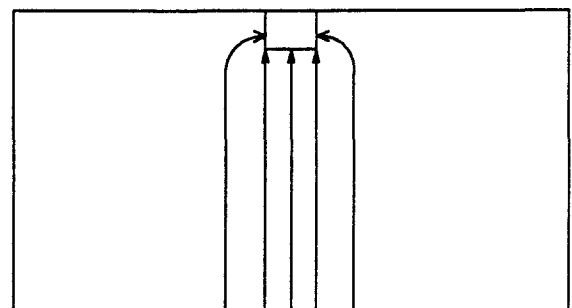


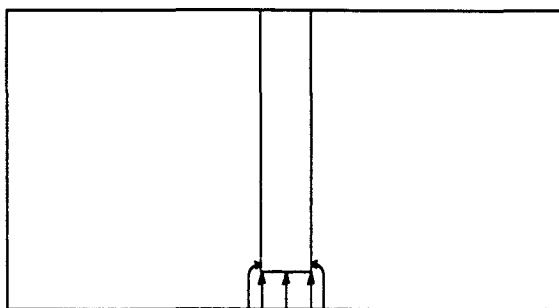
fig 16: Représentation des lignes de champs électriques sur la ligne microruban.



COUPE-AA



COUPE-BB



COUPE-CC



COUPE-DD

fig 17: Vue de côté du guide ridgé avec représentation des lignes de champs électriques dans la structure.

fondamental TE_{10} , les lignes de champs électriques sont confinées sous le ridge et sont semblables à celles de la ligne microruban. Pour être plus explicite, nous avons réalisé un dessin en coupe du guide ridgé (approximation d'un profil en cosinus en une succession de petites marches) (cf. figure 17). Une ligne microruban vient en contact avec l'extrémité du guide ridgé.

- sur la coupe AA, nous avons représenté les lignes de champ électrique, du guide rectangulaire classique, correspondant au mode TE_{10} (représentation communément admise),

- sur la coupe BB, les lignes de champs électriques sont perturbées et déformées par la présence du ridge,

- sur la coupe CC qui correspond pratiquement à l'extrémité du ridge, les lignes de champs électriques sont confinées sous ce dernier,

- les lignes de champs électriques dans la ligne microruban sont représentées dans la coupe DD.

Les représentations de ces lignes de champs sont purement idéalistes. Elles permettent de clarifier le phénomène de la transition progressive entre les deux structures de propagation. Toutefois, ces représentations sont corroborées par les résultats d'Y. Utsumi (cf. figure 18). Celui-ci indique la direction et l'amplitude du champ électrique par des flèches pour différents rapports $\frac{s}{b}$ et suivant l'excitation initiale.

L'amplitude du champ électrique est proportionnelle à la taille de la flèche. Cette remarque est importante car on peut être trompé par cette représentation. Bien qu'il existe une partie de l'énergie à proximité du ridge, la majorité de celle-ci se situe sous le ridge et sera couplée au maximum à la ligne microruban, dans le cas de la transition.

D'autre part, il est intéressant de noter, comme nous le signalions précédemment, que le fait d'assurer l'équivalence des impédances entre les deux structures ne permet pas de prétendre à une transition optimale si le mode d'excitation initiale est différent du TE_{10} . En effet, dans le cas où le mode d'excitation est différent du TE_{10} , les lignes de champs du guide ridgé ne sont pas compatibles avec celle de la ligne microruban (cf. figure 18b,18c,18d).

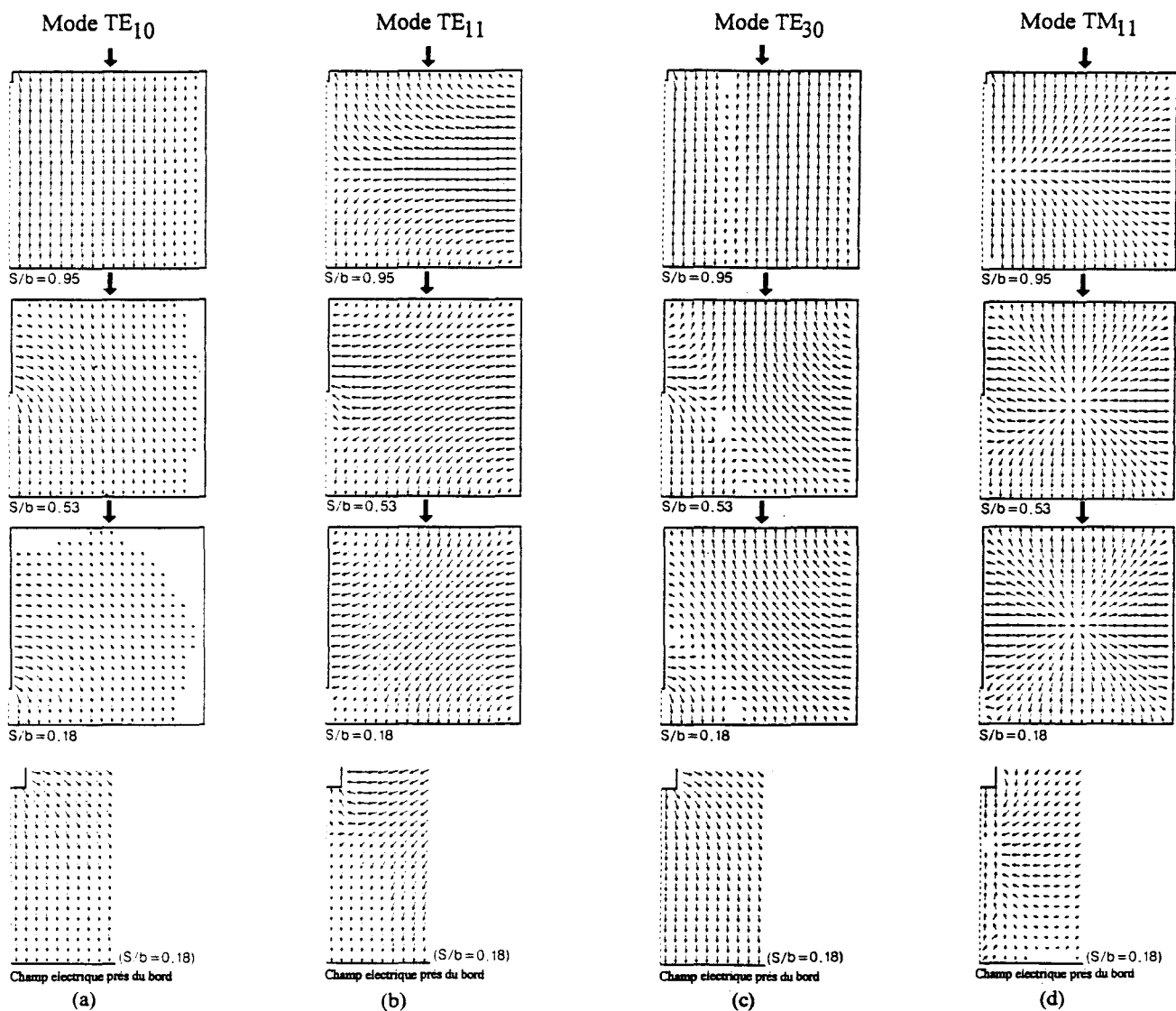


fig 18: Direction des lignes de champs électriques dans la structure suivant l'excitation (d'après Utsumi).

Conclusion de la méthode proposée par Y. Utsumi

Y. Utsumi nous propose ici, à l'aide d'une méthode variationnelle, un grand nombre de résultats théoriques concernant le guide ridgé. Ces résultats sont du même acabit que ceux obtenus par J.P. Montgomery. D'autre part, et c'est un grand mérite, Y. Utsumi nous donne sans compter des courbes, des graphiques et des abaques qui sont directement exploitables par les utilisateurs potentiels dans le cas d'une réalisation pratique. A cet égard, cette publication est sans nul doute celle qui a été la mieux conçue.

Nous nous sommes basés sur cette étude pour la conception pratique d'une transition. Les résultats expérimentaux sont d'une grande qualité en comparaison de ceux obtenus à l'aide de la première approche (cf. Chapitre II). Ceci tend à prouver que les calculs théoriques, qu'Y. Utsumi a développés, correspondent à la réalité physique.

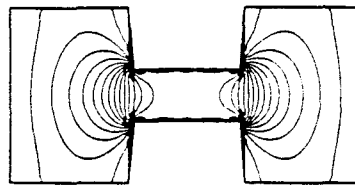
Remarque : Il existe une quatrième approche, récemment publiée, concernant l'étude du guide ridgé. Celle-ci a été menée par W. Sun [13]. Cette étude, comme la précédente, nous donne toutes les informations concernant le guide ridgé : fréquence de coupure, impédance sous le ridge, etc ... Ces résultats sont déterminés par W. Sun à l'aide d'une méthode dénommée "Magnetic Field Integral Equation" (MFIE). Ces résultats ne font que corroborer ceux qui ont déjà été publiés par Y. Utsumi. En conséquence, nous ne détaillerons pas cette étude. Néanmoins nous présentons ici, la configuration des lignes de champs électriques à l'intérieur du guide ridgé selon W. Sun. Bien qu'il s'agisse des mêmes résultats que ceux obtenus par Y. Utsumi, la représentation proposée par W. Sun est quelque peu différente. En effet, W. Sun représente les lignes de champs électriques sous forme de contours. Les variations rapides de l'amplitude du champ électrique sont représentées par des contours resserrés. De cette façon, W. Sun représente les lignes de champs électriques à l'intérieur d'un double guide ridgé suivant la nature du mode (cf. figure 19).

Commentaires concernant ces représentations

Dans le cas du mode TE_{10} (cf. figure 19a), nous constatons, comme prévu, que le champ électrique est confiné sous le ridge. Les variations de ce champ s'effectuent de part et d'autre du ridge.

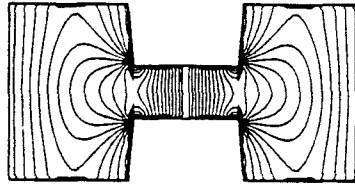
Pour le mode TE_{20} (cf. figure 19b) de brusques variations ont lieu sous le ridge.

Dans le cas du mode TE_{30} (cf. figure 19c), le champ électrique est confiné d'une part sous le ridge et d'autre part entre le ridge et les côtés latéraux du guide.



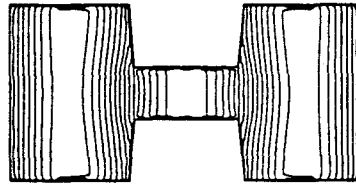
Mode TE_{10}

(a)



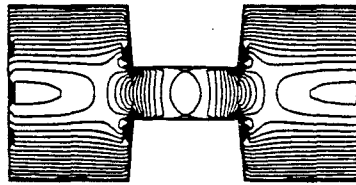
Mode TE_{20}

(b)



Mode TE_{30}

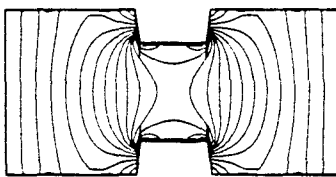
(c)



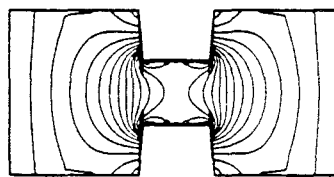
Mode TE_{11}

(d)

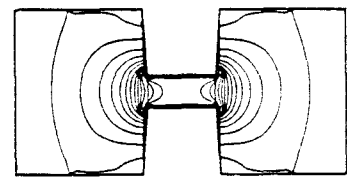
fig 19: Représentation des lignes de champs électriques à l'intérieur d'un double guide ridgé suivant la nature du mode (d'après Sun).



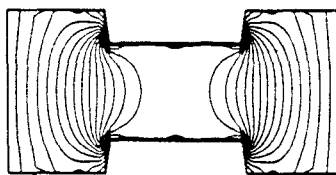
$d/b = 0.6 \quad s/a = 0.2$



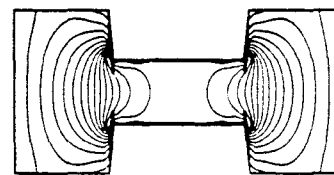
$d/b = 0.4 \quad s/a = 0.2$



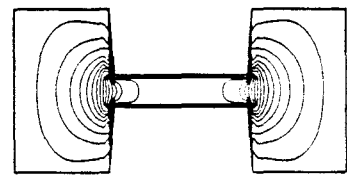
$d/b = 0.2 \quad s/a = 0.2$



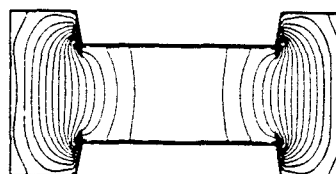
$d/b = 0.6 \quad s/a = 0.4$



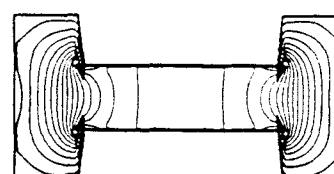
$d/b = 0.4 \quad s/a = 0.4$



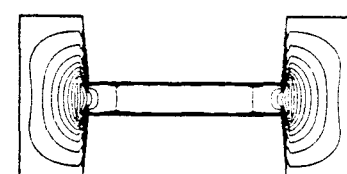
$d/b = 0.2 \quad s/a = 0.4$



$d/b = 0.6 \quad s/a = 0.6$



$d/b = 0.4 \quad s/a = 0.6$



$d/b = 0.2 \quad s/a = 0.6$

fig 20: Représentation des lignes de champs électriques à l'intérieur d'un double guide ridgé pour différents rapports s/a et d/b (d'après Sun).

Enfin pour le mode TE_{11} (cf. figure 19d), l'amplitude maximale du champ électrique semble se situer sous le ridge et de part et d'autre de celui-ci.

Remarque : Ces représentations peuvent aisément être rattachées à celles présentées par Y. Utsumi (cf. figure 18).

De la même façon, W. Sun nous présente les contours du champ électrique pour différents rapports s/a et d/b dans le cas où le mode TE_{10} est propagé (cf. figure 20). Ces représentations nous incitent à être circonspect quant au choix des rapports s/a et d/b dans le cas d'une réalisation pratique d'une transition entre un guide d'onde ridgé et une ligne microruban. En effet, on constate clairement que suivant le rapport s/a et d/b , il peut se produire des variations du champ électrique sous le ridge qui seront préjudiciables à l'obtention d'une transition performante !

I.1.4. Les résultats pratiques

Bien que l'étude théorique du guide ridgé ait été menée à plusieurs reprises par des auteurs aux méthodes d'investigations différentes, il semble étonnant que la réalisation pratique de la transition entre un guide rectangulaire ridgé et une ligne microruban n'ait pas connu le même engouement. En effet, les résultats pratiques d'une telle transition font défaut. Néanmoins, nous présentons ici les résultats pratiques qu'a obtenu J.S. Izadian [14] pour cette transition. Nous avons choisi cet auteur d'une part car les résultats pratiques qu'il obtient mettent en évidence les limites de validité de la première approche théorique. D'autre part, cette publication nous montre qu'il est nécessaire d'optimiser de façon expérimentale la transition. Ce dernier point nous semble primordial et incontournable quel que soit le modèle théorique choisi.

J.S. Izadian a réalisé une transition entre un guide rectangulaire ridgé et une ligne microruban. Cette étude est basée sur les travaux théoriques de S.B. Cohn et J.R. Pyle. Les résultats pratiques, obtenus par J.S. Izadian, sont représentés à la figure 21. La figure 21a représente les performances hyperfréquences de la double transition guide rectangulaire ridgé - ligne microruban/ligne microruban - guide rectangulaire ridgé entre 25 et 41 GHz. Cette transition n'a pas été optimisée de façon expérimentale. Le facteur de transmission (S_{21}) évolue de -1 à -5,5 dB et le facteur de réflexion (S_{22}) évolue de -5 à -25 dB dans la bande de fréquence considérée. La figure 21b représente des performances hyperfréquences de la transition optimisée expérimentalement par J.S. Izadian. Ce dernier ne nous fait pas part des modifications apportées. Néanmoins, on constate que le facteur de transmission S_{22} est meilleur que -10 dB entre 25 et 41 GHz.

Fig 21a: Evolution du facteur de réflexion et du facteur de transmission de la double transition non optimisée en fonction de la fréquence (d'après Izadian).

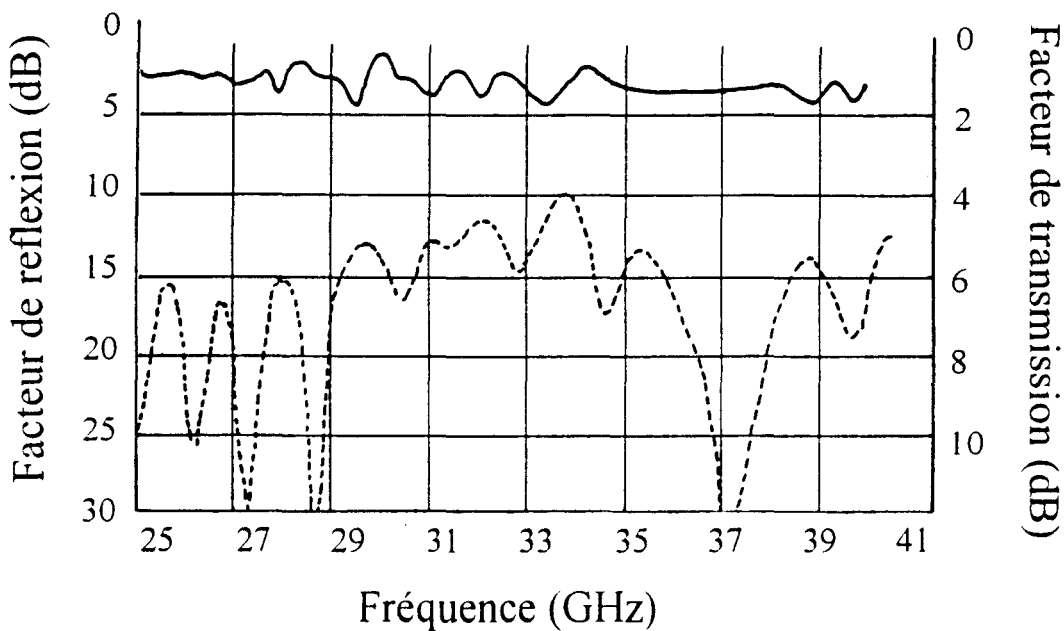
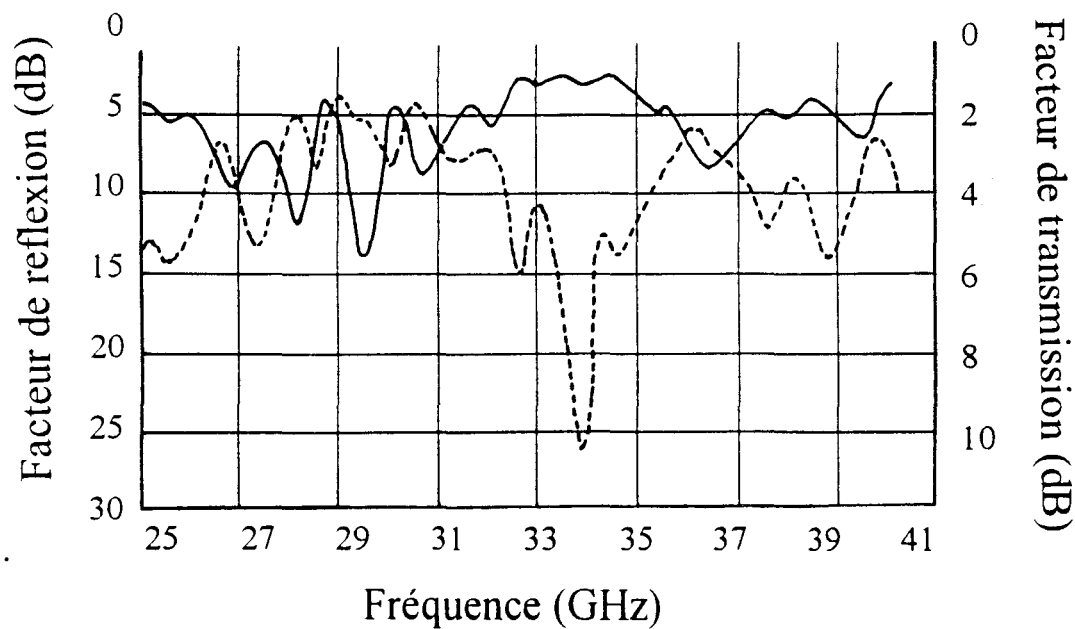


Fig 21b: Evolution du facteur de réflexion et du facteur de transmission de la double transition optimisée en fonction de la fréquence (d'après Izadian).

..... Facteur de reflexion
— Facteur de transmission

Ces deux cas de figure nous montrent de manière indéniable l'importance de l'optimisation expérimentale en vue de réaliser la transition la plus performante. Afin de clore l'exposé des résultats pratiques, nous pouvons référencer T. Mazilu [9]. Celui-ci a réalisé cette même transition avec toutefois une variante dans la conception pratique. En effet, T. Mazilu vient ajouter une vis micrométrique qui permet à l'extrémité du ridge de rentrer en contact de façon plus ou moins prononcée avec la ligne microruban. Cette innovation quelque peu délicate à réaliser d'un point de vue mécanique semble néanmoins améliorer de façon notable les performances hyperfréquences. Les résultats pratiques obtenus par T. Mazilu sont les suivants : le facteur de transmission est de l'ordre de -1 dB et le facteur de réflexion est meilleur que -20 dB entre 26 et 40 GHz.

I.2. TRANSITION GUIDE RECTANGULAIRE RIDGÉ-LIGNE COPLANAIRE

I.2.1. Avant propos

Cette étude est identique sur de nombreux points à l'étude précédente. Toutefois, la structure de propagation, en aval du guide ridgé, est une ligne coplanaire [15]. De façon succincte, on peut dire que cette dernière se compose d'un ruban central métallique de largeur S . De part et d'autre de ce ruban, on trouve deux plans métalliques qui sont séparés du ruban d'une distance W appelée fente. Le ruban ainsi que les plans métalliques sont déposés sur un substrat de permittivité relative ϵ_r (cf. figure 22).

Deux modes peuvent être propagés par cette structure : le mode "pair" et le mode "impair". Contrairement à la ligne microruban où la ligne de propagation est au dessus du plan de masse, la ligne coplanaire rassemble la ligne de signal et le plan de masse sur la même surface. Les avantages principaux de la ligne coplanaire sont :

- le montage "parallèle" de composants
- l'absence de trous métallisés "via-holes" permettant de contacter la masse
- l'absence de traitement de la face arrière pour les circuits MMIC.

Bien que cette transition soit la plus appropriée en vue de la caractérisation de composants actifs, la littérature n'est pas prolixe à ce sujet. C'est pourquoi nous n'étudierons que deux approches. Celle de E.M. Godshalk [16] qui est de loin la plus complète, elle allie théorie et expérience, et celle de G.E. Ponchak [17] qui est beaucoup plus intuitive. Cette dernière n'en est pas moins intéressante d'un point de vue résultats pratiques.

I.2.2. Méthode de E.M. Godshalk

Intéressons-nous tout d'abord à l'approche théorique de E.M. Godshalk. Celle-ci est pratiquement similaire à l'approche concernant l'étude de la transition guide rectangulaire ridgé-ligne microruban. Le modèle de départ est basé sur les travaux de S.B. Cohn et S. Hopfer. Toutefois, E.M. Godshalk a fait preuve d'originalité et a su mener à bien de nombreuses investigations qui lui ont permis de développer une transition guide rectangulaire-ligne coplanaire. Cette étude a débouché sur un développement industriel pour l'élaboration de sonde de mesures hyperfréquences. Il est bon de souligner que nous disposons de ce type de sondes au sein du laboratoire.

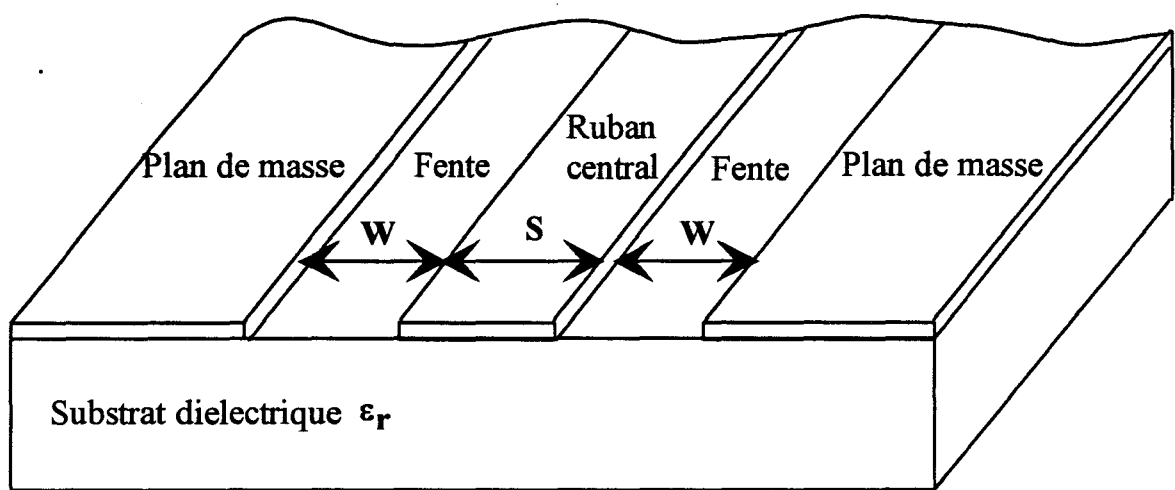


fig 22: La ligne coplanaire.

Examinons, plus en détail, la trame de ce travail. En se basant sur les propriétés du guide ridgé (confinement de l'onde électromagnétique, abaisseur de fréquence de coupure et d'impédance caractéristique), E.M. Godshalk modifie de façon notable la structure du guide et du ridge. L'extrémité du guide ridgé peut se représenter sous la forme suivante (cf. figure 23). Nous avons représenté intuitivement les lignes de champs électriques sur cette figure. A cette extrémité, E.M. Godshalk vient accoler la ligne coplanaire (cf. figure 24). De cette façon, il excite le mode "impair" de la ligne coplanaire. Pour rappel, la configuration usuelle des lignes de champs électriques correspondant à ce mode est représentée figure 25.

Après ce résumé succinct, intéressons-nous aux différentes originalités que E.M. Godshalk a développées pour optimiser au maximum la transition. Une méthode d'optimisation de la transition consiste à multiplier toutes les cotes de la transition par un facteur 25. Cette astuce permet de ramener, en plus basse fréquence, l'observation des performances de la transition. De cette manière, E.M. Godshalk mesure les caractéristiques hyperfréquences (facteur de réflexion et facteur de transmission) entre 2 et 3 GHz. Compte tenu du facteur multiplicatif 25, il observe, en fait, l'évolution des performances entre 50 et 75 GHz !. Cette démarche est basée sur le principe de l'homothétie à rapport constant. En effet, si l'on multiplie toutes les dimensions de la transition par un facteur constant, les ondes électromagnétiques se propageant dans cette dernière subiront un décalage fréquentiel qui est inversement proportionnel au facteur multiplicatif.

Remarque : Cette propriété a déjà été rencontrée lors de l'étude concernant la transition guide ridgé-ligne microruban. Nous pouvions déduire la fréquence de coupure d'un guide ridgé en bande V à l'aide d'un abaque utilisé dans une bande de fréquence inférieure.

Un schéma synoptique illustrant la transition guide ridgé-ligne coplanaire connectée à un analyseur HP 8510 par l'intermédiaire d'un câble coaxial est donné figure 26. L'appareil HP 8510 est un analyseur de réseau vectoriel fonctionnant dans la bande de fréquence 5 MHz - 26,5 GHz.

Intérêts de cette démarche

Le premier intérêt est d'accroître la tolérance sur les dimensions du guide ridgé ainsi que sur la ligne coplanaire. En effet, si l'on veut réaliser initialement un ridge de $300\text{ }\mu\text{m} \pm 10\text{ }\mu\text{m}$, on réalisera, en fait, un ridge de $7,5\text{ mm} \pm 250\text{ }\mu\text{m}$ compte tenu du

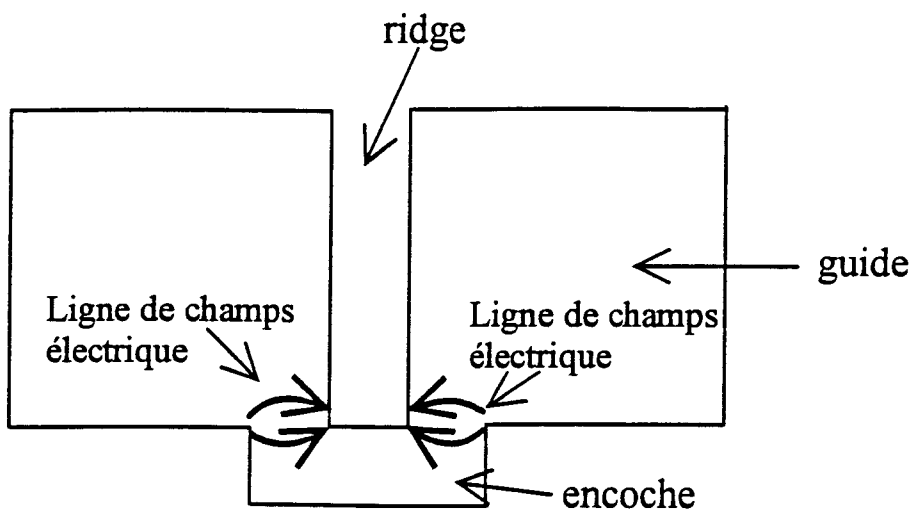


fig 23: Vue de face du guide ridgé (selon Godshalk).

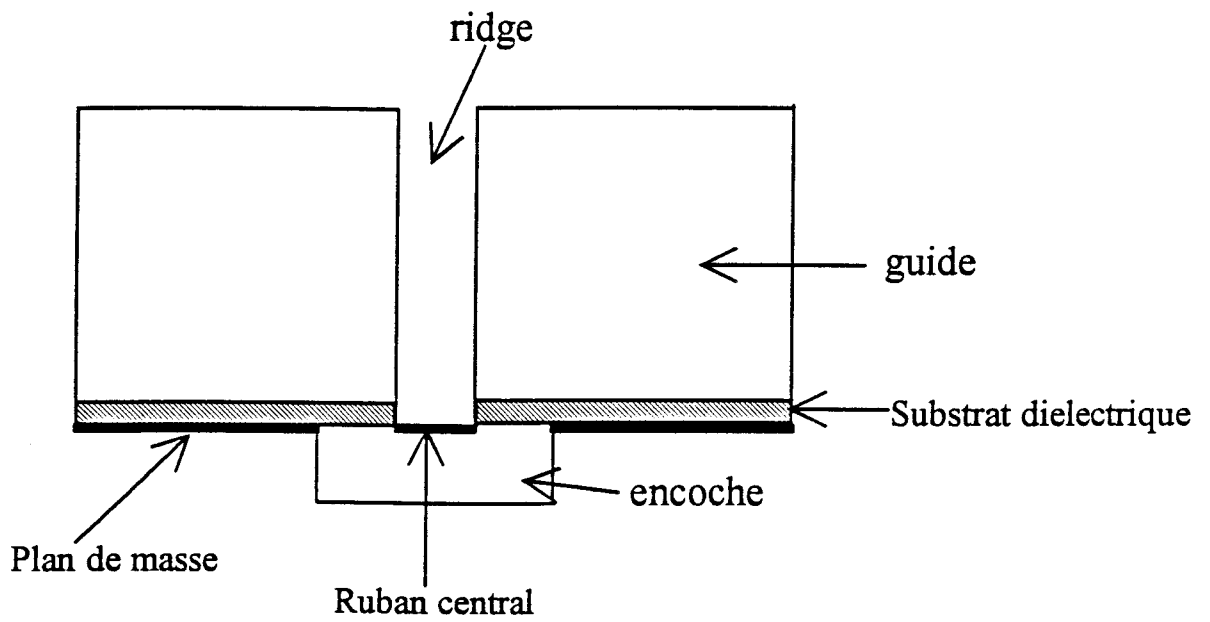


fig 24: Vue de face de la transition guide ridgé-ligne coplanaire (selon Godshalk).

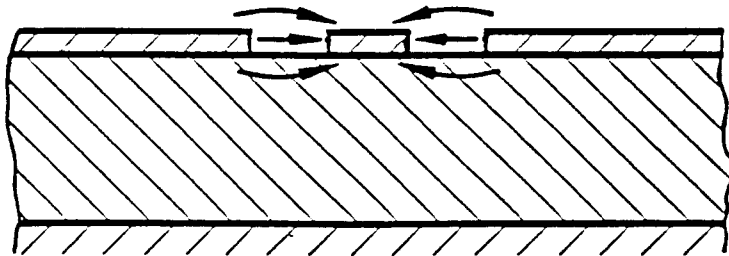


fig 25: Les lignes de champs électriques sur la ligne coplanaire.

facteur multiplicatif 25. Cette réalisation pourra s'effectuer sans problème à l'aide d'une machine outil conventionnelle. De plus la tolérance sera bien meilleure que celle désirée.

Le deuxième intérêt, et non le moindre, est d'effectuer les mesures entre 2 et 3 GHz et non entre 50 et 75 GHz. Ces mesures sont bien plus aisées en basse fréquence et de plus elles ne demandent pas de matériels très sophistiqués tel qu'un analyseur de réseau vectoriel fonctionnant en bande V (50-75 GHz).

D'autres avantages relatifs à la facilité de mise en oeuvre par rapport à une réalisation en bande V peuvent être cités : par exemple, il est possible de réaliser les métallisations de la ligne coplanaire à l'aide d'un simple ruban métallique cuivré adhésif. Par la suite, on viendra coller ce dernier sur le substrat diélectrique afin de reconstituer la ligne de propagation. Cette technique opérationnelle très simple ne nécessite pas d'une part, l'usage de matériels sophistiqués comme ceux rencontrés dans la réalisation de circuits imprimés hyperfréquences (tournette, machine à insoler, pulvérisateur de Perchlorure de Fer) et d'autre part des connaissances spécifiques (temps d'exposition, de révélation, d'attaque chimique ...).

De plus, grâce à cette technique, il est particulièrement aisé d'exciter le mode quasi-TEM de la structure coplanaire, par l'intermédiaire d'un câble coaxial (cf. figure 26).

I.2.2.1. Calcul de la fréquence de coupure

Une autre originalité concernant ce travail réside dans la façon de calculer la fréquence de coupure du guide ridgé ainsi que l'impédance sous le ridge. E.M. Godshalk nous propose d'obtenir la fréquence de coupure du guide ridgé à l'aide d'un modèle électrique équivalent (figure 27).

Les inductances L représentent le cheminement du courant entre le ridge et le guide. C représente la capacité entre le ridge et le guide. Soit le guide ridgé représenté figure 28, on a :

$$L = \frac{\mu(a_1 - a_2)}{2} b_1$$

et :
$$C = \varepsilon \frac{a_2}{b_2} + 2Cd(x)$$

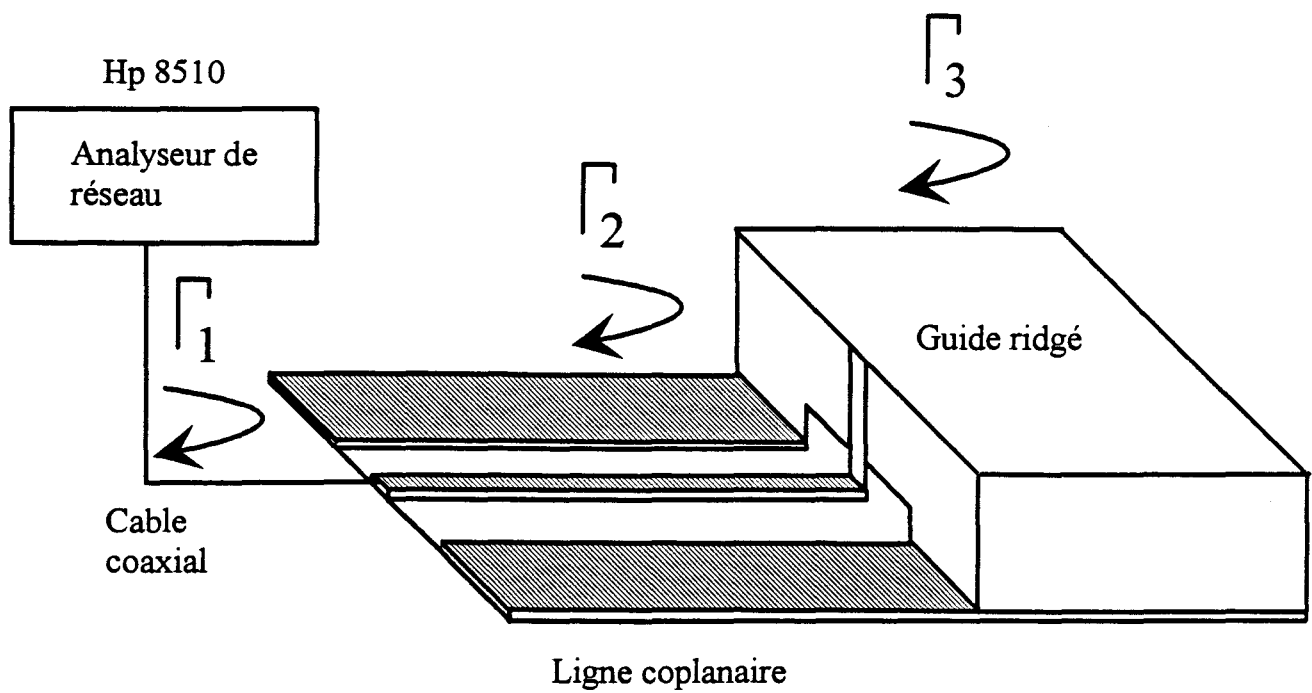


fig 26:Schéma synoptique de la transition (d'après Godshalk).

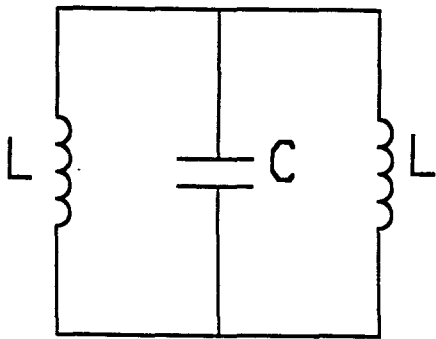


fig 27:Modèle électrique permettant de calculer la fréquence de coupure du guide ridgé.

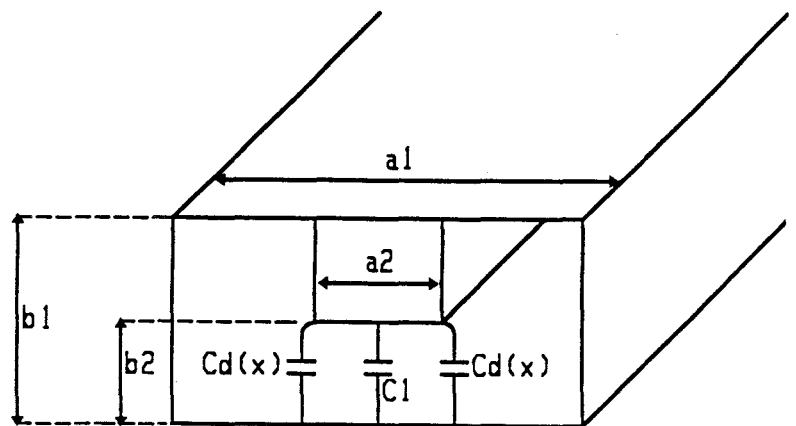


fig 28:Modèle électrique équivalent du guide ridgé (d'après Godshalk).

En s'appuyant sur les travaux de T.S. Chen [18] relatifs aux capacités de discontinuités, E.M. Godshalk détermine la fréquence de coupure du modèle électrique équivalent du guide ridgé. Cette dernière est donnée par la relation suivante :

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L}{2}} C}$$

Par ailleurs, les travaux de T.S. Chen nous donne l'expression suivante :

$$Cd(x) = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[\frac{x^2 + 1}{x} \cosh^{-1} \left(\frac{1 + x^2}{1 - x^2} \right) - 2 \ln \left(\frac{4x}{1 - x^2} \right) \right]$$

avec $x = b_2/b_1$

Connaissant les dimensions du guide ridgé, on peut aisément obtenir la fréquence de coupure.

I.2.2.2. Calcul de l'impédance caractéristique

De la même façon, E.M. Godshalk détermine l'impédance sous le ridge à l'aide de l'expression suivante :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{2 \frac{Cd(x)}{\varepsilon} \cos \phi_2 + \frac{1}{\pi} \frac{\lambda_c}{b_2} \left(\sin \phi_2 + \frac{b_2}{b_1} \cos \phi_2 \tan \frac{\phi_1}{2} \right)}$$

avec : $\lambda_c = \frac{c}{f_c}$; $\phi_1 = \frac{\pi(a_1 - a_2)}{\lambda_c}$; $\phi_2 = \frac{\pi a_2}{\lambda_c}$

L'expression de l'impédance Z_0 est donnée par T.S. Chen.

I.2.2.3. Les résultats pratiques

Ainsi armé par l'ensemble des relations données précédemment, E.M. Godshalk réalise de façon pratique une transition guide ridgé-ligne coplanaire. N'obtenant pas de résultats performants, il l'optimise de manière expérimentale. Devant les grandes dimensions de la transition, cette optimisation est facile.

Remarque : Nous prendrons soin de comparer, dans le Chapitre II relatif à la mesure de la fréquence de coupure, les résultats obtenus suivant l'approche théorique.

La figure 29 représente la mesure du facteur de réflexion de la transition, vu du côté de la ligne coplanaire, dans les domaines fréquentiels et temporels. Γ_1 , Γ_2 et Γ_3 sont respectivement les facteurs de réflexion aux interfaces câble coaxial-ligne coplanaire, ligne coplanaire-guide ridgé, guide ridgé-guide rectangulaire (cf. figure 26).

Compte tenu du facteur multiplicatif 25, l'évolution du facteur de réflexion s'effectue entre 2 et 3 GHz.

Cette représentation nous permet de constater, d'une part, que le facteur de réflexion est meilleur que -20 dB entre 2 et 3 GHz (50 et 75 GHz compte tenu du facteur multiplicatif 25). D'autre part, on observe les différents facteurs de réflexion Γ_1 , Γ_2 et Γ_3 , avec leurs amplitudes, dans le domaine temporel (TDR). On constate que le facteur de réflexion Γ_2 à l'interface entre la ligne coplanaire et le guide ridgé est très petit, ce qui signifie qu'il n'y a pas de discontinuité notable entre les deux structures de propagation.

Fort de ce résultat, E.M. Godshalk entreprend la réalisation d'une sonde de mesures hyperfréquences, permettant la caractérisation d'éléments passifs ou actifs en bande V. Un dessin en perspective regroupant les éléments essentiels est donné à la figure 30. La caractérisation de composants actifs nécessite un système de polarisation continue. A cet effet, il est nécessaire d'isoler la ligne signal de la structure coplanaire, qui est reliée au ridge, de la masse. Pour cela, E.M. Godshalk intercale une fine couche diélectrique entre les deux parties (inférieures et supérieures) constituant le guide ridgé. Nous reviendrons ultérieurement (cf. Chapitre II) à ce problème qu'est l'isolation.

Finalement, E.M. Godshalk nous présente les mesures obtenues de la transition en réflexion et en transmission (cf. figure 31) :

- le côté 1 représente la pointe de la ligne coplanaire,
- le côté 2 représente le début du guide ridgé.

Globalement, on peut dire que les pertes d'insertions sont de l'ordre de 3 à 4 dB et que le facteur de réflexion est meilleur que -10 dB.

Nous reviendrons sur ces résultats dans un commentaire récapitulatif qui se fera par la suite.

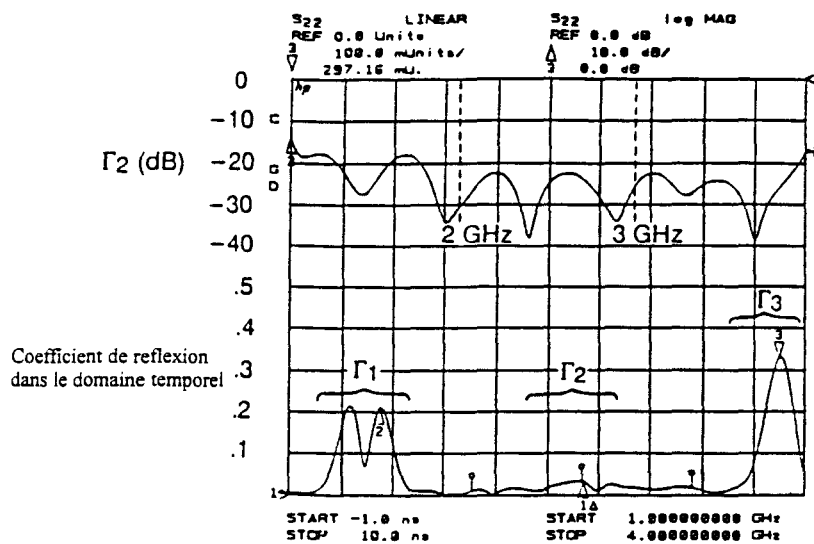


fig 29: Evolution du facteur de réflexion aux différents interfaces dans le domaine temporel (d'après Godshalk).

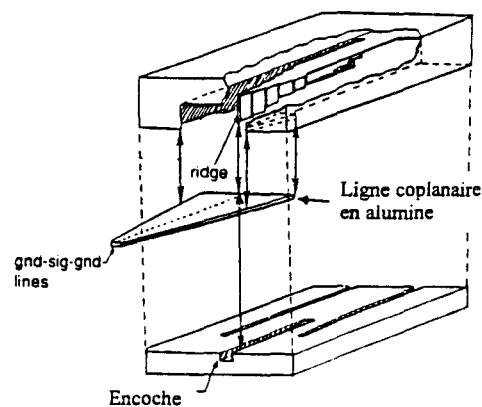


fig 30: Perspective de la transition proposée par Godshalk.

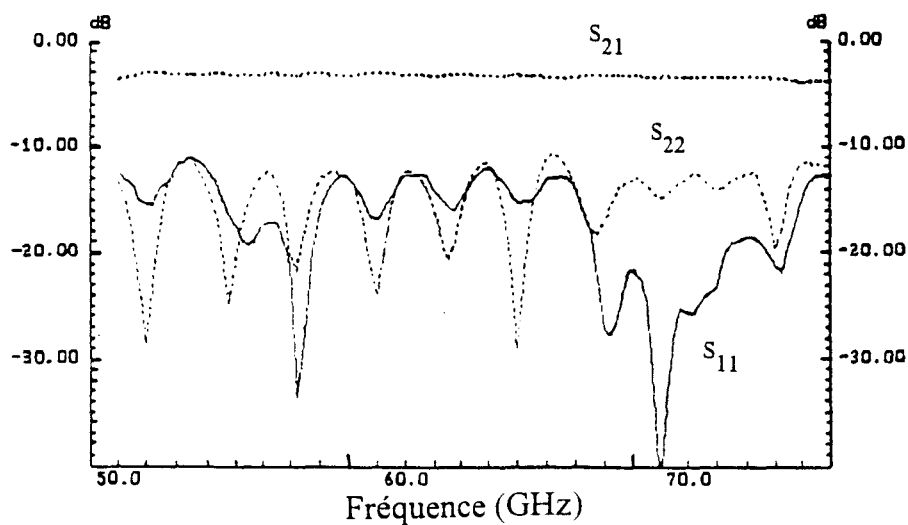


fig 31: Evolutions du facteur de transmission et des facteurs de réflexion, de la transition, en fonction de la fréquence (d'après Godshalk).

I.2.3. Méthode de G.E. Ponchak

Intéressons-nous à présent à l'approche de G.E. Ponchak concernant le même type de transition. Comme nous le disions dans l'avant propos, cette réalisation est beaucoup plus intuitive. Ce n'est en rien un défaut, les résultats le montreront. De plus, c'est à mettre au crédit de G.E. Ponchak, l'étude théorique de la structure n'est pas aisée car elle allie plusieurs phénomènes de propagation bien distincts.

En effet, contrairement aux transitions étudiées précédemment où la ligne de propagation (microruban ou coplanaire) est disposée après le guide ridgé, nous rencontrons ici une structure originale dans le sens où la ligne coplanaire est à l'intérieur même du guide ridgé. Nous avons réalisé plusieurs dessins afin d'explicitier cette transition. Un premier dessin est une vue de face du guide ridgé de dimensions $a \times b$ (figure 32). Nous remarquons que la ligne coplanaire, qui est constituée d'un substrat et de deux métallisations de part et d'autre, est plaquée sous le ridge. Le guide ridgé est donc surdimensionné d'une hauteur h correspondant à la hauteur du substrat additionnée des deux métallisations. Un deuxième dessin (figure 33) représente la structure en coupe. Nous reconnaissons le ridge qui est constitué d'une multitude de marches formant un profil en forme de cosinus. Nous avons représenté sur la coupe II, une vue de dessus de la partie qui se trouve sous le ridge. Ce qui est hachuré correspond à la métallisation du substrat, ce qui ne l'est pas correspond à l'ouverture pratiquée dans la métallisation. W représente la largeur du ruban de la ligne coplanaire et G l'espacement entre le ruban et le plan de masse. Nous avons représenté les lignes de champs électriques à différents endroits de la structure compte tenu du ridge et de l'ouverture pratiquée dans la métallisation. De cette façon, nous pouvons suivre l'évolution ainsi que les perturbations du champ électrique (cf. figure 34) :

- coupe AA : les lignes de champs électriques se propagent dans un guide rectangulaire classique,

- coupe BB : on amorce la descente du ridge ainsi que l'ouverture dans la métallisation,

- coupe CC et DD : on amplifie le phénomène précédent. Les lignes de champs électriques se confinent sous le ridge et subissent une rotation qui est due aux plans de masse latéraux,

- coupe EE : c'est à cet endroit que le ridge vient en contact avec le ruban. Pour éviter une discontinuité qui entraînerait un changement d'impédance, la largeur du ruban W est égale à la largeur du ridge. Les lignes de champs électriques se referment sur les plans de masse de part et d'autre du ruban W ,

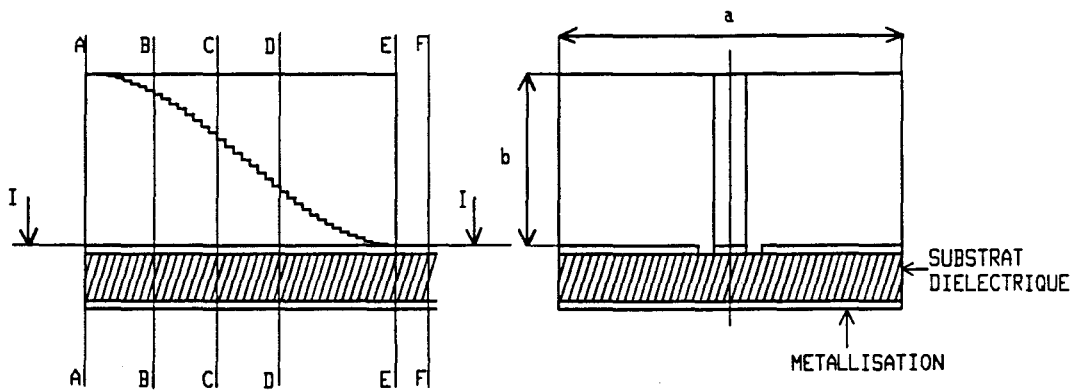
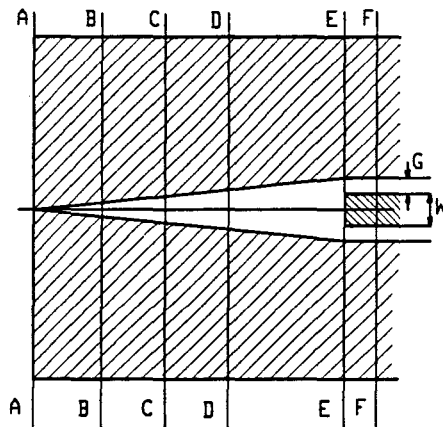


fig 32:Vue de face du guide ridge

fig 33:Vue en coupe du guide ridge



coupe II:Vue de dessous du guide ridge

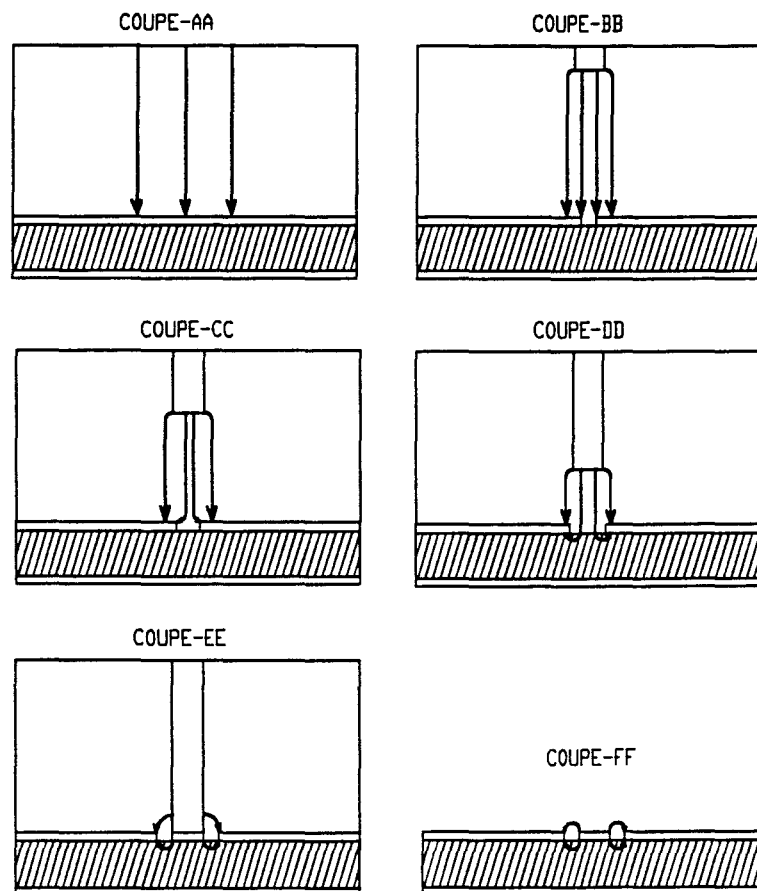


fig 34:Representation des lignes de champs electriques dans la stucture

- coupe FF : on se trouve à l'extérieur du guide ridgé. La propagation s'effectue sur la ligne coplanaire. Les lignes de champs électriques sont identiques à celles qui sont indiquées figure 25.

Remarque : Ces représentations sont purement intuitives. Elles permettent de saisir de manière qualitative le phénomène complexe qui s'effectue dans une telle structure.

I.2.3.1. Les résultats pratiques

Les résultats pratiques obtenus par G.E. Ponchak sont relativement modestes. Le facteur de réflexion est meilleur que -11 dB et les pertes d'insertions (cf. figure 35) sont de l'ordre de 1,7 dB avec une ondulation de 0,2 dB dans la bande de fréquence 18-26,5 GHz. G.E. Ponchak a mesuré ces performances en intercalant une ligne coplanaire de 2 cm de longueur entre deux transitions. L'impédance de la ligne coplanaire est de 75 Ω . Le substrat employé est du Duroïd de permittivité relative égale à 2,2.

Ainsi se termine l'exposé de la transition guide rectangulaire ridgé-ligne coplanaire qui a été mené par E.M. Godshalk et G.E. Ponchak. Les réalisations concernant ces transitions seront présentées au Chapitre II. Une autre publication identique à celle de G.E. Ponchak a été effectuée par G.C. Dalman [19].

Une discussion, concernant les comparaisons entre ce type de transition et les autres, sera effectuée à la fin de ce Chapitre.

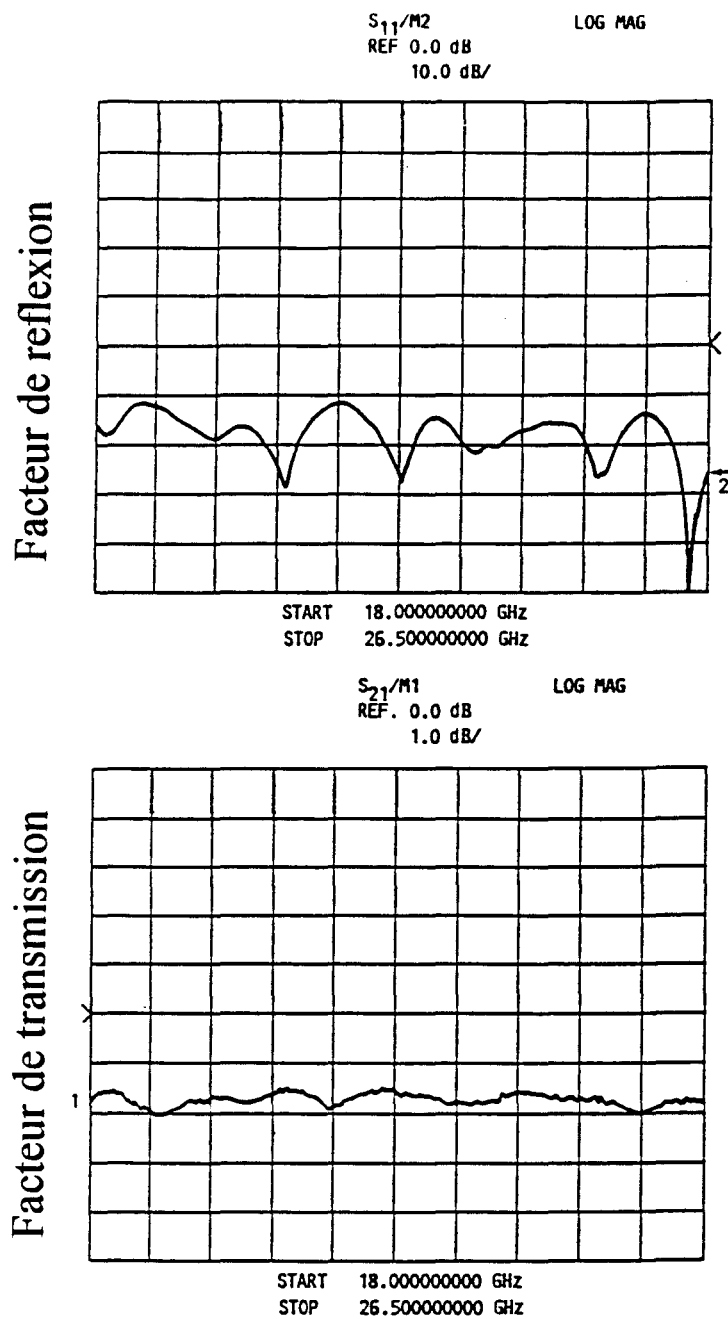


fig 35: Evolution du facteur de transmission S_{21} et du facteur de réflexion S_{11} , de la transition proposée par Ponchak, en fonction de la fréquence.

I.3. TRANSITION GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE-LIGNE MICRORUBAN OU COAXIALE À L'AIDE D'UNE SONDE

I.3.1. Avant propos

Avant d'entrer dans le vif du sujet, nous nous proposons de préciser le sens du mot sonde. Dans l'étude qui nous intéresse ici, cette sonde sera, d'une manière générale, une antenne qui se trouvera plongée à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire. Ceci a pour but de coupler, à l'antenne, au maximum les ondes électromagnétiques se propageant dans le guide d'onde rectangulaire afin de réaliser une transition guide rectangulaire - ligne microruban ou ligne coaxiale. Nous différencions ici ligne microruban et ligne coaxiale. En effet, si l'antenne plongée dans le guide rectangulaire a toujours le même rôle, à savoir capter au maximum le champ électromagnétique, la topologie de celle-ci va conditionner la structure en aval de l'antenne. Des exemples explicatifs seront donnés par la suite.

Il faut noter, après cette introduction sommaire, que contrairement aux deux premières transitions présentées précédemment qui nécessitaient un usinage long et délicat, cette transition est relativement facile à fabriquer d'un point de vue mécanique. En effet, le guide rectangulaire demeure inchangé à l'exception de l'ouverture pratiquée pour le passage de la sonde, d'où une réalisation aisée.

Nous nous contenterons, dans cet exposé, de donner le principe de base de la méthode. Celui-ci pourra servir de support à d'éventuels concepteurs... On se doit de préciser une remarque importante : la réalisation pratique de ce genre de transition n'a pas été menée au laboratoire car, au dire des articles bibliographiques, cette transition ne présente pas un fonctionnement large bande.

De récentes publications ont montré, au contraire, les excellents résultats obtenus avec ce type de transition. Nous les détaillerons dans la suite de l'étude. Nous ne ferons pas une étude exhaustive de toutes les variantes possibles concernant cette transition. Au contraire, nous essayerons, sur deux exemples typiques judicieusement choisis, de dégager les invariants qui caractérisent ce type de transition.

Dans une première étude, nous examinerons la transition proposée par Y.C. Shih [20], puis, dans un second temps, la transition mise au point par S.M.J. Liu [21]. Cette dernière transition sera d'autant plus étudiée puisque nous la possédons, au sein de notre laboratoire. En outre, celle-ci fonctionne dans la bande de fréquence W (75-110 GHz).

I.3.2. Présentation de la méthode de Y.C. Shih

Revenons, tout d'abord, à l'étude menée par Y.C. Shih. Celui-ci nous propose une transition ayant l'allure suivante (cf. figure 36). Nous reconnaissons l'antenne de forme rectangulaire qui est gravée sur un substrat diélectrique. Celle-ci est plongée, d'une distance D , dans le guide rectangulaire de dimension $a \times b$. Le transformateur d'impédance assure, l'adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne microruban. En effet, l'impédance de l'antenne est généralement élevée par rapport à celle de la ligne microruban. L'impédance de cette dernière peut être choisie arbitrairement à 50Ω . La longueur L représente la distance entre l'antenne et le fond du guide. Ce dernier représente un court circuit qui peut être mobile, le cas échéant, pour permettre une optimisation pratique de la transition.

Afin de traiter cette structure, Y.C. Shih utilise une méthode numérique, à savoir la technique dans le domaine spectral. Pour cela, il décompose la structure en trois régions distinctes. La région I se trouve entre le court-circuit et le substrat diélectrique. Ce dernier correspond à la région II. Enfin, la région III est constituée par le guide d'onde rectangulaire supposée infiniment long dans la direction de propagation z .

A ce stade, Y.C. Shih transforme, dans le domaine spectral, les courants et les champs électriques qui se propagent dans la structure. Par la suite, en résolvant l'équation d'Helmholtz dans chaque région et en respectant les conditions aux limites, il obtient l'équation suivante dans le domaine spectral :

$$\tilde{E}_y = \tilde{Z}_{yy} \tilde{J}_y$$

avec :

$$\begin{cases} \tilde{Z}_{yy} \text{ la fonction de Green dans le domaine spectral} \\ \tilde{E}_y \text{ le champ électrique sur le ruban métallique dans le domaine spectral} \\ \tilde{J}_y \text{ la densité de courant sur le ruban métallique dans le domaine spectral} \end{cases}$$

Remarque : Nous ne rentrerons pas, de façon détaillée, dans ce calcul purement numérique.

De la même manière, Y.C. Shih définit l'impédance équivalente de l'antenne en utilisant la relation courant-puissance (cf. annexe 1). A l'aide de cette dernière, il nous

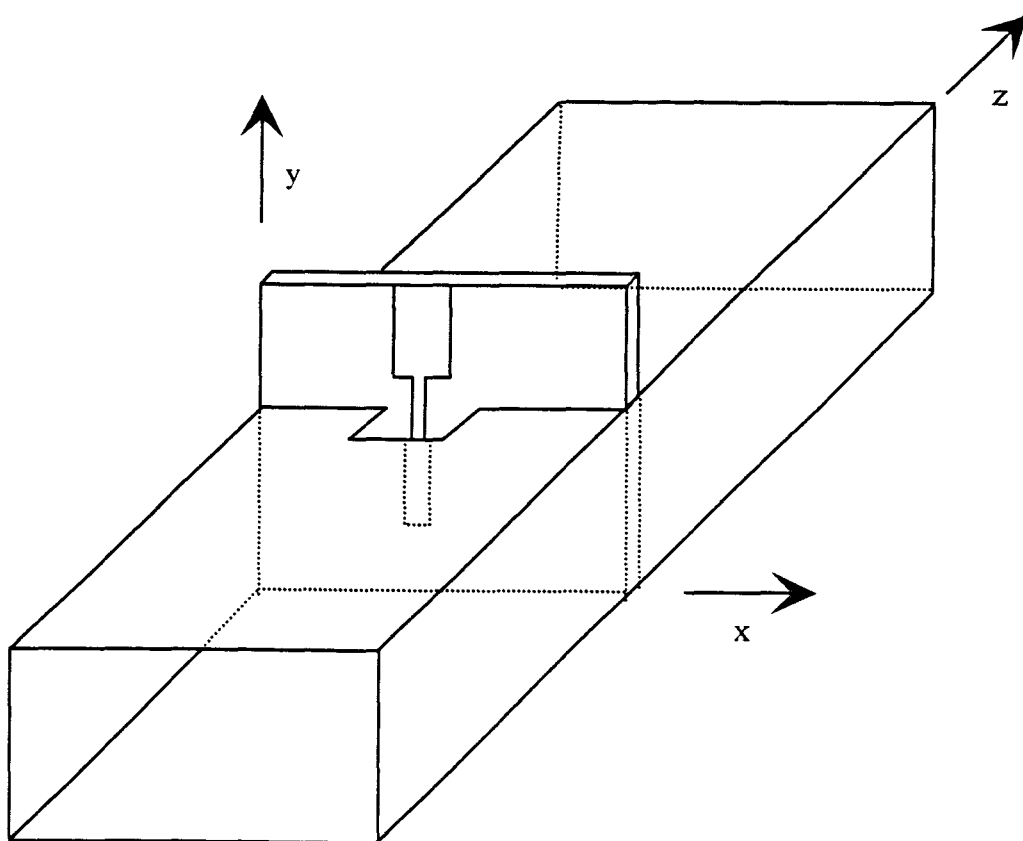
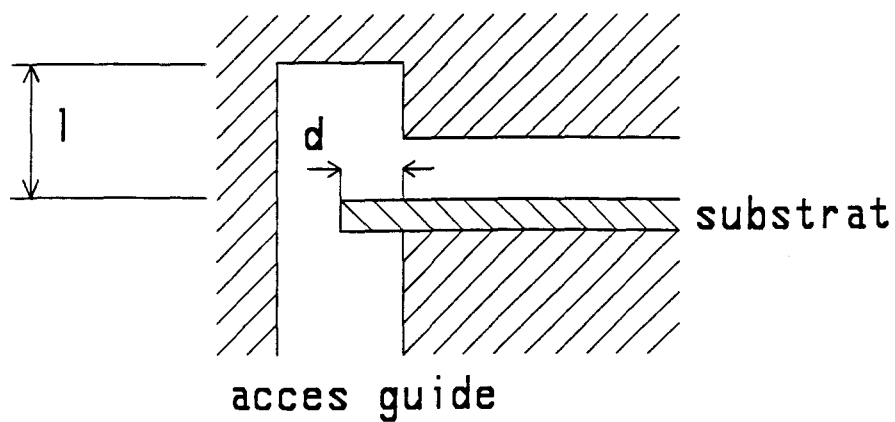
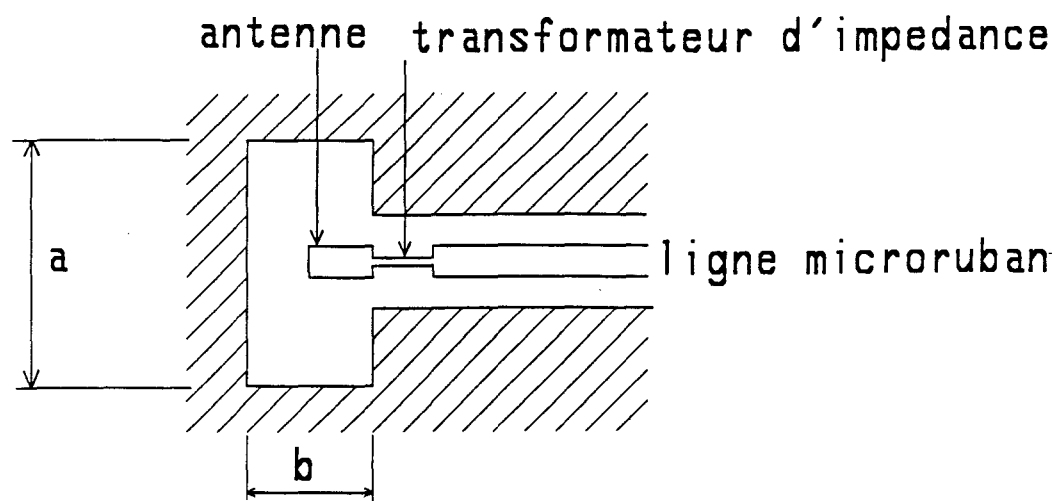


fig 36: Perspective et vue de coupe de la transition proposée par Shih.

propose l'évolution de la résistance et de la réactance de l'antenne en fonction de la fréquence pour différentes valeurs D et L (cf. figure 37). Le substrat, sur lequel est gravée l'antenne, est du Duroïd RT-5880 d'épaisseur $h = 254 \mu\text{m}$.

Cette courbe nous indique clairement une forte évolution de la résistance de l'antenne en fonction de la fréquence. En effet, celle-ci évolue de 30Ω à 80Ω suivant la position de l'antenne pour une fréquence variant de 26 à 40 GHz. Par contre, l'évolution de la réactance de l'antenne en fonction de la fréquence est plus ou moins prononcée suivant la position de l'antenne. En effet, pour les dimensions D et L égales à 0,2 cm, la réactance évolue en fonction de la fréquence d'une valeur de -10Ω à $+15 \Omega$, d'où une amplitude maximale de 25Ω entre 26 GHz et 40 GHz. Par contre, pour une autre position de l'antenne ($D = L = 0,17 \text{ cm}$), l'amplitude de la variation de la réactance est de 60Ω entre 26 GHz et 40 GHz.

Ces deux exemples nous montrent la très grande sensibilité, aux valeurs de D et L, de la résistance et de la réactance de l'antenne en fonction de la fréquence. Pour réaliser une transition guide rectangulaire - ligne microruban par l'intermédiaire d'une antenne plaquée, l'idéal serait de trouver un couple de valeur D et L qui annule la réactance et donne une résistance constante en fonction de la fréquence. Un éventuel transformateur d'impédance serait placé entre l'antenne et la ligne microruban pour assurer l'adaptation. On voit ici l'intérêt du court circuit mobile qui permet de jouer sur la longueur L et ainsi optimiser expérimentalement la transition.

I.3.2.1. Les résultats pratiques

Y.C. Shih nous présente, figure 38, les résultats qu'il a obtenus du facteur de réflexion et du facteur de transmission entre 26 GHz et 40 GHz avec une double transition guide rectangulaire - ligne microruban / ligne microruban - guide rectangulaire via une antenne plaquée. La ligne microruban a une longueur de 1,52 cm.

Le facteur de transmission est inférieur à 0,8 dB et le facteur de réflexion est meilleur que -15 dB entre 26 GHz et 40 GHz. Ces résultats performants ont été obtenus grâce à l'optimisation pratique de la longueur L.

I.3.3. Présentation de la méthode de S.M.J. Liu

Passons maintenant à la transition proposée par S.M.J. Liu. Tout comme la précédente, une antenne est plongée à l'intérieur d'un guide rectangulaire. Ce qui les différencie l'une de l'autre, c'est, d'une part, la nature de la propagation en aval du

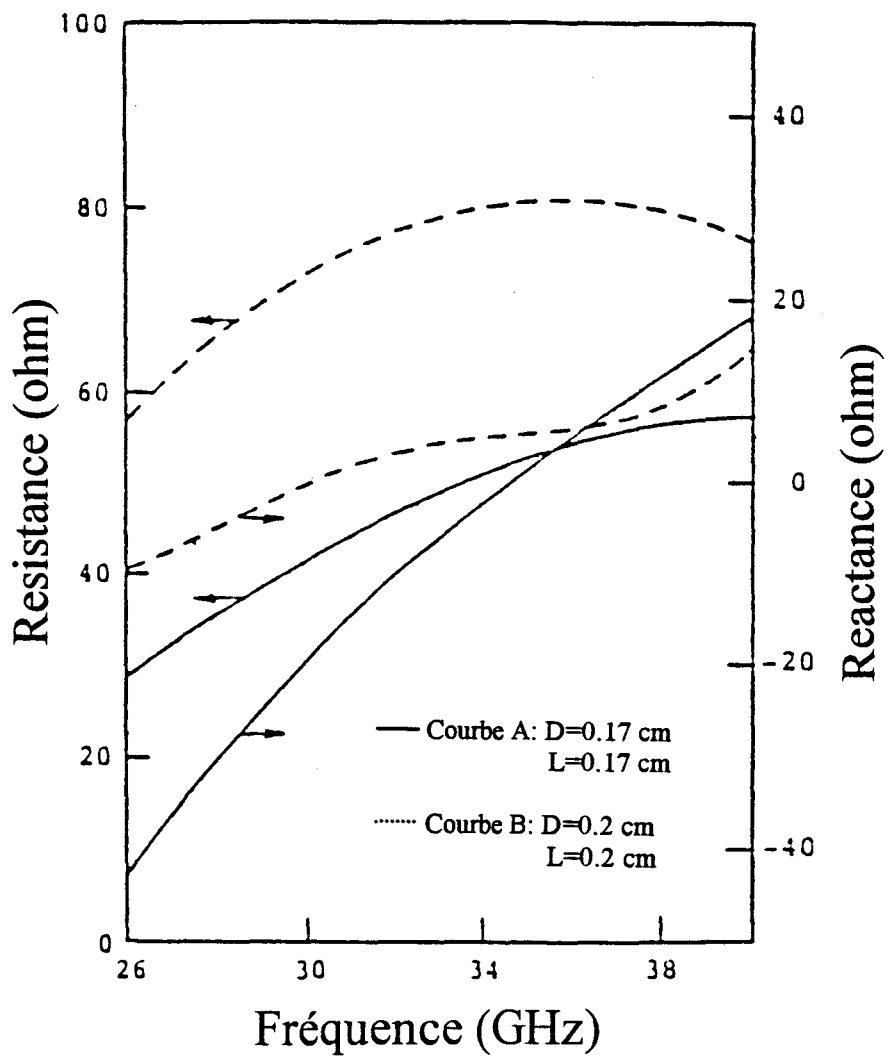


fig 37: Evolution de la résistance et de la réactance de l'antenne, pour différentes valeur D et L, en fonction de la fréquence.

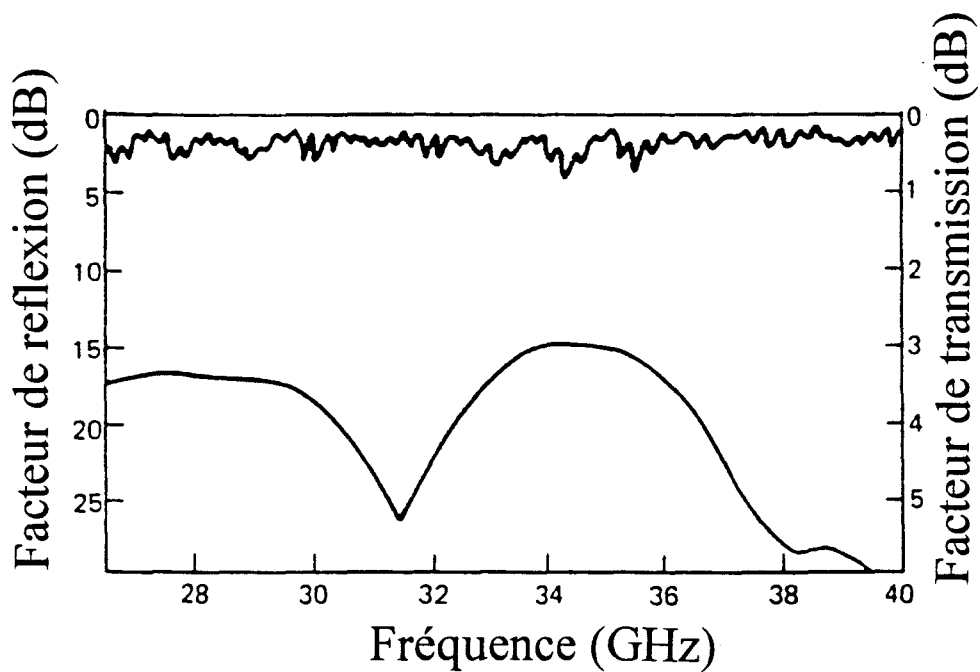


fig 38: Evolution du facteur de transmission et du facteur de réflexion, de la double transition proposée par Shih, en fonction de la fréquence.

guide. Dans le cas présent, une ligne coaxiale est accolée au guide et non pas une ligne microruban. D'autre part, nous supposons, car ce n'est pas précisé, que l'étude théorique d'une telle transition a été menée grâce aux travaux de R.E. Collin [22] ou de A.G. Williamson [23] relatifs à ce sujet.

Nous présentons, figure 39, l'allure de la transition proposée par S.M.J. Liu. Comme précédemment, une sonde est placée à l'intérieur d'un guide rectangulaire de dimension a.b. La sonde est de forme cylindrique. Celle-ci est placée à une distance L d'un court circuit qui peut être mobile. Le diamètre de la sonde est égal à 2 r. La distance D indique l'enfoncement de la sonde dans le guide rectangulaire. S.M.J. Liu nous donne toutes les dimensions caractérisant la transition. Celles-ci sont les suivantes :

- guide rectangulaire WR 10 (75 - 110 GHz)

$$a = 2,54 \text{ mm} ; b = 1,27 \text{ mm}$$

$$L = 0,65 \text{ mm}, D = 0,67 \text{ mm}, r = 0,065 \text{ mm}$$

A l'aide de ces valeurs et de l'étude menée par R.E. Collin, nous pouvons calculer la valeur de la résistance et la valeur de la réactance de la sonde en fonction de la fréquence. La valeur de la résistance est donnée par R.E. Collin par la relation suivante :

$$R = \frac{2Z_0}{a.b.B_{10}.k_0} \sin^2(B_{10}L) \tan^2\left(k_0 \frac{D}{2}\right)$$

avec

$$B_{10} = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} ; \lambda_0 = \frac{c}{f_0}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

$$Z_0 = \text{Impédance caractéristique du guide rectangulaire} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega$$

Nous pouvons constater que cette valeur de résistance R est fonction de la fréquence, des dimensions du guide rectangulaire et de la position de la sonde dans ce dernier.

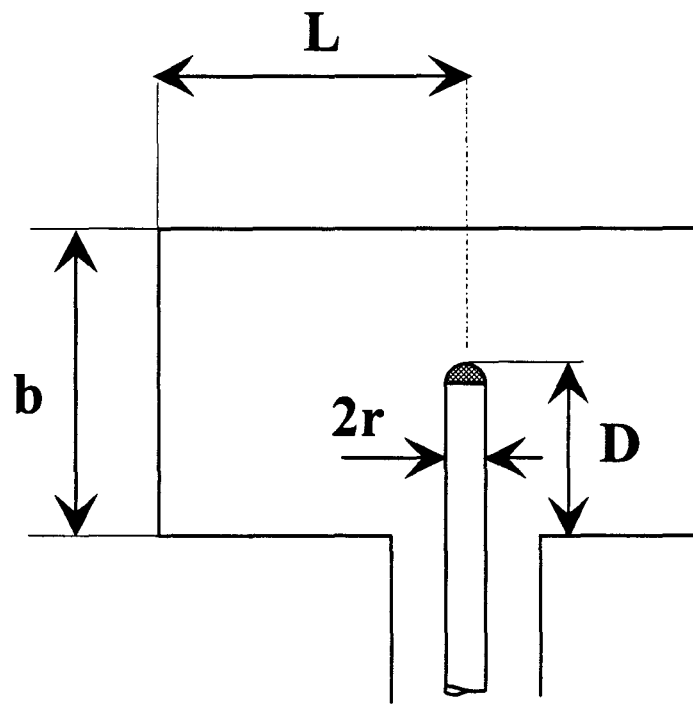


fig 39:La sonde plongée dans le guide rectangulaire.

De la même manière, R.E. Collin définit la valeur de la réactance de la sonde par la relation:

$$X = \frac{Z_0 \tan^2(k_0 D / 2)}{2 \pi k_0 b} \left\{ \ln \frac{2a}{\pi r} + \frac{0.0518 k_0^2 a^2}{\pi^2} + \frac{2\pi}{\beta_{10} a} \sin 2\beta_{10} L \right. \\ \left. - 2 \left(1 - \frac{2r}{a} \right) - 2k_0^2 \sum_{m=1}^{\infty} \left[1 - \frac{\sin^2(m\pi D / 2b)}{\sin^2(k_0 D / 2)} \right]^2 \frac{K_0(k_m r)}{k_m^2} \right\}$$

avec : $k_m^2 = \left(\frac{m\pi}{b} \right)^2 - k_0^2$

et : K_0 = fonction de Bessel modifiée du second ordre

A l'aide des relations donnant R et X, nous représentons (figure 40a,40b,40c) l'évolution de ceux-ci en fonction de la fréquence pour différents couples L et D.

Remarque : Nous avons effectué la sommation de la fonction de Bessel modifiée du second ordre jusqu'à $m = 20$. Cette valeur est parfaitement suffisante pour obtenir une grande précision sur la valeur R de la réactance X.

I.3.3.1. Evolution de R et X en fonction de la fréquence

Cas A : Couple de valeurs (D,L) donné par S.M.J. Liu (D = 0,67 mm, L = 0,65 mm)

Nous constatons que la résistance R ainsi que la réactance X évoluent linéairement en fonction de la fréquence.

Ce couple de valeurs donné par S.M.J. Liu, nous paraît curieux. En effet, la variation de la résistance est d'environ 27 Ω , tandis que la variation de la réactance est de l'ordre de 44 Ω sur une gamme de fréquence de 35 GHz. Ces variations nous paraissent trop importantes pour espérer une transition performante. En effet, il nous semble logique de penser qu'il faille obtenir une résistance et une réactance quasi constante en fonction de la fréquence. Dans un cas idéal, la réactance X devrait être nulle et la résistance R proche de 50 Ω . On pourrait admettre une valeur de résistance autre. Dans ce cas, un transformateur d'impédance devra être intercalé entre la sonde et la ligne coaxiale. C'est la démarche suivie par Y.C. Shih dans le cas précédent pour obtenir une transition optimale.

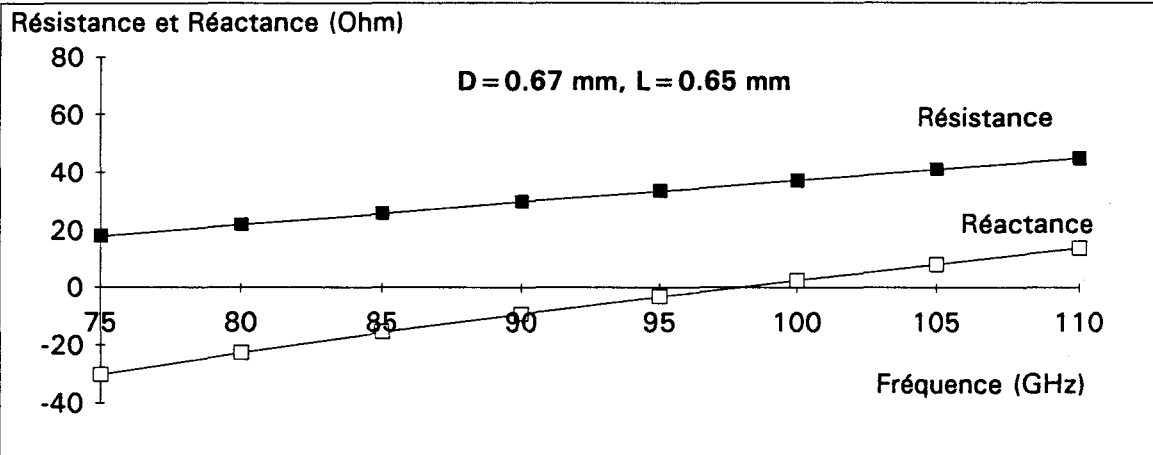


fig 40a: Evolution de la résistance R et de la réactance X en fonction de la fréquence pour $D=0.67 \text{ mm}, L=0.65 \text{ mm}$ (cas A).

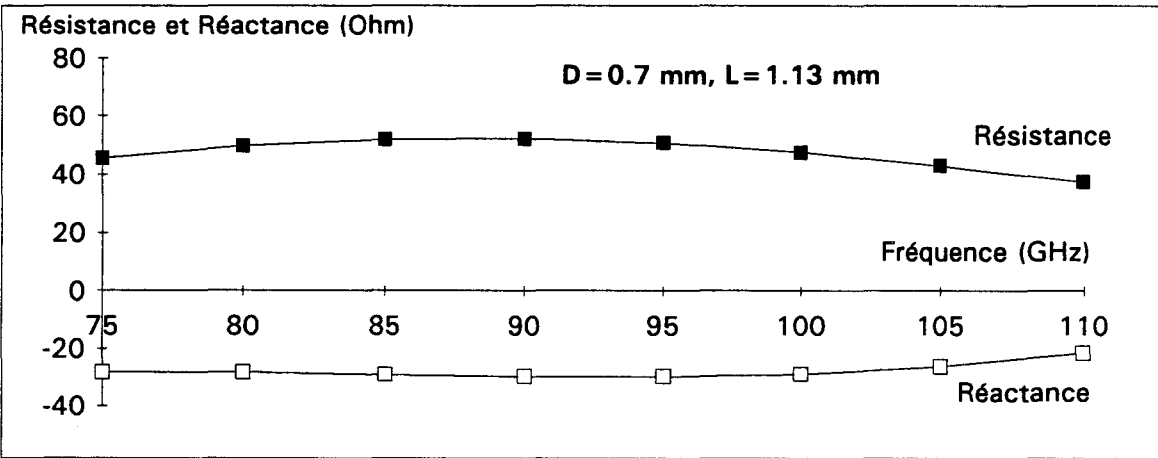


fig 40b: Evolution de la résistance R et de la réactance X en fonction de la fréquence pour $D=0.7 \text{ mm}, L=1.13 \text{ mm}$ (cas B).

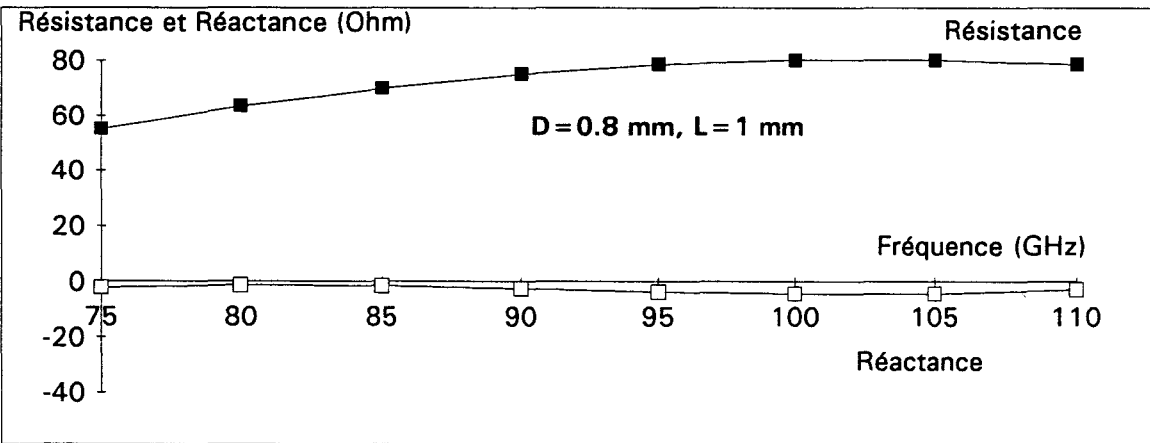


fig 40c: Evolution de la résistance R et de la réactance X en fonction de la fréquence pour $D=0.8 \text{ mm}, L=1 \text{ mm}$ (cas C).

Plusieurs explications peuvent être envisagées : la première de celles-ci consiste à dire que l'étude théorique, menée par R.E. Collin, n'est pas suffisamment rigoureuse pour prendre en compte l'ensemble des phénomènes qui ont lieu dans une telle structure. Dans ce cas, pour le couple (D,L) donné par S.M.J. Liu, on obtient d'autres valeurs de résistance et de réactance que celles qui sont présentées figure 40. Dans cette hypothèse, on peut admettre que S.M.J. Liu a trouvé le couple (D,L) permettant d'obtenir une transition performante, c'est-à-dire d'annuler la réactance X et d'avoir une résistance R constante en fonction de la fréquence.

Nous pouvons envisager une autre explication. Celle-ci est la suivante : l'approche théorique menée par R.E. Collin est rigoureuse, dans ce cas les valeurs indiquées sur la figure 40a sont correctes. Cette hypothèse implique que S.M.J. Liu a su compenser l'évolution de la résistance R et de la réactance X à l'aide d'un moyen quelconque qu'il ne dévoile pas.

Cas B : Nous avons choisi un couple de valeurs ($D = 0,7$ mm ; $L = 1,13$ mm) qui permet de maintenir une résistance R constante proche de $50\ \Omega$ et une réactance X constante proche de $-28\ \Omega$ dans la bande de fréquence 75-100 GHz. Au delà de 100 GHz, la résistance et la réactance évolue sensiblement.

Cette courbe nous montre clairement que si l'on maintient une résistance R constante proche de $50\ \Omega$, la valeur de la réactance X est constante mais non nulle. Cette réactance produira des pertes qui seront préjudiciables à l'obtention d'une transition performante entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne coaxiale via une sonde.

Cas C : Nous avons choisi un couple de valeurs ($D = 0,8$ mm ; $L = 1$ mm) qui permet de maintenir une réactance X quasiment nulle dans la bande de fréquence 75-110 GHz, afin d'éviter les pertes par rayonnement. Dans ce cas, nous constatons l'évolution de la résistance R en fonction de la fréquence. Le couple de valeurs (D,L) qui permettait de maintenir, d'une part, une réactance X nulle et d'autre part une résistance R constante en fonction de la fréquence, et égale à $50\ \Omega$, n'est à priori pas possible. Il faut donc adapter l'impédance de la sonde à l'impédance de la ligne coaxiale à l'aide d'un transformateur d'impédance si l'on veut réaliser une transition large bande.

Si nous avons réalisé ce type de transition, nous nous serions placés dans ce cas.

I.3.3.2. Les résultats pratiques obtenues par S.M.J. Liu

Ces études effectuées par S.M.J. Liu ont abouti à la conception et à la réalisation d'une sonde de mesure hyperfréquence. L'extrémité de celle-ci peut se représenter de la façon suivante (figure 41). Le conducteur central de la ligne coaxiale se projette en dehors du diélectrique. Par ailleurs, deux métallisations rapportées sur le conducteur extérieur de la ligne coaxiale assurent les contacts de masse sur le dispositif sous test. Ces trois conducteurs permettent un contact de type "coplanaire".

Les évolutions du facteur de transmission (S_{21}) et des facteurs de réflexion (S_{11}) et (S_{22}), d'une transition guide rectangulaire - ligne coaxiale via une sonde, en fonction de la fréquence sont représentées à la figure 42.

Le facteur de transmission est de l'ordre de 2 dB entre 74 et 110 GHz. Ce dernier est pratiquement constant, ce qui est tout-à-fait remarquable.

Le terme (S_{11}) représente le facteur de réflexion du guide rectangulaire quand la pointe (ensemble formé par la structure coplanaire) est connectée à une résistance de 50 Ω . Ce facteur de réflexion (S_{11}) est meilleur que -12 dB entre 74 et 120 GHz.

Le terme (S_{22}) est globalement meilleur que le facteur de réflexion (S_{11}). En effet, il est meilleur que -15 dB dans une large bande de fréquence.

Ainsi se termine l'étude de la transition entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne microruban ou coaxiale via une antenne d'une manière générale. Nous prendrons soin de comparer, à la fin de ce chapitre, les avantages et les performances de cette transition vis-à-vis des autres transitions précédemment étudiées.

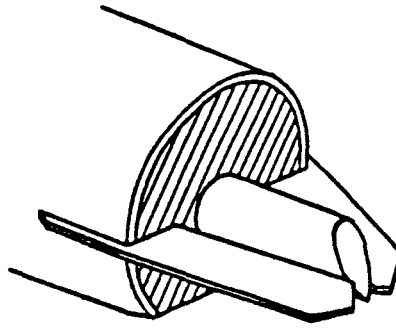


fig 41: Représentation de l'extrémité de la sonde de mesure hyperfréquence (d'après Liu).

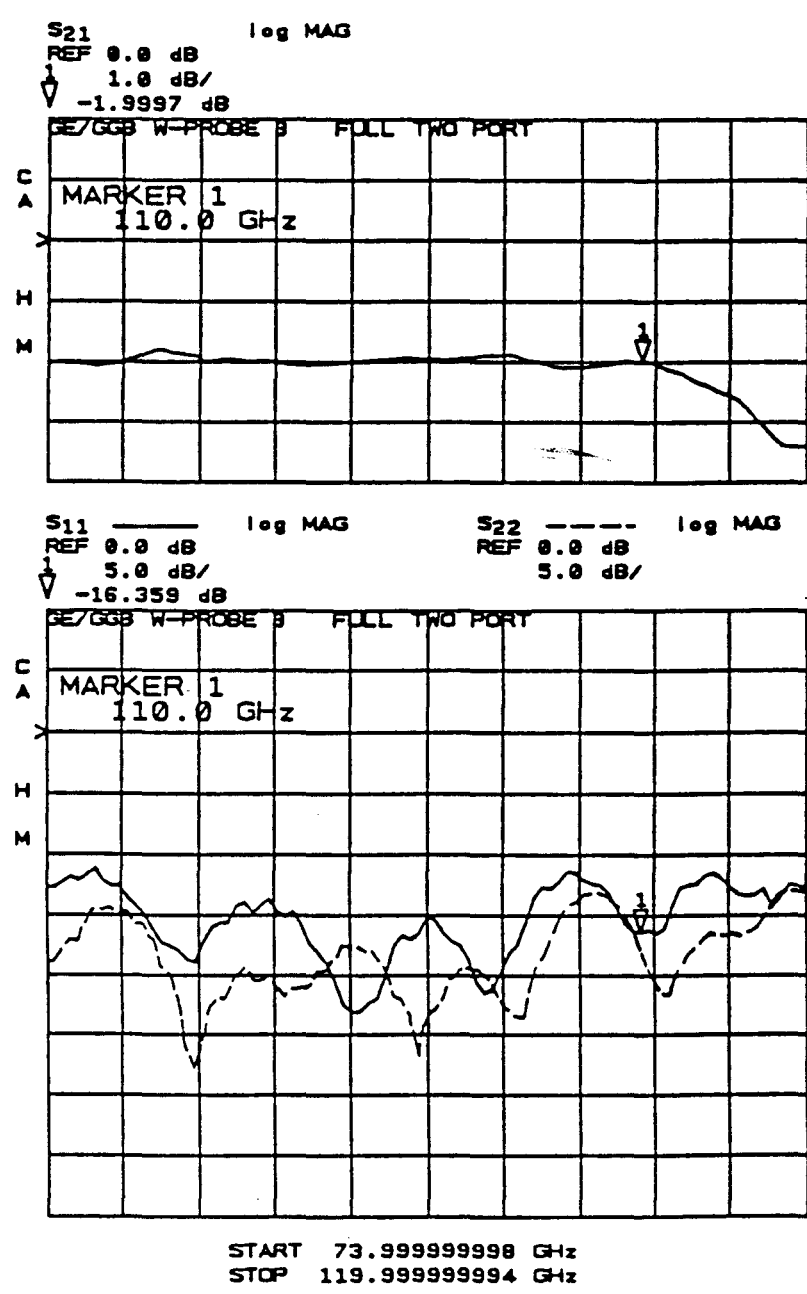


fig 42: Evolution du facteur de transmission et du facteur de réflexion, de la transition proposée par Liu, en fonction de la fréquence.

I.4. TRANSITION GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE-LIGNE MICRORUBAN A L'AIDE D'UNE STRUCTURE DE TYPE LIGNE À AILETTE OU "FINELINE"

I.4.1. Avant propos

De manière à être le plus exhaustif possible concernant l'étude des transitions entre un guide d'onde rectangulaire et une structure planaire, nous nous proposons d'étudier une dernière transition. Celle-ci s'effectue à l'aide d'une structure de type ligne à ailette (ou fineline) que l'on vient introduire à l'intérieur du guide rectangulaire. Une modification dans le sens où la ligne à ailette n'est plus unilatérale, c'est-à-dire métallisée sur une seule face, mais bilatérale, associée à une habile conception permet de transformer la structure ligne à ailette en une structure ligne microruban. D'où finalement une transition entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne microruban. Bien que cette transition soit communément utilisée pour la caractérisation de composants actifs par de nombreuses équipes à travers le monde, nous manquons singulièrement de bases théoriques en ce qui concerne l'étude rigoureuse d'une telle structure. Une publication qui n'est certes pas récente, mais qui a l'avantage d'être parfaitement explicite est celle menée par J.B. Knorr [24].

Ce dernier, à l'aide de la technique dans le domaine spectral, traite la transition guide rectangulaire - ligne à ailette et non pas la transition que nous nous proposons d'étudier. Néanmoins, J.B. Knorr nous donne les bases théoriques ainsi que de nombreux résultats particulièrement intéressants, tels que l'évolution de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence du guide rectangulaire lorsque la ligne à ailette se trouve à l'intérieur de ce dernier. De plus, ces résultats sont corroborés par d'autres auteurs [25,26].

Nous n'avons pas effectué de réalisations pratiques de ce type de transition, c'est pourquoi nous nous bornerons, comme dans l'étude précédente, à mettre en exergue la démarche de l'auteur et d'indiquer les résultats pratiques obtenus.

I.4.2. Méthode de G.E. Ponchak

Bien qu'il existe plusieurs variantes concernant cette transition et par là même plusieurs publications relatives à ce sujet, nous ne présenterons qu'un seul type de transition. Ce choix se justifie d'une part, par le fait que les variantes portent souvent sur des détails d'ordres secondaires et, d'autre part, par le fait que les publications sont fréquemment calquées les unes sur les autres. De plus, ces dernières sont davantage axées sur des modèles empiriques et non pas sur une démarche rigoureuse. Ceci peut

s'expliquer par la complexité inhérente à ce genre de transition. Notre choix s'est donc porté sur l'étude menée par G.E. Ponchak [27]. Nous présentons figure 43 une vue en perspective de la transition. Nous reconnaissons le guide rectangulaire dans lequel on introduit le substrat diélectrique qui est gravé des deux côtés. Ce dernier est placé de manière symétrique dans le guide rectangulaire et parallèlement au petit côté du guide. Les métallisations qui demeurent sur le substrat permettent quant à elles de créer la structure du type ligne à ailette bilatérale. Celles-ci peuvent se représenter sous la forme suivante (figure 44). Ce qui est hachuré correspond aux métallisations présentes sur le substrat diélectrique.

Ces métallisations, ainsi disposées, jouent le rôle du ridge, dans le sens où elles confinent les champs électromagnétiques. Afin de mieux comprendre l'effet que produit le substrat ainsi métallisé, G.E. Ponchak nous propose la représentation du champ électrique à différents endroits de la structure comme le montre la figure 45.

Commentaires concernant les représentations

- Nous reconnaissons sur la coupe AA, les lignes de champs électriques à l'intérieur du guide rectangulaire. Aucune métallisation n'est présente sur le substrat.
- Les métallisations apparaissent de manière diamétralement opposée sur la coupe BB. Ceci a pour effet de modifier les lignes de champs électriques.
- Le phénomène s'accroît sur les coupes CC et DD. Les lignes de champs électriques subissent une rotation de 90°.
- On observe le déplacement d'une métallisation par rapport à l'autre sur les coupes EE, FF et GG. Ceci a pour but de confiner le champ électrique entre les deux métallisations.
- Nous reconnaissons sur la coupe HH, les lignes de champs électriques dans une ligne microruban, d'où l'obtention d'une transition guide rectangulaire - ligne microruban à l'aide d'une structure de type ligne à ailette bilatérale.

Commentaire général concernant ce type de transition

Aux vues de diverses représentations des lignes de champs électriques dans la structure que nous avons exposées précédemment, cette transition ne semble pas poser de problèmes de réalisation et ne nous apparaît pas particulièrement compliquée à concevoir. Cette relative facilité n'est qu'un leurre. En effet, suivant la forme des métallisations déposées de part et d'autre du substrat diélectrique, et tout au long de celui-ci, il peut se produire des phénomènes de résonances qui détériorent considérablement les performances hyperfréquences de cette transition. Ceux-ci ont été mis en évidence par

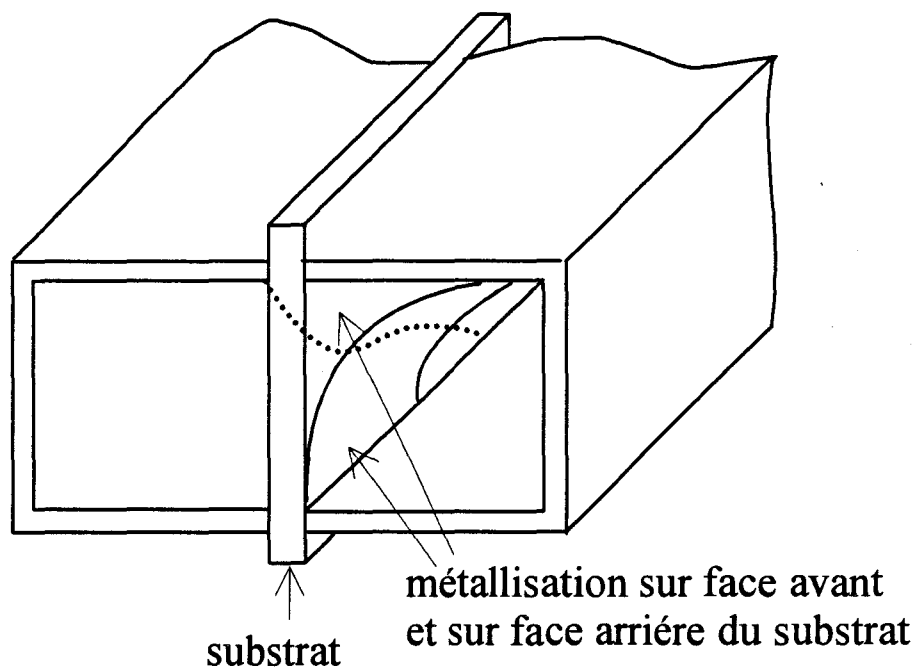


fig 43: la ligne à ailette dans le guide rectangulaire.

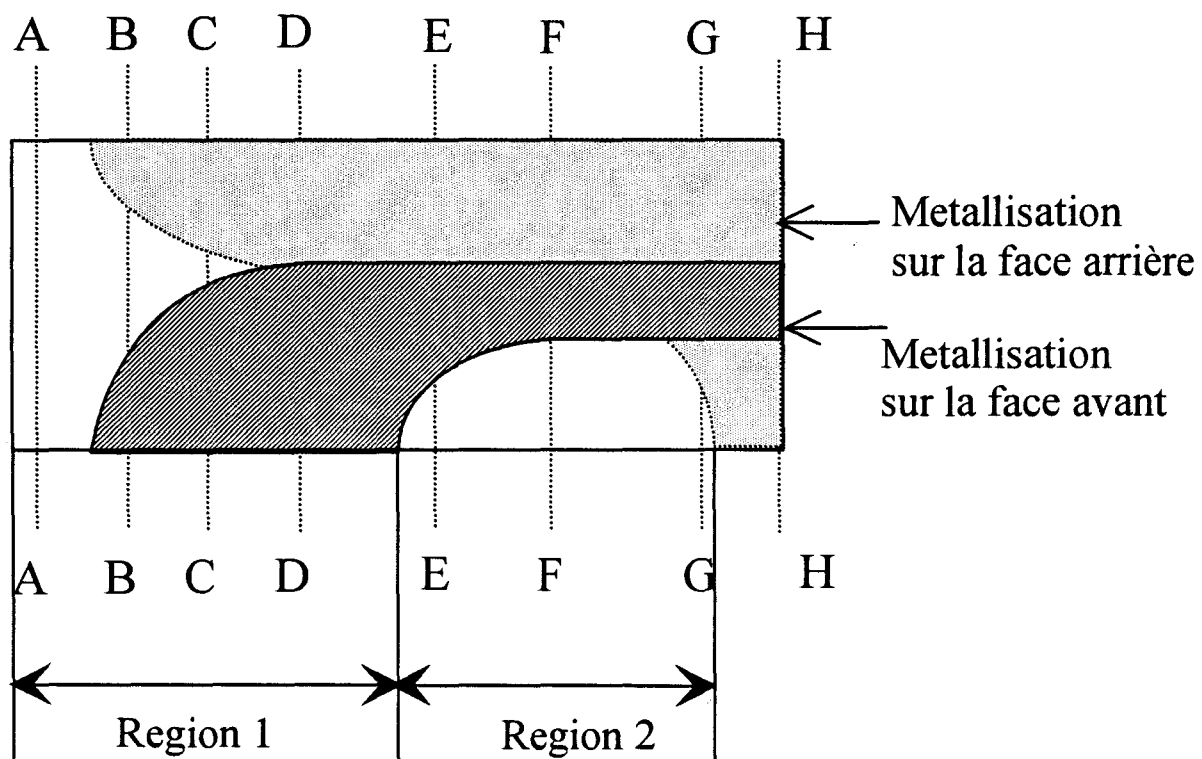


fig 44: Vue de face de la ligne à ailette avec ses métallisations.

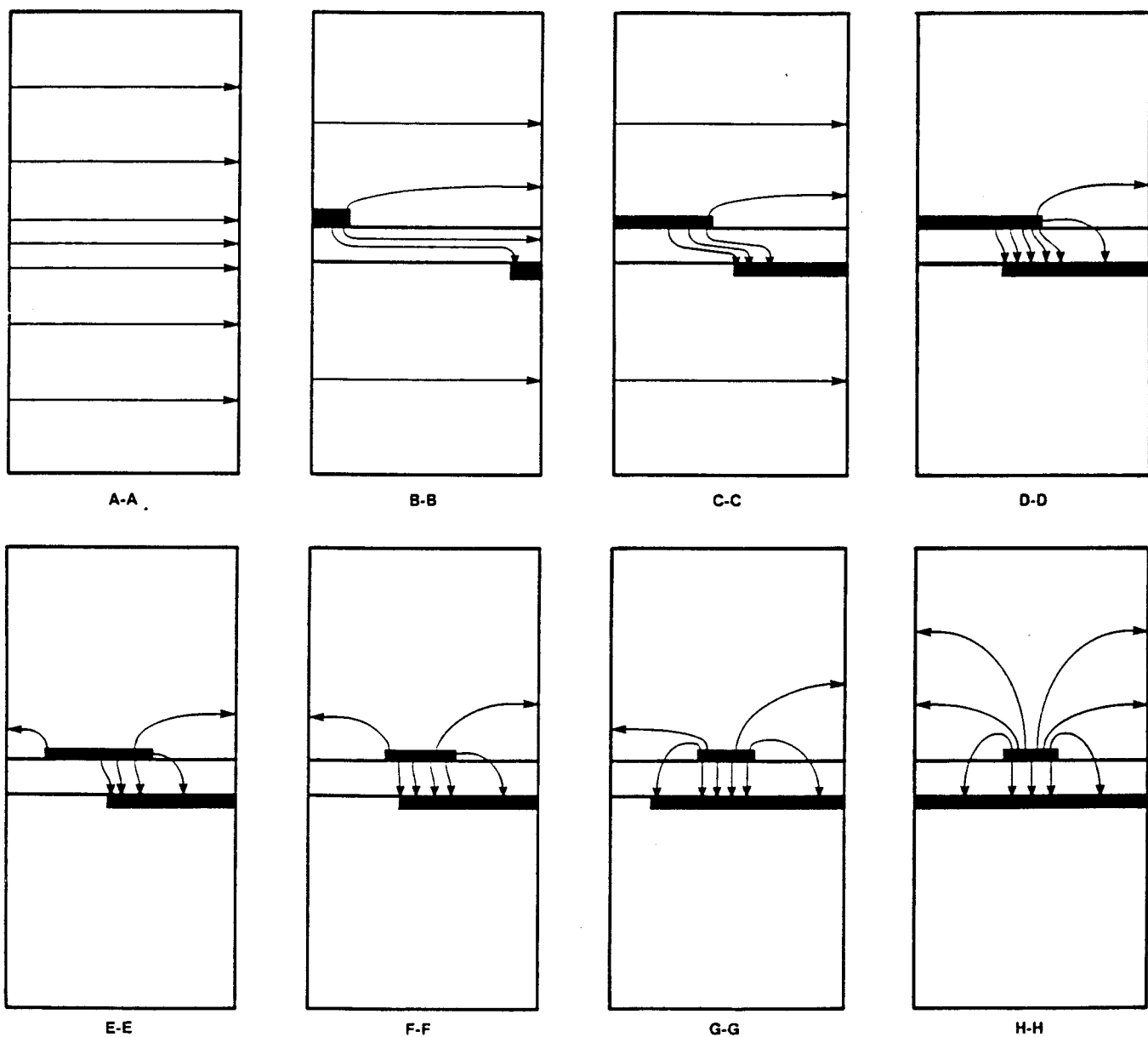


fig 45: Représentation des lignes de champs électriques dans la structure proposée par Ponchak.

G.E. Ponchak. D'après lui, les phénomènes de résonances se créent dans la région 2 (cf. fig.44). En effet, on peut admettre que le substrat diélectrique ainsi métallisé et disposé dans le guide rectangulaire va induire des modes évanescents. Ceux-ci vont emmagasiner une énergie inductive. D'autre part, l'espace créé par les métallisations restantes sur le substrat par rapport au guide rectangulaire métallique peut être assimilé à des capacités qui emmagasinent une énergie de type capacitive. Quand les énergies capacitatives et inductives sont égales, il apparaît le phénomène de résonance, d'où une brusque détérioration des performances hyperfréquences de la transition. G.E. Ponchak a su modéliser ce phénomène de résonance en fonction de la forme et de la longueur de la région 2.

Il nous propose, dans un cas précis, de représenter la fréquence de résonance en fonction de la forme et de la longueur de la région 2 (cf. fig. 46). On s'aperçoit, aux vues de cette courbe, qu'il est nécessaire de bien choisir la longueur x si on veut éviter une résonance dans la bande de mesure désirée.

I.4.2.1. Les résultats pratiques obtenus par G.E. Ponchak

Le facteur de transmission (S_{21}), de la double transition guide rectangulaire - ligne microruban / ligne microruban - guide rectangulaire à l'aide d'une ligne à ailette, en fonction de la fréquence est représenté à la figure 47.

Globalement, le facteur de transmission S_{21} est de l'ordre de 2 dB entre 30 et 36 GHz. Cette bande de fréquence est relativement faible comparativement aux autres transitions que nous avons étudiées. Néanmoins, le facteur de transmission est du même ordre de grandeur par rapport à ces mêmes transitions.

Nous constatons également, comme l'avait prévu G.E. Ponchak, des phénomènes de résonances qui dégradent considérablement le facteur de transmission. Tout nous laisse croire, car ce n'est pas précisé, que G.E. Ponchak a choisi une longueur pour la région 2 de l'ordre de 0,55 cm. Cette supposition est fondée à partir des résultats théoriques de la figure 46, car celle-ci nous indique que pour une longueur de 0,55 cm, les résonances ont lieu vers 28 GHz et 39 GHz. Ces résultats théoriques sont corroborés par les résultats pratiques de la figure 47, ce qui nous laisse à penser que G.E. Ponchak a parfaitement su modéliser ce type de transition.

En ce qui concerne le facteur de réflexion, G.E. Ponchak ne nous fait pas part de ses résultats pratiques. Nous nous sommes donc basés sur une autre publication qui a été menée par V. Fouad Hanna [28]. Celui-ci utilise le même style de transition dans

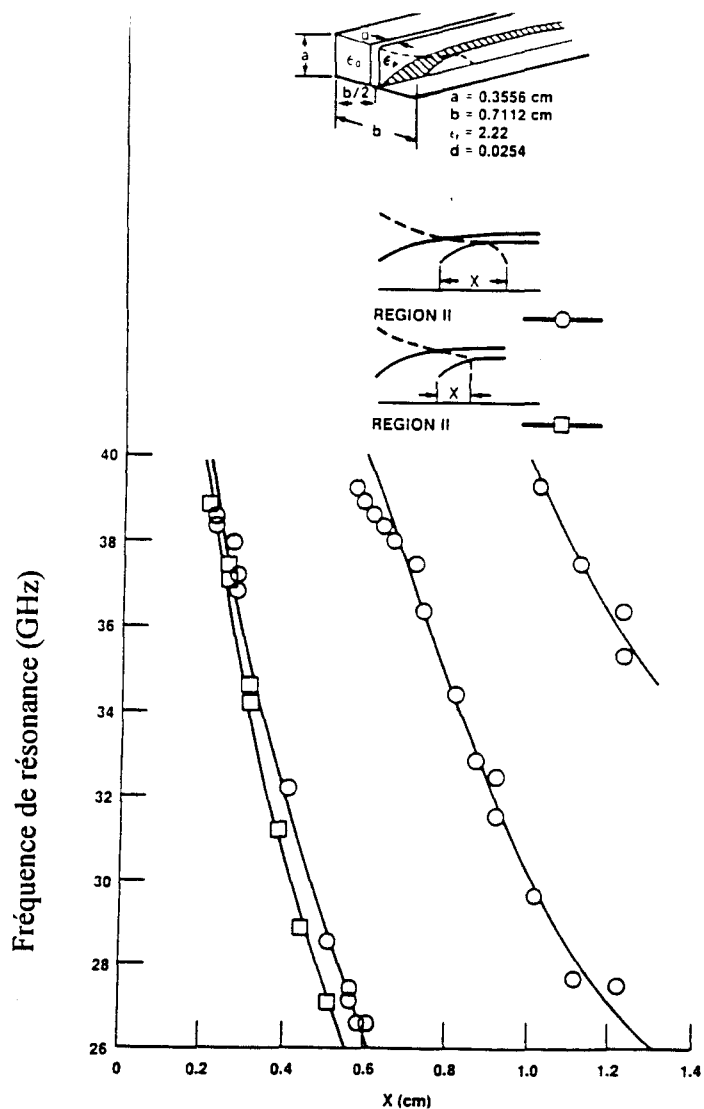


fig 46: Evolution de la fréquence de résonance en fonction de la forme et de la longueur de la région II (d'après Ponchak).

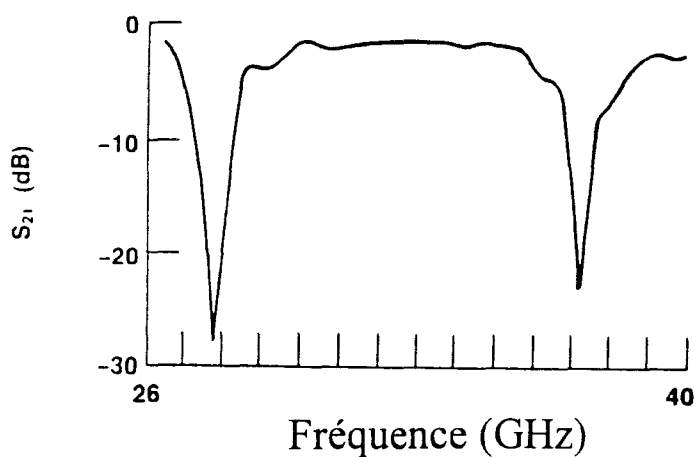


fig 47: Evolution du facteur de transmission, de la double transition proposée par Ponchak, en fonction de la fréquence.

l'objectif de réaliser un mélangeur. V. Fouad Hanna obtient un facteur de réflexion (S_{11}) meilleur que -15 dB dans la bande de fréquence 26,5 - 40 GHz.

Par ailleurs, le facteur de transmission est de l'ordre de 1,1 dB dans la même bande de fréquence et ceci pour une demie transition. Ce résultat correspond aux pertes d'insertion pour une transition guide rectangulaire - ligne microruban à l'aide d'une structure ligne à ailette. En première approximation, on peut donc estimer que la double transition (guide rectangulaire - ligne microruban / ligne microruban - guide rectangulaire) présente des pertes d'insertion de l'ordre de 2 dB entre 26,5 GHz et 40 GHz. Ce résultat est comparable à celui obtenu par G.E. Ponchak.

Finalement, compte tenu de ces deux publications, on peut présager que ce genre de transition présentera un facteur de transmission et un facteur de réflexion respectivement de l'ordre de 2 dB et -15 dB sur une gamme de fréquence plus ou moins large. Celle-ci étant liée à la forme des métallisations sur la ligne à ailette. Cette dernière remarque sous-entend qu'il faille optimiser expérimentalement la transition.

CONCLUSION

Ce premier chapitre n'avait pas pour objectif de mener, une étude complète sur les différentes transitions entre un guide rectangulaire et une structure planaire. Au contraire, nous avons essayé d'expliquer, d'une part, le fonctionnement des transitions et, d'autre part, les méthodes mathématiques permettant de résoudre les équations propres aux caractéristiques des transitions et ceci d'une manière générale.

Nous nous proposons, en guise de conclusion à ce chapitre, de dresser un bilan comparatif des diverses transitions étudiées. Afin d'effectuer ce dernier, un certains nombres de critères ont été retenus. Nous pouvons diviser ceux-ci en deux grandes catégories :

- une première catégorie qui concerne les performances hyperfréquences (pertes d'insertions, facteur de réflexion, bande passante),
- une seconde catégorie plus subjective que la première car dépendant de l'utilisateur et du concepteur, qui concerne d'une part la facilité de la réalisation mécanique et d'autre part la facilité d'utilisation.

Afin d'être le plus explicite, nous présenterons ces différents critères sous forme d'un tableau (cf tableau 5) que nous prendrons soin d'expliciter par la suite.

Ainsi nous estimons que les transitions qui s'effectuent à l'aide d'un guide ridgé ne sont pas faciles à réaliser d'un point de vue mécanique à cause de l'usinage relativement délicat du ridge. Par contre, la facilité d'utilisation dépend de l'extrémité de la structure planaire. En effet, E.M. Godshalk a réalisé une sonde de mesure hyperfréquence par le dépôt de contacts à l'extrémité des métallisations de la ligne coplanaire (cf. fig. 30). Cette sonde permettra de connecter le composant à tester sans apport de thermo-compressions d'où une facilité d'utilisation. Par contre, dans le cas où la structure planaire (ligne microruban ou ligne coplanaire) ne se termine pas par une sonde, il faut nécessairement faire usage de thermo-compressions afin de connecter le composant sous test, d'où un usage plus compliqué que précédemment. Cette remarque est valable quel que soit la transition.

En ce qui concerne les performances hyperfréquences, elles sont très bonnes pour la double transition mise au point par T. Mazilu ($S_{21} \cong -1$ dB, $S_{11} \cong -20$ dB). La bande passante où s'effectue ces mesures est grande (26 - 40 GHz).

Les performances hyperfréquences de la transition guide ridgé - ligne coplanaire sont moyennes à bonnes suivant la réalisation pratique : ($S_{21} \cong -4$ dB, $S_{11} < -11$ dB) pour la simple transition de Godshalk, ($S_{21} > -2$ dB, $S_{11} < -11$ dB) pour la double transition de G.E. Ponchak. La bande passante est moyenne (18-26 GHz) pour cette dernière. Par contre, elle est grande (50-75 GHz) pour la transition de E.M. Godshalk.

En résumé, on peut considérer que les qualités que présente ce type de transition, ce sont les bonnes caractéristiques hyperfréquences dans une grande bande passante. Par contre, l'inconvénient majeur, que nous détaillerons dans le deuxième chapitre, c'est la mise en oeuvre pratique de l'isolation du signal continu par rapport au signal hyperfréquence qui est nécessaire pour la polarisation de composants actifs.

En ce qui concerne les transitions guide rectangulaire - ligne microruban ou coaxiale à l'aide d'une sonde et guide rectangulaire - ligne microruban à l'aide d'une structure de type ligne à ailette, nous estimons que la réalisation mécanique est simple car ces transitions ne requièrent pas d'usinage long et délicat. La facilité d'utilisation est moyenne ou bonne d'après la remarque précédente. Les performances hyperfréquences concernant la transition guide rectangulaire - ligne microruban ou ligne coaxiale à l'aide d'une sonde sont très bonnes : ($S_{21} > -1$ dB, $S_{11} < -15$ dB) pour la double transition développée par Y.C. Shih et ($S_{21} > -2$ dB, $S_{11} < -12$ dB) pour la simple transition proposée par Liu. La bande passante est respectivement de (26-40 GHz) et (75-110 GHz) pour la transition de Y.C. Shih et S.M.J. Liu. La transition guide rectangulaire - ligne microruban à l'aide d'une structure de type ligne à ailette présente de bonnes performances hyperfréquences : ($S_{21} \cong -2$ dB, $S_{11} < -15$ dB) dans une bande de fréquence comprise entre 26 et 40 GHz.

Bien qu'il était communément admis que les transitions guide rectangulaire - sonde présentaient de faibles bandes passantes, les récentes publications ou réalisations pratiques ont montré le contraire. De plus, ces transitions présentent une isolation naturelle, entre la sonde et le guide rectangulaire, ce qui permettra de polariser le composant actif. C'est un avantage indéniable vis-à-vis des autres transitions.

Transitions	Performances hyperfréquences	Bande passante	Facilité d'utilisation	Facilité de la réalisation mécanique
Guide ridgé-Ligne microruban	Très bonnes	Grande	Moyenne	Non
(Mazilu) (double transition)	S21~1 dB, S11~-20 dB	26-40 GHz		
Guide ridgé-Ligne coplanaire	Moyennes à bonnes	Moyenne à grande	Moyenne à bonne	Non
(Godshalk) (simple transition)	S21>-4 dB, S11<-11 dB	50-75 GHz	Bonne	
(Ponchak) (double transition)	S21>-2 dB, S11<-11 dB	18-26 GHz	Moyenne	
Guide ridgé-Ligne microruban ou ligne coaxiale à l'aide d'une sonde.	Très bonnes	Grande à très grande	Moyenne à bonne	Oui
(Shih) (double transition)	S21>-1 dB, S11<-15 dB	26-40 GHz	Moyenne	
(Liu) (simple transition) (avec réseau d'adaptation et de polarisation)	S21>-2 dB, S11<-12 dB	75-110 GHz	Bonne	
Guide ridgé-Ligne microruban à l'aide d'une structure de type ligne à ailette	Bonnes	Grande	Moyenne	Oui
(Ponchak)+(Fouad Hanna) (double transition)	S21~-2 dB, S11<-15 dB	26-40 GHz		

Table 5:Bilan comparatif des transitions

BIBLIOGRAPHIE
CHAPITRE I

- [1] *S.B. COHN* : "Properties of ridge wave guide". Proc. IRE, Vol. 35, August 1947, pp. 783-788.
- [2] *N. MARCUVITZ* : "Waveguide handbook". M.I.T. RAD Lab. Series, New York : Mc Graw-Hill, Vol. 10, 1951, pp. 399-402.
- [3] *S. HOPFER* : "The design of ridged waveguide". IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-3, October 1955, pp. 20-29.
- [4] *J.R. PYLE* : "The cutoff wavelength of the TE₁₀ mode in ridged rectangular waveguide of any aspect ratio". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-14, April 1966, pp. 175-183.
- [5] *J.P. MONTGOMERY* : "On the complete eigenvalue solution of ridged waveguide". IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-19, n°6, June 1971, pp. 547-555.
- [6] *Y. UTSUMI* : "Variational analysis of ridged waveguide modes". IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 33, n°2, February 1985, pp. 111-120.
- [7] *D.R. SINGH and C.R. SEASHORE* : "Straightforward approach produces broadband transitions". Microwave & RF, September 1984.
- [8] *D. WIKLER* : "A full band waveguide SIS receiver with integrated tuning for 75-110 GHz". IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 27, n°2, March 1991.
- [9] *T. MAZILU* : "A self adjusting waveguide to microstrip transition". Microwave Journal, July 1987.
- [10] *J.H. SCHAFFNER* : "Two port S-parameter characterization of high electron mobility transistors at millimeter wave and microwave frequencies". IEEE MTT-S Digest, 1988, pp. 233-236.
- [11] *S.S. MOOCHALLA* : "Ridge waveguide used in microstrip transition". Microwaves & RF, March 1984.
- [12] *G.L. MATTHAEI, L. YOUNG, E.M.T. JONES* : "Microwave filters, Impedance - matching network ; and coupling structures. Mc Graw-Hill, Book Company.

- [13] *W. SUN and C.A. BALANIS*: "MFIE analysis and design of ridged waveguides". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, n°11, November 1993.
- [14] *J.S. IZADIAN* "Unified design plans and waveguide transitions". Microwave & RF, Vol. 26, n°5, May 1987.
- [15] *K.C. GUPTA* : "Microstrip lines and slotlines". Artech house, 1979.
- [16] *E.M. GODSHALK* : "A V-band wafer probe using ridge - trough waveguide". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, n°12, December 1991.
- [17] *G.E. PONCHAK* : "A new rectangular waveguide to coplanar waveguide transition". IEEE MTT-S, Digest 1990.
- [18] *T.S. CHEN* : "Calculation of the parameters of ridge waveguides". IRE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 5, n°1, June 1957, pp. 12-17.
- [19] *G.C. DALMAN* : "A simple mm-wave transition from waveguide to coplanar waveguide". Microwave Journal, October 1992, pp. 109-112.
- [20] *Y.C. SHIH* : "Millimeter - wave device characterization". Alta Frequenza, Vol. LVIII, n°5.6, September - December 1989.
- [21] *S.M.J. LIU and G.G. BOLL* : "A new probe for W-band on wafer measurements". IEEE MTT-S Digest, 1993, pp. 1335-1338.
- [22] *R.E. COLLIN* : "Field theory of guided waves". Mc Graw-Hill Book Compagny.
- [23] *A.G. WILLIAMSON* : "Analysis and modeling of "two gap" coaxial line rectangular waveguide junctions". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT 31, n°3, March 1983.
- [24] *J.B. KNORR* : "Millimeter-wave Fin-line characteristics". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-28, n°7, July 1980.
- [25] *P.J. MEIER*: "Integrated fin-line millimeter components". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, n12, December 1974.

[26] *L. FAUCON* "Paramètres électromagnétiques de la ligne à ailette". Rapport de Contrat TRT, 1341, Décembre 1986.

[27] *G.E. PONCHAK* : "A new model for broadband waveguide to microstrip transition design". Microwave Journal, May 1988.

[28] *V. FOUAD HANNA* : "Mélangeur équilibré dans la bande de 26,5 à 40 GHz en technologie de la ligne à ailettes". Annale des Télécommunications, 43, n°5-6, 1988.

ANNEXE CHAPITRE I

1) Notions et définitions de l'impédance dans un guide d'onde

Annexe 1

Notions et définitions de l'impédance dans un guide d'onde

Il y a plusieurs manières de définir une impédance dans un guide d'onde. On peut, par exemple, la définir comme étant le rapport d'une tension V_g sur un courant I_g . Dans ce cas, cette impédance notée Z_{VI} est égale à :

$$Z_{VI} = \frac{V_g}{I_g}$$

avec : $V_g = \int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{l}$ et $I_g = \int_c \vec{H} \cdot d\vec{l}$

où a et b sont deux points d'une section droite du guide rectangulaire et c le contour fermé qui permet de calculer le courant I_g cherché.

Une autre façon de définir l'impédance, est d'utiliser la relation courant - puissance. Dans ce cas, l'impédance notée Z_{PI} est définie par :

$$Z_{PI} = \frac{2P}{|I_g|^2}$$

avec P le flux de puissance du vecteur de Poynting ; P peut s'exprimer par la relation suivante :

$$P = \frac{V_g \cdot I_g^*}{2} \quad \text{avec } I_g^* = \text{complexe conjugué de } I_g$$

ou encore : $P = \frac{1}{2} \iint (E_x H_y^* - E_y H_x^*) \, dx dy$

Enfin, il y a une troisième relation qui permet de définir l'impédance. Cette dernière est notée Z_{PV} qui est le rapport d'une tension sur une puissance. On a :

$$Z_{PV} = \frac{|V_g|^2}{2P}$$

Nous pouvons également définir une impédance caractéristique guidée du milieu notée Z_{cg} en fonction de ϵ_0 (permittivité du vide), de μ_0 (perméabilité du vide) et du type d'onde considérée. Pour les modes TE, l'impédance caractéristique guidée est égale à :

$$Z_{cg} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\lambda_g}{\lambda} = Z_c \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

avec : $Z_c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \equiv 377\Omega$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi 10^9} F/m \quad \text{et} \quad \mu_0 = 4\pi 10^{-7} H/m$$

$$\lambda_g = \text{longueur d'onde guidée} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$$

$$\lambda = \text{longueur d'onde} = \frac{c}{f}$$

$$c = \text{vitesse de la lumière} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$f = \text{fréquence de travail}$$

Par contre, pour les modes TM, l'impédance caractéristique guidée est donnée par la relation suivante :

$$Z_{cg} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\lambda}{\lambda_g}$$

Remarque : Si on considère le mode dominant TE_{10} , les trois premières relations peuvent s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{VI} = Z_{cg} \frac{\pi b}{2a} \\ Z_{PV} = Z_{cg} \frac{2b}{a} \\ Z_{PI} = Z_{cg} \frac{\pi^2 b}{8a} \end{array} \right.$$

*avec a le grand côté du guide
et b le petit côté du guide*

CHAPITRE II

INTRODUCTION

Nous nous proposons, dans ce second chapitre, de décrire, en détail, la mise en oeuvre de la transition guide rectangulaire ridgé - ligne microruban.

Une étude sur le comportement électrique du guide d'onde rectangulaire sera menée de part et d'autre de sa fréquence de coupure. Nous étudierons, par la suite, un système permettant à la fois la polarisation du composant et son adaptation pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure du guide rectangulaire.

II.1.1. LE CHOIX DE LA TRANSITION

Nous voulons réaliser une transition entre un guide d'onde rectangulaire et une structure de propagation planaire (ligne microruban ou coplanaire). Celle-ci permet de connecter, à l'aide de fils de thermo-compression, le composant actif possédant une topologie planaire en vue de sa caractérisation hyperfréquence.

Afin de déterminer, avec un maximum de précision, les caractéristiques hyperfréquences (gains, fréquence de coupure, facteur de bruit, etc ...) que présente le composant actif entre 50 et 75 GHz, il est nécessaire de concevoir une transition qui possède un facteur de transmission le plus faible possible et un facteur de réflexion le plus grand possible en dB, et ceci, entre 50 et 75 GHz. De plus, cette cellule de mesure doit permettre une mesure précise des paramètres [S] et doit être adaptée aux techniques d'étalonnage communément utilisées. De cette façon, les perturbations de mesures, apportées par la transition, seront réduites, ce qui permettra d'obtenir des caractéristiques précises du composant actif.

Au regard de l'étude bibliographique effectuée au Chapitre I, nous avons réalisé deux types de transitions afin de répondre au mieux à l'objectif décrit précédemment. La première transition réalisée fut celle entre un guide rectangulaire ridgé et une ligne microruban. Ce choix se justifie par les très bons résultats obtenus par T. Mazilu avec cette transition. De plus, l'abondance des études relatives au guide rectangulaire ridgé nous a encouragé dans cette démarche. Par ailleurs, nous avons réalisé la transition que nous proposait G.E. Ponchak entre un guide rectangulaire ridgé et une ligne coplanaire. Bien que les performances obtenues par G.E. Ponchak soient relativement médiocres, cette transition nous est apparue parfaitement astucieuse dans sa conception. En effet, contrairement au cas précédent où la ligne microruban peut être considérée indépendante du guide ridgé, nous avons ici la structure de propagation planaire, en l'occurrence la ligne coplanaire, qui fait partie intégrante de la transition. Cette observation nous amène à penser que la transition se fait de manière plus progressive que celle proposée par T. Mazilu.

En conséquence, il nous semble logique de penser que les performances hyperfréquences de cette transition devraient être meilleures ou du même ordre de grandeur que la transition guide ridgé/ligne microruban.

II.1.1. La transition guide ridgé - ligne microruban

Après avoir étudié les différentes approches et propriétés concernant le guide ridgé, nous avons réalisé plusieurs types de demies-cellules. Nous entendons par demie-cellule, l'ensemble mécanique qui permet d'effectuer la transition. Globalement, cette demie-cellule peut se décomposer en deux parties. Une partie inférieure ou socle sur lequel se trouve la quasi totalité du guide rectangulaire classique. C'est aussi sur cette partie que nous viendrons coller le substrat (côté masse) où est gravée la ligne microruban. Une partie supérieure qui permet de fermer le guide rectangulaire. C'est sur cette partie que se trouve le ridge. Ces deux parties sont parfaitement jointes à l'aide de piges de centrages et de vis. Les plans mécaniques de ces différentes parties sont fournis en annexe 1. Le profil du guide ridgé ainsi qu'une vue de face de la cellule à l'échelle sont également donnés dans l'annexe.

II.1.1.1. Méthodologie employée en vue de la réalisation de la cellule

Nous voulions réaliser une transition possédant les meilleures caractéristiques hyperfréquences (perte faible, facteur de réflexion le meilleur possible) dans la bande de fréquence 50-75 GHz. Nous nous étions fixés une impédance caractéristique pour la ligne microruban de 50Ω . Cette valeur est communément utilisée dans la plupart des systèmes microondes. Il faut signaler que cette valeur est purement arbitraire. Nous verrons par la suite que le choix d'une autre impédance caractéristique relativement proche de 50Ω n'est en rien préjudiciable au bon fonctionnement de la transition. Toutefois, afin d'assurer l'adaptation des systèmes à caractériser, il ne faut pas choisir une impédance caractéristique de la ligne microruban d'une trop faible ou d'une trop forte valeur. D'autre part, nous disposions d'un substrat métallisé en Téflon. Celui-ci est connu pour présenter des pertes faibles pour notre application. Les caractéristiques du substrat sont indiquées figure 48. Connaissant les caractéristiques du substrat ; hauteur de métallisation, hauteur du substrat diélectrique et constantes diélectriques, nous avons calculé la largeur du ruban W afin que l'impédance caractéristique de la ligne microruban fasse 50Ω . Ce calcul a été effectué à l'aide du logiciel MDS (Microwave Design Simulator de la Société Hewlett Packard). Le résultat de la simulation nous a donné une largeur du ruban W de l'ordre de $390 \mu\text{m}$ à 60 GHz.

En parallèle, nous avons calculé les dimensions du ridge pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω . Pour cela, nous nous sommes basés sur les travaux de S.B. Cohn et N. Marcuvitz. A cet effet, nous avons tout naturellement utilisé la courbe n°6 que nous présentait D.R. Singh. Nous nous sommes fixés une hauteur h sous le ridge égale à la hauteur totale du substrat. Celle-ci comprend la hauteur du substrat

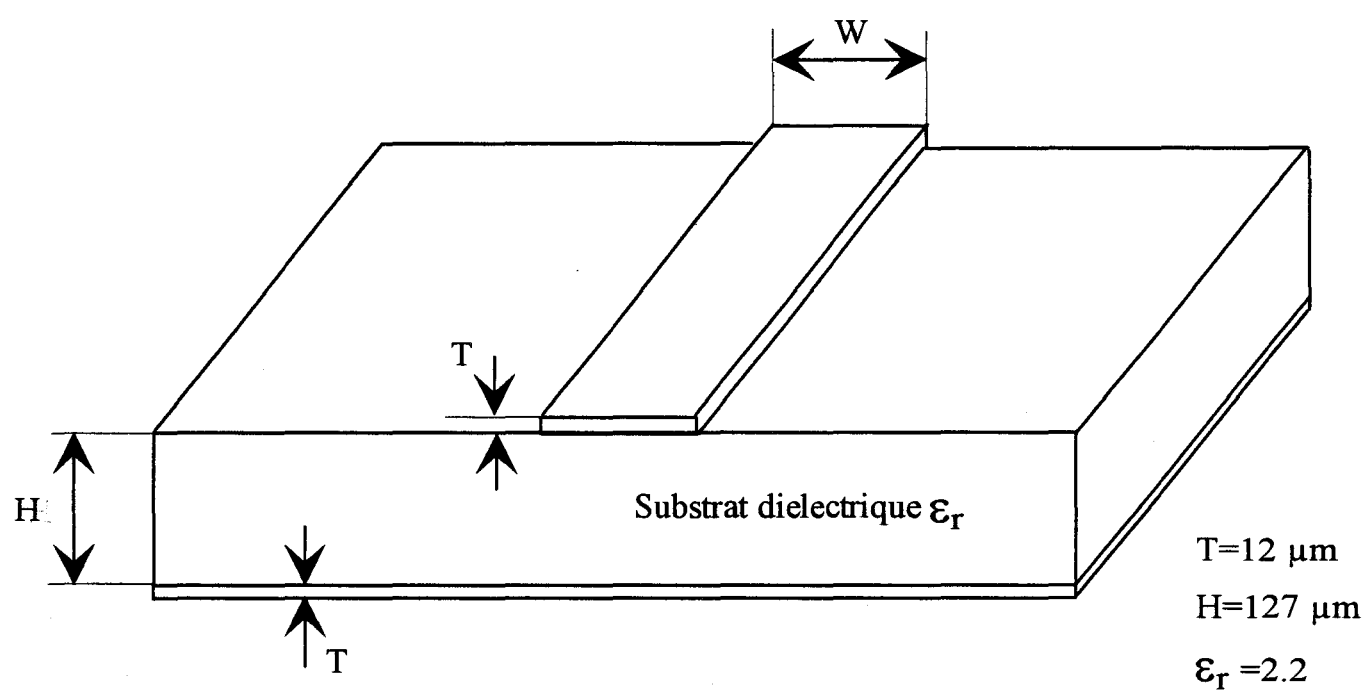


fig 48: Les caractéristiques du substrat diélectrique.

diélectrique additionnée par les deux hauteurs de métallisation. Nous avons donc une hauteur sous le ridge de l'ordre de 150 μm . Cette démarche a pour but d'éviter la présence d'un espace libre entre le bas du ridge et la métallisation supérieure de la ligne microruban.

Connaissant le rapport $\frac{h}{b} = \frac{0,15}{1,9} = 0,079$, nous en avons déduit le rapport $\frac{a'}{a}$ pour avoir une impédance sous le ridge de 50 Ω . Ce rapport est de l'ordre de 0,26 d'où une largeur de ridge d'environ 1 mm.

II.1.1.2. Les résultats pratiques

Une cellule a été réalisée à l'aide de ces derniers calculs. Les résultats présentés comprennent une ligne microruban de longueur 16 mm intercalée entre deux transitions guide rectangulaire ridgé - ligne microruban. Cette cellule a été caractérisée à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel HP 85106, dont les accès de mesure sont en structures "guide rectangulaire". Un schéma synoptique est représenté figure 49.

Le contact entre le bas du ridge et le dessus de la métallisation de la ligne microruban est assuré par l'ajout d'un minuscule point de colle. Celui-ci assure la parfaite continuité électrique. La ligne microruban, quant à elle, se trouve à l'aplomb de l'extrémité du ridge.

Des essais qui consistent à positionner la ligne microruban sous le ridge ont été effectués. Une étude théorique menée au laboratoire par A. Nezarri [1] a montré que l'on pouvait optimiser la transition en réglant l'enfoncement de la ligne sous le ridge. Les résultats pratiques obtenus étaient sensibles à l'enfoncement de la ligne microruban sous le ridge. N'étant pas en mesure d'assurer un enfoncement contrôlé de cette dernière, qui aurait permis d'obtenir un résultat optimal en terme de performances hyperfréquences, nous avons placé la ligne microruban à l'aplomb de l'extrémité du ridge.

Un premier résultat est présenté figure 50, dans la bande V (50-75 GHz). Une constatation s'impose immédiatement ; nous n'avons pas réalisé une double transition guide rectangulaire - ligne microruban - guide rectangulaire avec des performances optimales. Ces résultats expérimentaux ne correspondent pas aux prédictions théoriques. Nous pouvons néanmoins expliquer ce type de résultats de la façon suivante : les pertes d'insertions de la cellule sont en première approximation, la somme des pertes dans les deux guides ridgés et dans la ligne microruban. La longueur

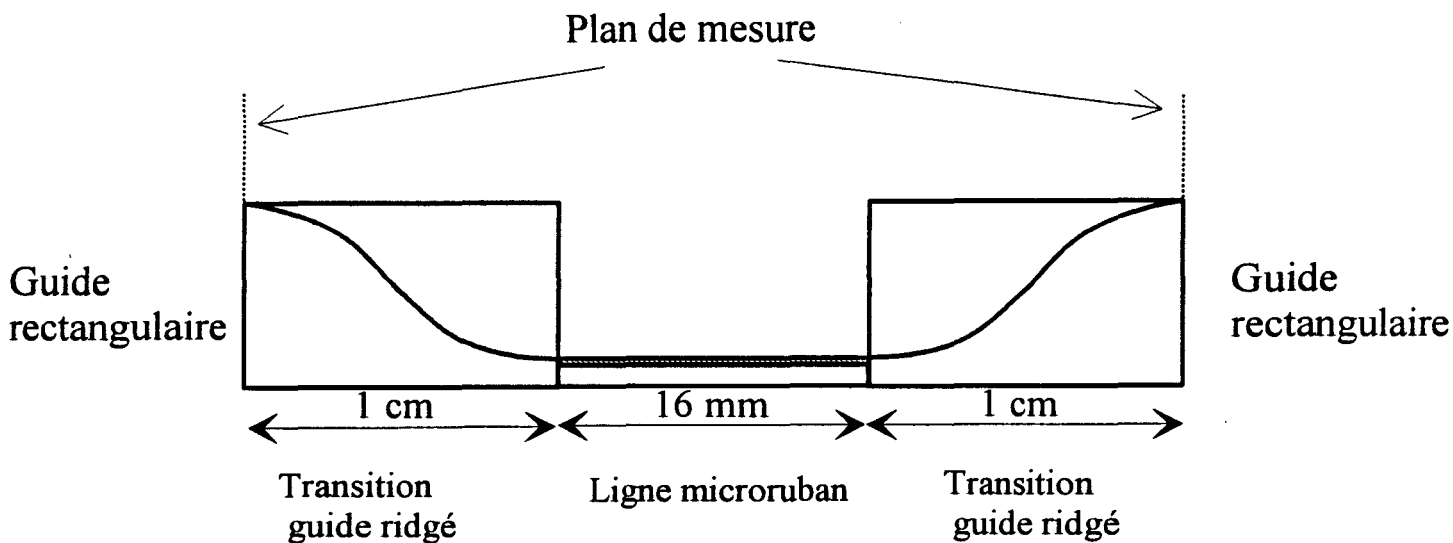


fig 49:Schéma synoptique de la double transition.

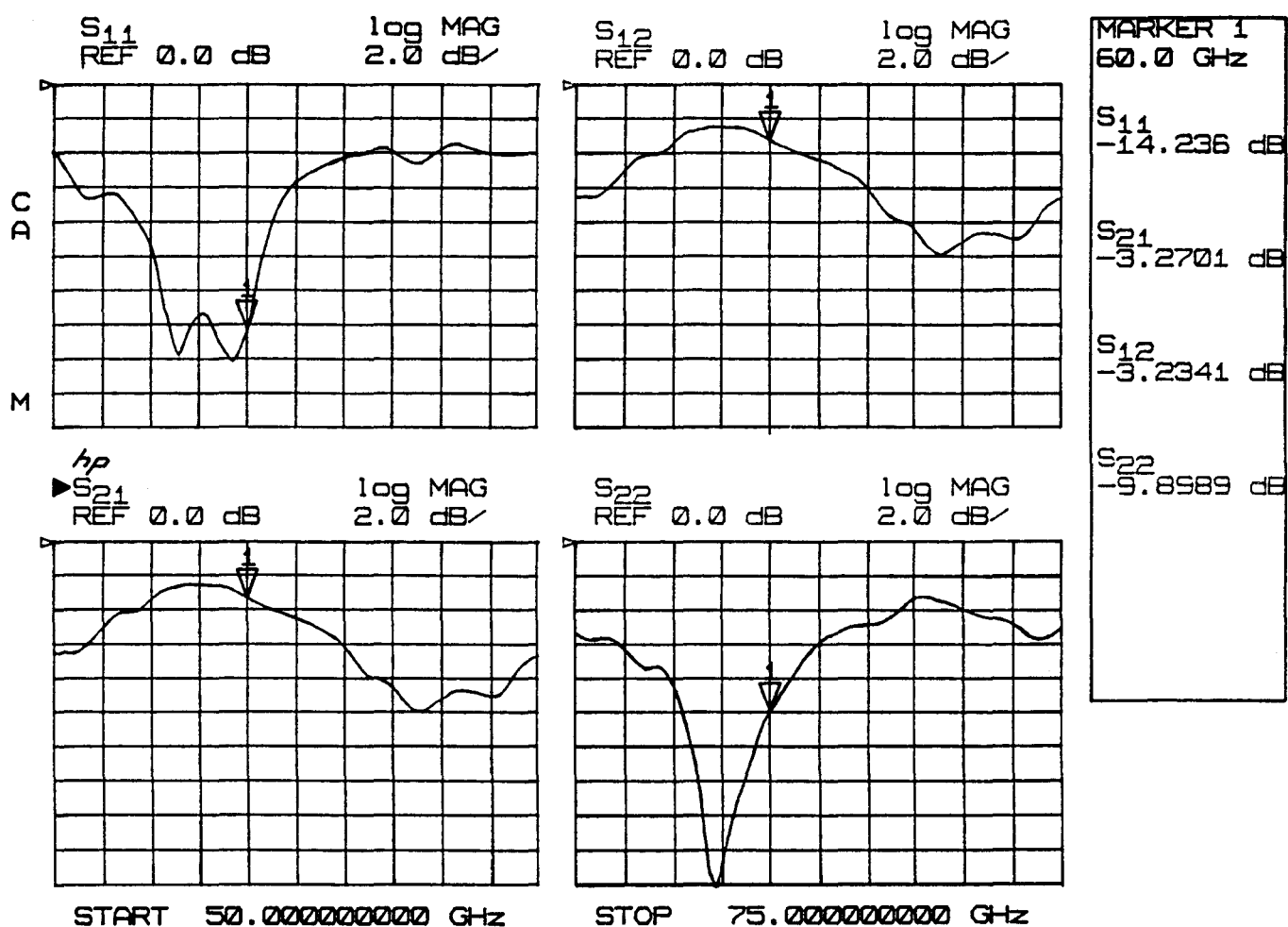


fig 50:Evolution des paramètres [S] de la double transition ($W=390 \mu\text{m}$, $a'=1 \text{ mm}$), en fonction de la fréquence.

de cette ligne est de 16 mm. Celle-ci est supérieure à quatre longueurs d'ondes guidées ($>4 \lambda_g$ à 60 GHz). Nous pouvons ainsi espérer que le mode fondamental de la ligne microruban est établi. Nous ne connaissons pas exactement les pertes globales de la structure microruban au environ de 60 GHz. Nous les estimons, dans un premier temps, de l'ordre de 0,5 à 1 dB par centimètre. Par contre, nous avons un ordre de grandeur des pertes dans les guides ridgés. En effet, nous les avons joints bout à bout sans intercaler la ligne microruban. Le facteur de transmission est illustré figure 51. Globalement, nous pouvons dire que l'ensemble constitué des deux guides ridgés perd environ 1 dB. Il est bon de souligner que la configuration de cette expérience n'est pas la même que celle où la ligne microruban est intercalée entre les deux guides ridgés. Cette expérience permet simplement d'évaluer les pertes d'insertions. En première approximation, nous admettons que chaque guide ridgé présente des pertes d'insertions de l'ordre de 0,5 dB. Ce dernier ayant une longueur de 1 cm. Si l'on calcule de façon approximative les pertes d'insertions de la cellule décrite précédemment, c'est à dire sans prendre en compte les facteurs de réflexion des éléments constituant la structure, nous obtenons des pertes d'insertions correspondantes à l'ensemble de la cellule, de l'ordre de 2 à 3 dB. Expérimentalement ceci est vérifié dans une très faible bande de fréquence (55-60 GHz). Toutefois, ces performances devraient couvrir toute la gamme de fréquence, ce qui n'est pas le cas. En fait, nous pouvons attribuer les évolutions importantes des facteurs de réflexion en fonction de la fréquence, aux discontinuités aux interfaces guide ridgé - ligne microruban. A ce stade de l'étude expérimentale, il nous est apparu nécessaire d'effectuer une optimisation des topologies à la fois du ridge et de la ligne microruban.

Tout d'abord, nous faisons varier la largeur de la ligne microruban quitte à présenter une impédance différente que celle sous le ridge. Les résultats obtenus restaient similaires. Ensuite, nous avons diminué la largeur du ridge. Nous présentons figure 52, les résultats obtenus pour la double transition décrite précédemment. La largeur du ridge est de 760 μm . Celle de la ligne microruban demeure égale à 390 μm . Bien que ces résultats ne soient pas satisfaisants, les évolutions des facteurs de réflexion et de transmission présentent des variations d'amplitude beaucoup plus faible. La variation sur le facteur de réflexion et de transmission est respectivement de 4 dB et 2 dB. De telles caractéristiques hyperfréquences tendent à montrer une désadaptation, dans toute la bande de mesure, qui est liée à une différence d'impédance des deux structures en présence. Cette constatation nous a conduit à diminuer encore la largeur du ridge. Cette dernière a été portée à 400 μm , alors que la largeur de la ligne microruban demeure égale à 390 μm . Nous présentons figure 53 le résultat de cet essai. Bien que les pertes d'insertions restent importantes ; celles-ci évoluent entre 2,5 dB et 4 dB environ dans la bande V, le facteur de réflexion ($\text{dB}(S_{22})$) est bien meilleur que dans les essais précédents. Celui-ci est meilleur que -10 dB dans une large bande de fréquence. Ce résultat pratique est en

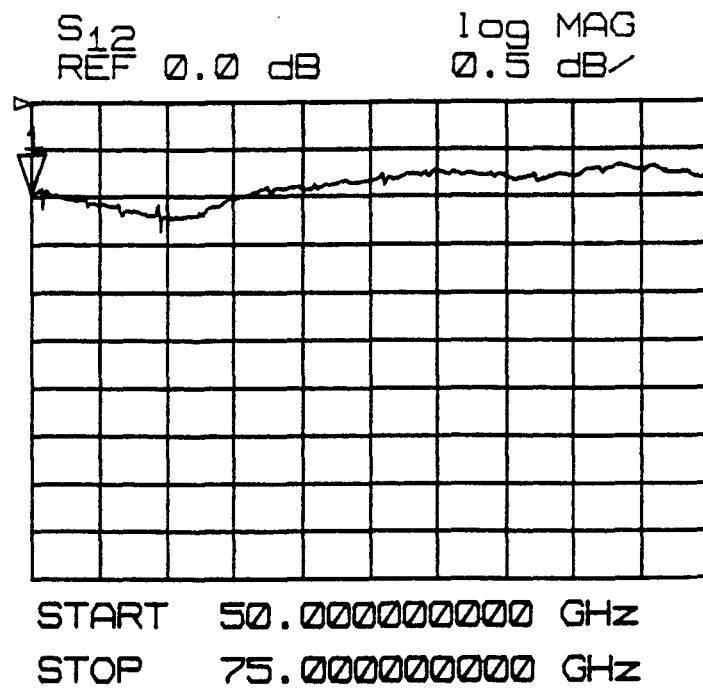


fig 51: Evolution du facteur de transmission, des deux guides ridgés mis bout à bout, en fonction de la fréquence.

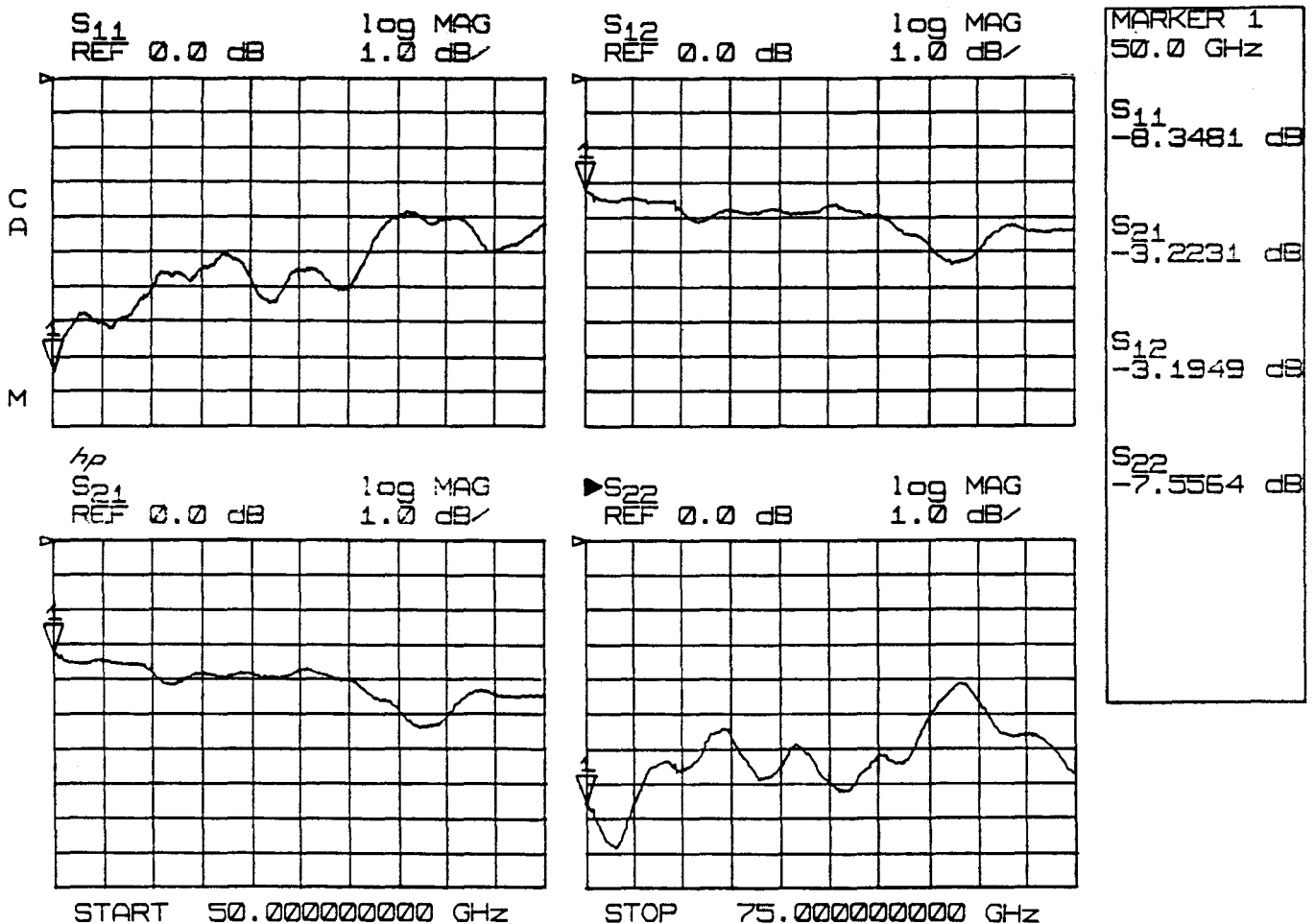


fig 52: Evolution des paramètres [S] de la double transition ($W=390\text{ }\mu\text{m}$, $a'=760\text{ }\mu\text{m}$), en fonction de la fréquence.

désaccord avec ceux obtenus théoriquement. En effet, d'après la courbe 6, pour une largeur de ridge de 400 μm , l'impédance sous le ridge est de 110 Ω . Expérimentalement, nous devrions donc constater une désadaptation plus grande que celle obtenue. A ce stade, nous avons émis quelques doutes sur la validité du modèle ainsi que sur les résultats théoriques s'y reportant. Nous nous sommes donc tournés vers une autre approche théorique, en l'occurrence celle d'Y. Utsumi. On peut estimer, d'après la figure 15, que l'impédance caractéristique sous le ridge, pour une largeur de 400 μm et une hauteur sous ce dernier de 150 μm , est de 70 Ω . Cette impédance est à comparer à la valeur de 110 Ω trouvée par la première approche. Dans le cas où l'impédance caractéristique sous le ridge vaut 70 Ω alors que l'impédance de la ligne microruban vaut 50 Ω , nous obtenons un facteur de réflexion théorique de l'ordre de -15 dB. Ce résultat est davantage conforme à celui obtenu expérimentalement.

Remarque concernant l'impédance caractéristique guidée Z_{cg}

Comme nous l'avons indiqué précédemment au Chapitre I, l'impédance caractéristique guidée Z_{cg} peut s'écrire :

$$Z_{cg} = \frac{Z_c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

avec : Z_c = impédance caractéristique
 f_c = fréquence de coupure du guide ridgé
 f = fréquence de travail.

En tenant compte des travaux d'Y. Utsumi et de la courbe 14, nous pouvons estimer la fréquence de coupure d'un guide ridgé. Si la largeur du ridge est de 400 μm et que la hauteur sous ce dernier est de 150 μm , la fréquence de coupure du guide ridgé est de l'ordre de 17 GHz. Livrons-nous maintenant au calcul de la variation de l'impédance caractéristique guidée Z_{cg} en fonction de la fréquence de travail F . Pour la fréquence basse de la bande V ($F = 50$ GHz), nous obtenons un Z_{cg} de l'ordre de 80 Ω (Z_c est fixé à 75 Ω).

Par contre, pour la fréquence haute ($F = 75$ GHz), nous obtenons un Z_{cg} de l'ordre de 77 Ω . Nous pouvons en conclure que la variation de l'impédance caractéristique guidée est minime en fonction de la fréquence. De plus, elle peut se confondre à quelque pour-cent près à l'impédance caractéristique Z_c . Ceci étant vrai dans le cas particulier qui est le notre, où la fréquence de coupure F_c est largement inférieure à

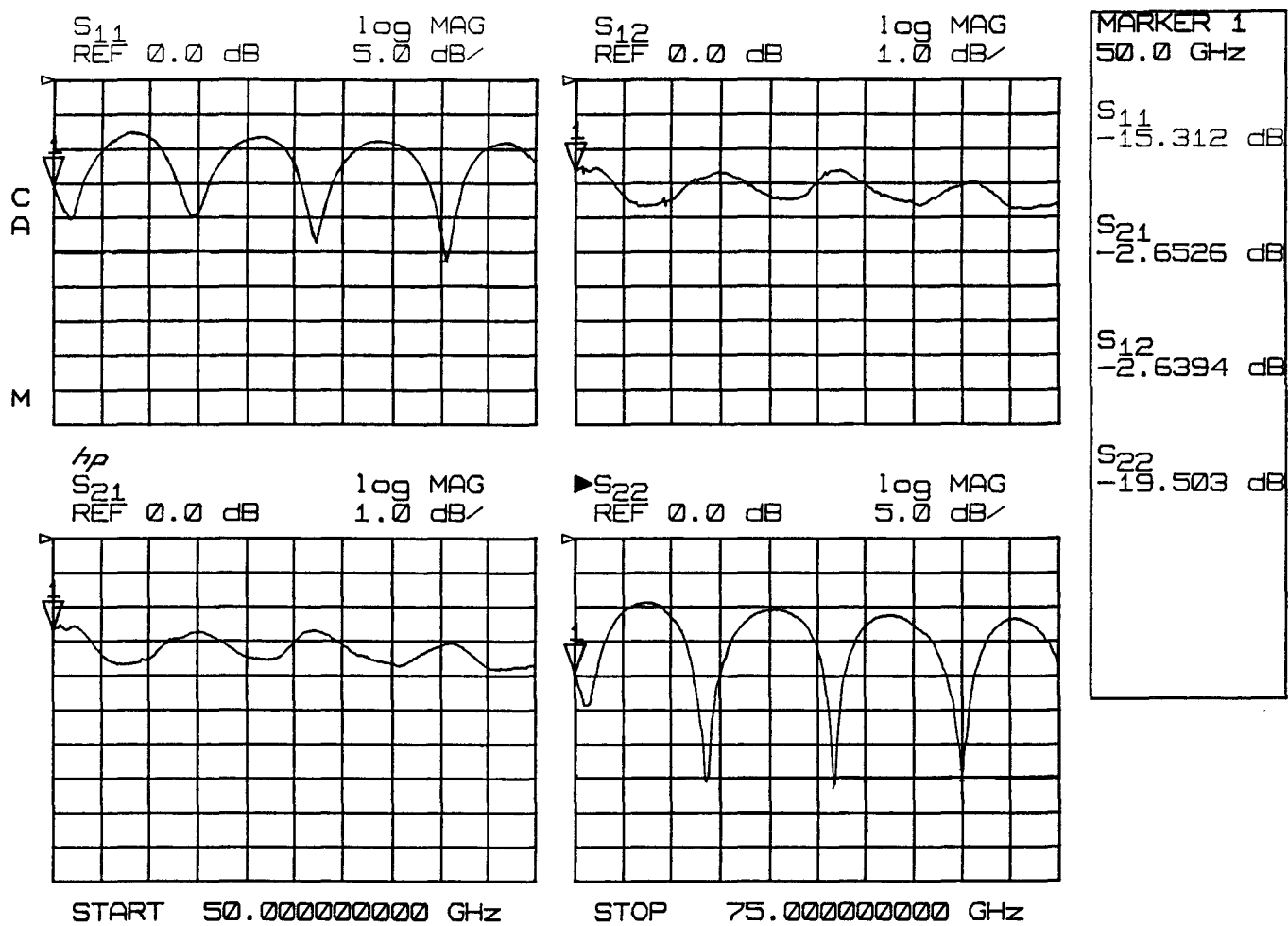


fig 53: Evolution des paramètres [S] de la double transition ($W=390 \mu\text{m}$, $a'=400 \mu\text{m}$), en fonction de la fréquence.

la fréquence de travail F . Par la suite, nous confondrons l'impédance caractéristique guidée Z_{cg} avec l'impédance caractéristique Z_c . Cette remarque étant faite, nous présentons figure 54 l'évolution de l'impédance caractéristique de la ligne microruban ainsi que l'impédance caractéristique sous le ridge en fonction de la largeur du ruban W et de la largeur du ridge. Cette courbe a été obtenue, d'une part par une simulation à l'aide du logiciel MDS concernant la ligne microruban, et d'autre part par les résultats théoriques d'Y. Utsumi concernant le guide ridgé. En ce qui concerne la ligne microruban, nous avons fixé la hauteur de substrat égale à la hauteur sous le ridge ($150\ \mu\text{m}$), la fréquence étant de $60\ \text{GHz}$.

Si l'on se fixe une impédance caractéristique de $50\ \Omega$, les largeurs du ruban et du ridge sont respectivement de $390\ \mu\text{m}$ et $760\ \mu\text{m}$. Nous nous retrouvons dans le cas des résultats présentés à la figure 52. Bien que les impédances soient égales, nous n'obtenons pas un facteur de réflexion optimal. De plus les pertes d'insertions demeurent élevées. Ce mauvais résultat est attribué à la différence de largeur entre le ruban et le ridge. En effet, le rapport des deux largeurs est pratiquement égal à 2. Dans le but de conforter cette hypothèse, il nous paraît intéressant de réduire ce rapport. Ce dernier fut ramené à 1,5 en prenant une largeur de ridge et de ruban égale à $300\ \mu\text{m}$ et $200\ \mu\text{m}$ respectivement. La simple observation de la figure 54 nous apprend que l'impédance n'est plus de $50\ \Omega$ mais d'environ $75\ \Omega$. Le résultat expérimental de cet essai est présenté figure 55, toujours dans le cas d'une ligne microruban de $16\ \text{mm}$ de longueur. Globalement, les mesures nous donnent un facteur de réflexion meilleur que $-15\ \text{dB}$ et des pertes d'insertions comprises entre $1,5$ et $3,5\ \text{dB}$ dans la bande V. Ces résultats sont bien meilleurs que ceux présentés précédemment. Le fait de réduire le rapport des deux largeurs nous paraît être un bon critère pour l'obtention d'une transition performante. Une conclusion un peu hâtive nous inciterait à diminuer encore le rapport jusqu'à l'obtention de l'unité. La figure 54 nous indique que dans ce cas l'impédance serait égal à $92\ \Omega$ pour une largeur commune du ridge et du ruban de l'ordre de $120\ \mu\text{m}$.

Malheureusement, nous nous heurtons ici à un problème purement mécanique. La réalisation d'un ridge de largeur $120\ \mu\text{m}$ est matériellement irréalisable. Nous abordons ici un problème important qui est celui des contraintes mécaniques. En effet, les limitations liées aux performances mécaniques des machines outils influent de façon néfaste à l'obtention d'une transition optimale. De plus, l'impédance caractéristique sous un ridge de largeur $120\ \mu\text{m}$ est d'environ $92\ \Omega$ d'après la figure 54. Cette valeur nous semble trop élevée par rapport à l'impédance des systèmes microondes qui est généralement de $50\ \Omega$, ceci pourrait provoquer d'importantes désadaptations des dispositifs actifs insérés dans la cellule.

Nous nous sommes donc contentés de cette dernière réalisation pratique en sachant pertinemment qu'elle n'est pas la meilleure. Cette réflexion nous vient de l'observation des lignes de champs électriques sous le ridge (cf. figure 18a). D'après la configuration des champs électriques dans les deux structures de propagation, il nous semble évident de penser que les largeurs du ridge et du ruban doivent être quasiment équivalentes pour présenter une transition optimale. Dans ce cas, l'énergie électromagnétique est couplée au maximum entre le guide ridgé et la ligne microruban. Par exemple, si le ridge est plus large que le ruban une partie de l'énergie électromagnétique ne sera pas couplée à la ligne microruban et se perdra aux extrémités latérales de cette dernière (cf. figure 56) sous forme de rayonnement. Cette supputation n'est pas gratuite. En effet, nous avons observé de façon expérimentale que l'on modifie le couplage en déplaçant un obstacle métallique à l'extrémité du guide ridgé. Ceci confirme la présence d'énergie électromagnétique rayonnée sur les bords du ridge. Cette astuce nous permet ainsi d'améliorer ou d'adapter le couplage entre les deux structures. Pour pouvoir utiliser au mieux cette adaptation, nous avons intégré sur chaque transition guide ridgé - ligne microruban une fine lame métallique dont la position par rapport à la ligne microruban est réglable (cf. plan mécanique Annexe I). Nous présentons figure 57, le meilleur résultat obtenu pour une double transition guide rectangulaire ridgé - ligne microruban de 16 mm - guide rectangulaire ridgé. Le facteur de réflexion est meilleur que - 20 dB, les pertes d'insertions sont voisines de - 2 dB dans la totalité de la bande V (50-75 GHz) ! A notre connaissance, ce résultat est parmi les meilleurs dans une aussi large gamme de fréquence. A ce stade, il nous est apparu intéressant d'exploiter au maximum les possibilités offertes par l'analyseur de réseau vectoriel HP 85106. L'une de celles-ci est une représentation temporelle des divers facteurs de réflexion et d'insertion de la cellule (cf. figure 58). On se doit de souligner que l'analyseur ne génère pas un train d'impulsion pour obtenir le résultat, il effectue simplement une transformée de Fourier inverse du signal fréquentiel. Nous nous proposons d'explicitier plus en détail la figure 58. Cette représentation permet de déterminer les endroits où ont lieu les plus fortes réflexions dues aux discontinuités. Reprenons le schéma synoptique de la double transition (cf. figure 49).

Considérons, pour plus de simplicité, le facteur de réflexion côté 1 (S_{11}) et le facteur de transmission de 1 vers 2 (donc S_{21} par définition). L'instant $T = 0$ représente l'instant de départ de l'onde électromagnétique du port 1. L'instant $T = 150$ ps correspond à l'onde maximale transmise sur le port 2. Par analogie "espace-temps", ce temps de 150 ps correspond au plan d'étalonnage du port 2, c'est-à-dire à la sortie de la cellule. Le marker 1 nous indique la valeur moyenne des pertes d'insertions (-2 dB). Cette valeur est conforme à la figure 57. L'indication du temps (150 ps) demeure

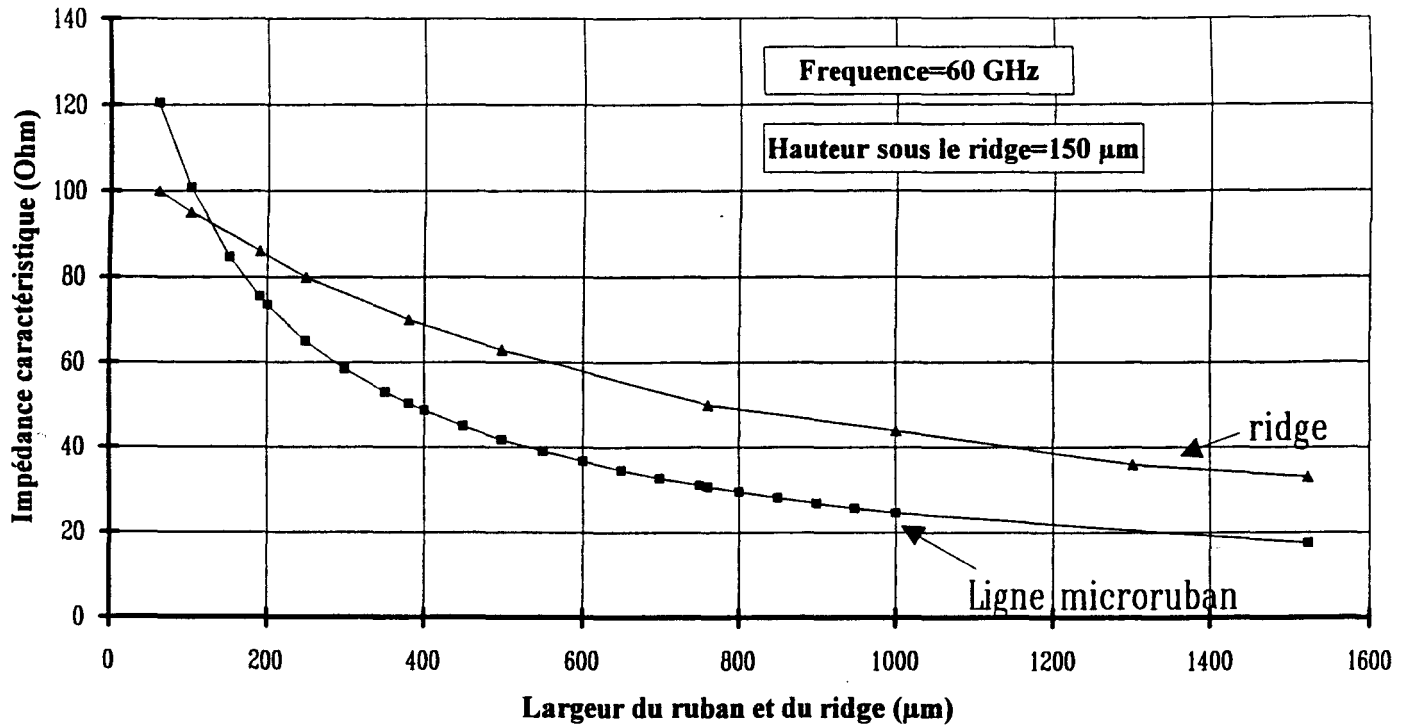


fig 54: Evolution de l'impédance caractéristique de la ligne microruban et sous le ridge en fonction de la largeur du ruban et du ridge.

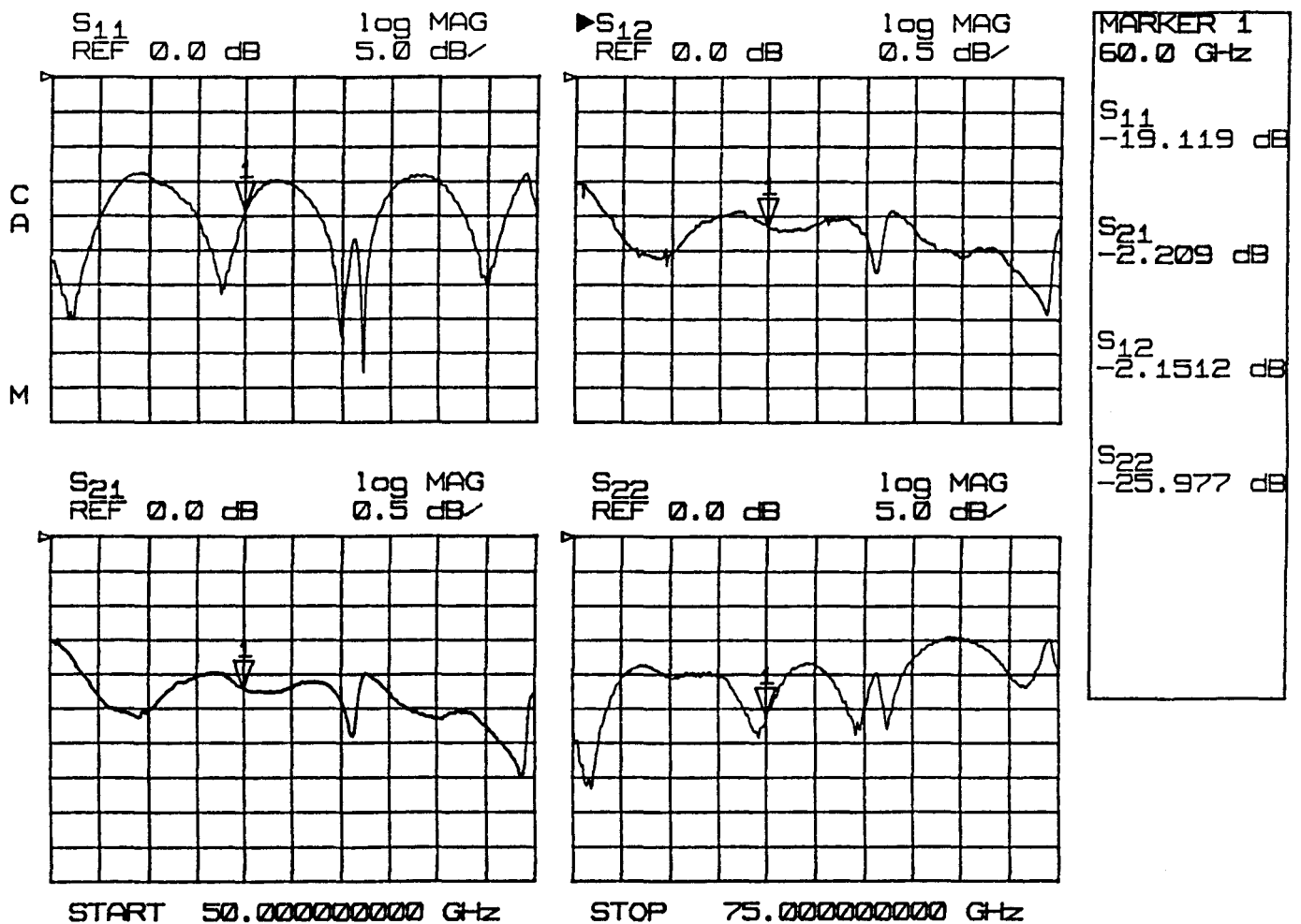


fig 55: Evolution des paramètres [S] de la double transition ($W=200 \mu\text{m}$, $a'=300 \mu\text{m}$), en fonction de la fréquence.

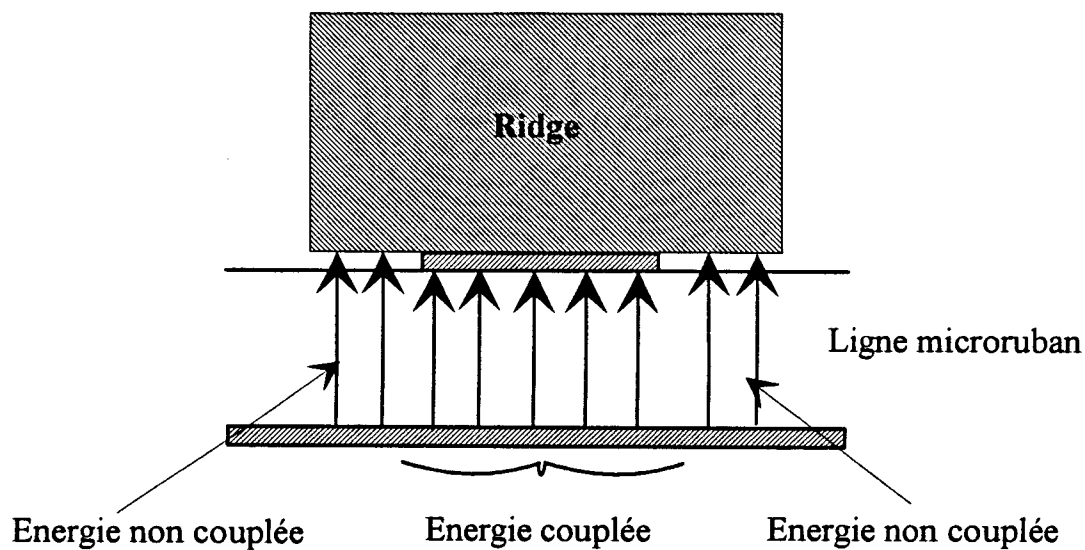


fig 56: Répartition de l'énergie électromagnétique sous le ridge.

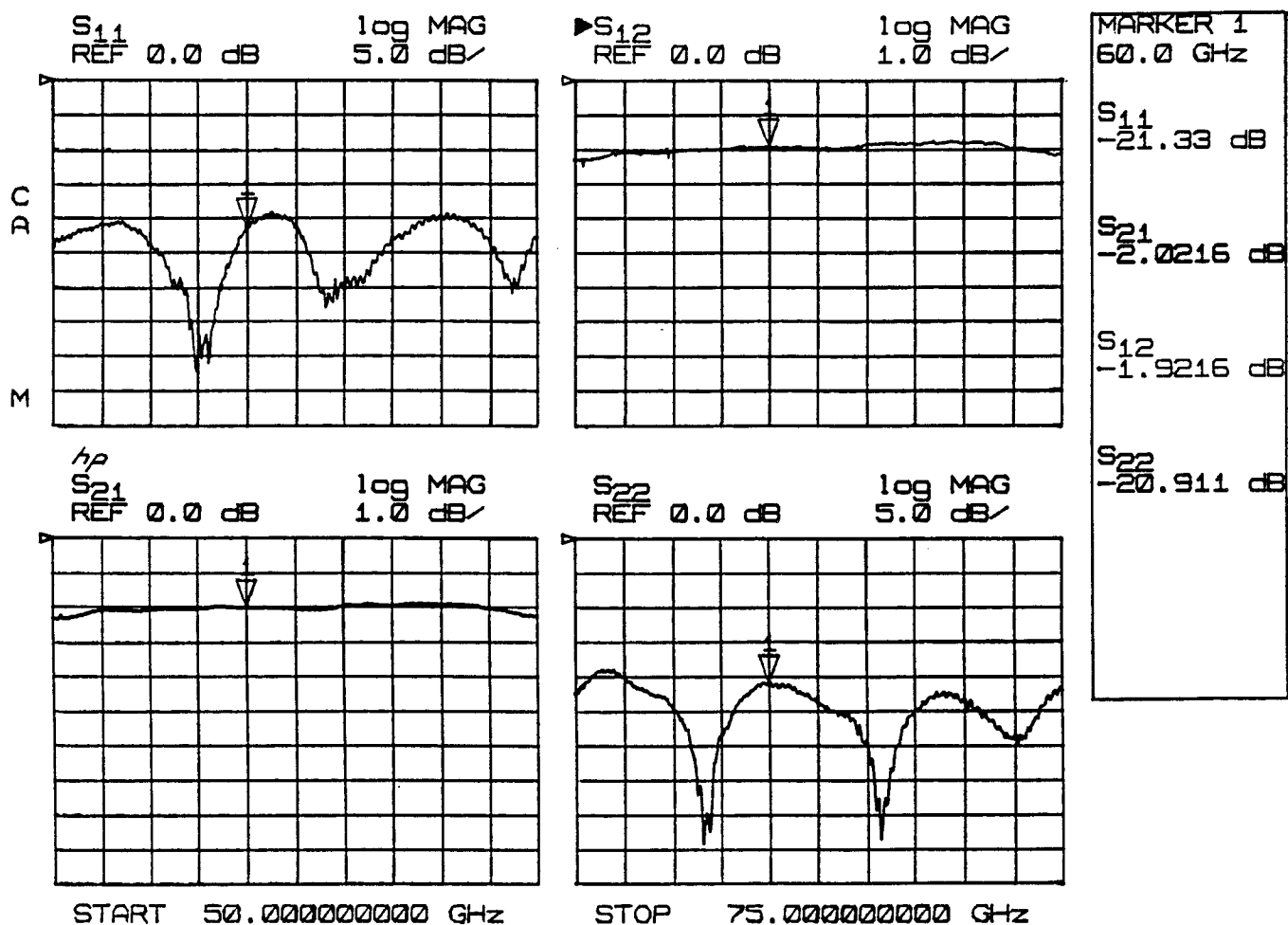


fig 57: Evolution des paramètres [S] de la double transition ($W=200 \mu\text{m}$, $a'=300 \mu\text{m}$) avec une fine lame métallique à l'extrémité du guide ridgé, en fonction de la fréquence.

approximative, nous avons estimé le temps que parcourt l'onde à travers la cellule d'une autre façon.

Nous avons calculé la vitesse moyenne dans le guide ridgé. Cette dernière que nous appellerons v_{guide} , est de l'ordre de $2,4810^8$ m/s. Ce résultat est issu de l'exploitation temporelle des deux guides ridgés mis bout à bout. D'autre part, nous pouvons estimer la vitesse de propagation à l'intérieur de la ligne microruban (notée v_{strip}). En première approximation, on peut écrire $v_{\text{strip}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}}$

avec : c = vitesse de la lumière
 $\epsilon_{r \text{ eff}}$ = constante diélectrique effective = 1,9
 on a : $v_{\text{strip}} \cong 2,1710^8 \text{ m/s}$

Si on calcule théoriquement le temps T qui va s'écouler entre le port 1 et le port 2, nous pouvons écrire :

$T = 2t_0 + t_1$ avec t_0 = temps que met l'onde à se propager dans le guide
 ridgé
 t_1 = temps que met l'onde à se propager dans la ligne
 microruban

$$t_0 = \frac{\text{longueur du guide ridgé}}{v_{\text{guide}}} = \frac{10^{-2}}{2,4810^8} = 40,3 \text{ ps}$$

$$t_1 = \frac{\text{longueur de la ligne}}{v_{\text{strip}}} = \frac{1610^{-3}}{2,1710^8} = 73,5 \text{ ps}$$

d'où $T \cong 153 \text{ ps}$

Ce résultat est à comparer au 150 ps obtenu par la transformée de Fourier inverse du signal fréquentiel.

Cette possibilité qui nous est offerte par l'analyseur n'en est pas moins intéressante. Elle permet d'estimer par exemple le premier facteur de réflexion à l'interface guide ridgé - ligne microruban (il faut regarder le paramètre S_{11}). La première "bosse" à lieu à $t \cong 80 \text{ ps}$. C'est le temps mis par l'onde électromagnétique pour partir du port 1, se réfléchir à l'interface et ensuite revenir au port 1. Ce facteur de réflexion est de - 30 dB ! Nous ne pouvons guère espérer mieux. Nous pouvons calculer, de cette

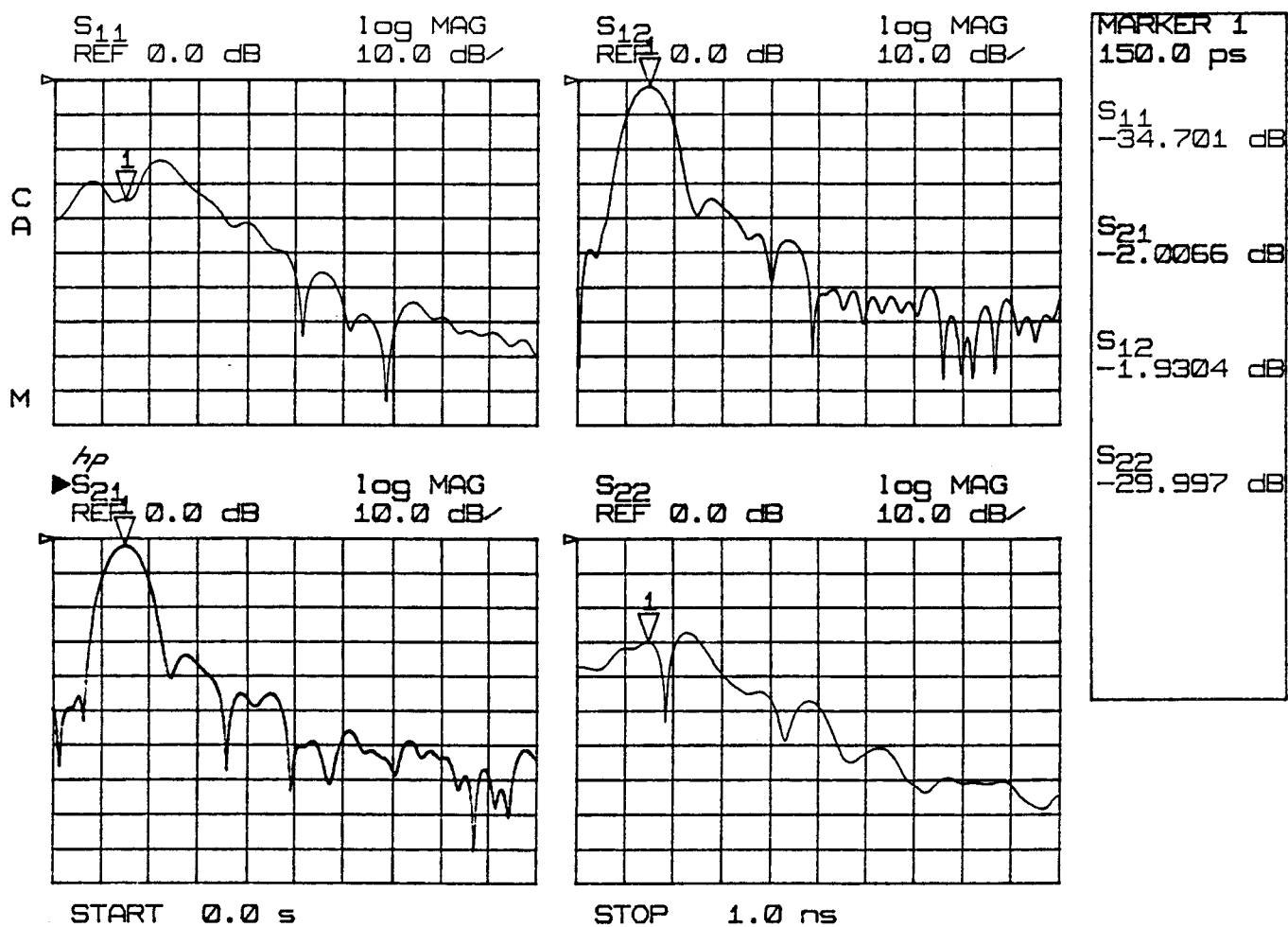


fig 58: Représentation temporelle des paramètres [S] de la cellule de mesure.

façon, les différents facteurs de réflexion à plusieurs endroits. Il est bon de souligner que le facteur de réflexion décroît rapidement en fonction du temps. Ceci est dû aux multiples réflexions.

Une autre possibilité offerte par l'analyseur vectoriel est de proposer l'évolution du temps global de propagation en fonction de la fréquence. Ce temps est défini de la façon suivante :

$$\tau = \frac{\Delta\phi}{\Delta\omega} \quad \text{avec} \quad \Delta\omega = 2\pi \cdot \frac{(F_{stop} - F_{start})}{\text{Nombre de points de fréquence (101)}}$$

Dans notre cas, $\Delta\omega \equiv 1,510^9$ radian.

Cette évolution est présentée figure 59. On ne peut que remarquer la concordance de cette mesure avec les résultats cités ci-dessus. L'évolution décroît légèrement en fonction de la fréquence. Ceci est tout à fait cohérent car la vitesse de propagation augmente avec la fréquence. Aux vues de cette figure, on peut conclure que la structure est peu dispersive entre 50 et 75 GHz.

II.1.1.3. Montage de la cellule - mode opératoire

Nous indiquons ici le mode opératoire permettant le montage de la cellule de mesure. Ces indications pourront servir aux futurs utilisateurs de cette cellule.

Après avoir réalisé la ligne microruban sur le substrat de Téflon, il faut "dorer" celle-ci afin de permettre l'accrochage des thermo-compressions.

En ce qui concerne le montage de la cellule, la méthodologie est la suivante :

- 1) Un insert métallique doit être placé entre les socles inférieurs des deux demies-cellules.
- 2) Les deux socles inférieurs de chaque demies-cellules et l'insert sont assemblés de vis. Ceci a pour objectif d'aligner parfaitement la ligne microruban.
- 3) Le plan de masse de la ligne microruban est enduit de colle époxy. Celui-ci est placé sur l'ensemble constitué des deux socles inférieurs et de l'insert. A l'aide d'un ridge, on aligne une extrémité de la ligne microruban sur celui-ci. Pour cela, on place la ligne sous le ridge. Quand l'alignement est effectué, on vient plaquer la ligne sous le ridge et on fixe ce dernier sur le socle inférieur à l'aide de vis.
- 4) On effectue la même opération d'alignement avec l'autre ridge.

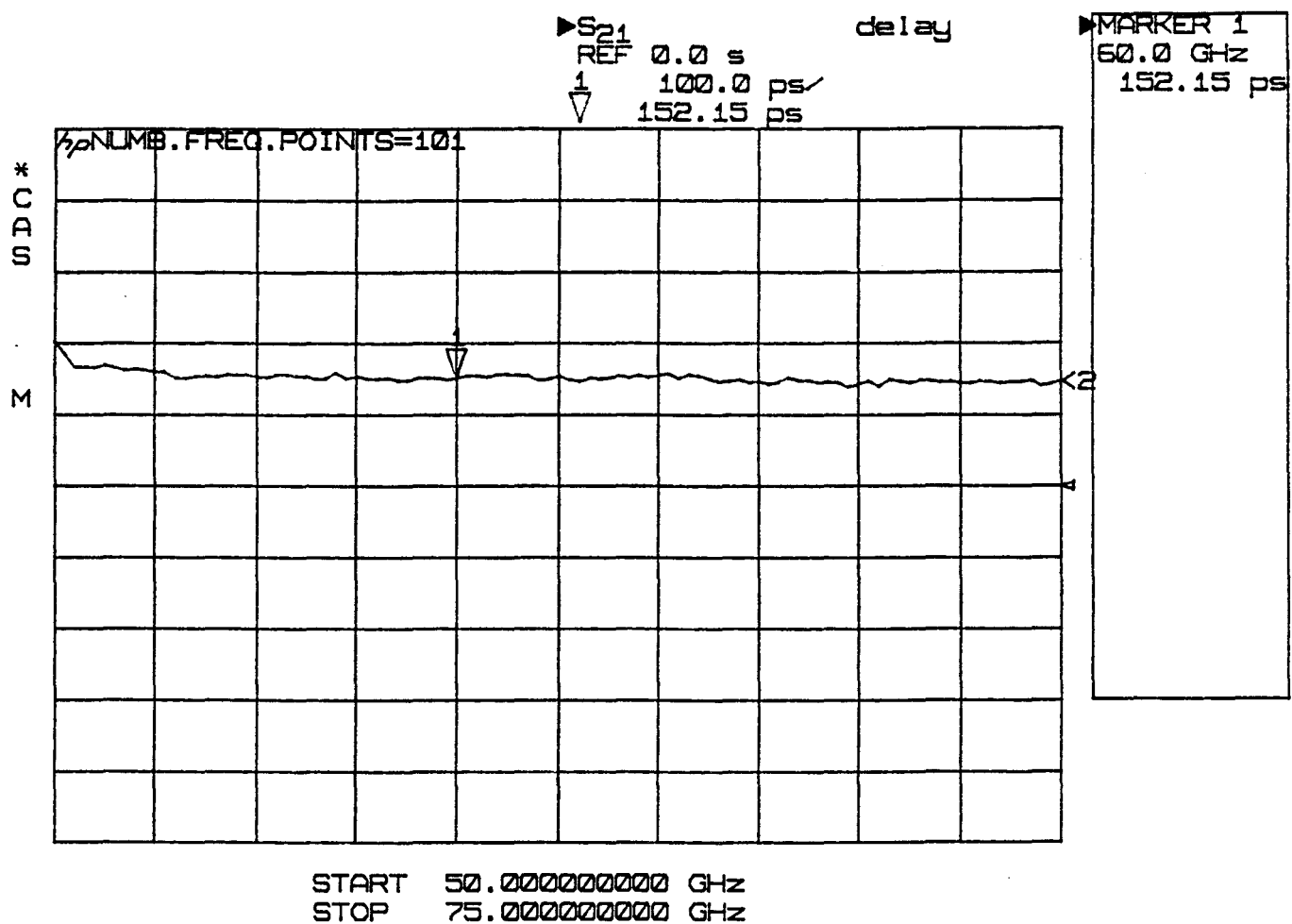


fig 59: Evolution du temps de propagation dans la cellule de mesure, en fonction de la fréquence.

5) Une fois que la cellule est montée, celle-ci est placée dans un four à 60°C pendant 3 heures. Pendant cette opération, une charge peut être appliquée sur la ligne microruban. Ceci a pour objectif de plaquer parfaitement le plan de masse de la ligne microruban sur l'ensemble constitué des socles inférieurs et de l'insert.

6) Après cette opération, la colle époxy est polymérisée : la ligne microruban est alors solidaire de l'ensemble mécanique. On retire alors les deux ridges (partie supérieure de chaque demie-cellule) et on coupe, à l'aide d'un scalpel, le morceau de ligne microruban situé sous les ridges. Cette opération est relativement délicate, car elle requiert de la minutie.

7) Après nettoyage, à l'aide d'une bombe pressurisée permettant le dégraissage et l'évacuation des lambeaux de substrats, on replace les deux ridges sur la cellule. Chaque extrémité de ridge doit se positionner à l'aplomb de la ligne microruban (celle-ci ne doit plus être sous le ridge). A ce stade, on vient placer un minuscule point de colle époxy entre l'extrémité du ridge et le début de la ligne microruban. Cette opération s'effectue sur les deux ridges.

8) La cellule est à nouveau placée dans un four à 60°C pendant 20 minutes. Les points de colle sont polymérisés, ils assurent ainsi la continuité électrique entre le ridge et le ruban de la ligne de propagation.

9) A ce niveau, on peut caractériser la cellule en hyperfréquence. Les résultats de cette caractérisation correspondent aux performances globales de la cellule, c'est-à-dire quand une ligne microruban est insérée entre les deux demies transitions.

10) Si les facteurs de transmission et les facteurs de réflexion de la cellule sont de l'ordre de 2 dB et -20 dB respectivement, on peut désolidariser la cellule de manière à disposer de deux demies-cellules indépendantes. Pour cela, on coupe la ligne microruban qui se trouve sur l'insert à l'aide d'un scalpel. La coupure doit être franche et celle-ci doit se situer approximativement dans l'axe médian de l'insert. On desserre et on enlève les vis qui permettaient de joindre les deux demies-cellules et l'on décolle précautionneusement la ligne microruban qui se trouve sur l'insert sans toutefois décoller celle qui se trouve sur chaque demies-cellules. Quand la ligne microruban est décollée de l'insert, on peut retirer ce dernier et l'on dispose alors de deux demies-cellules indépendantes. Un morceau de ligne microruban doit dépasser de chaque demies-cellules.

11) A l'aide d'un scalpel, on coupe le morceau restant de la ligne microruban. Pour cela, on fait glisser la lame du scalpel sur le socle inférieur. De cette façon, l'extrémité de la ligne microruban correspond à l'extrémité de la demie-cellule.

12) Cette opération étant effectuée, on assemble à nouveau les deux demies-cellules à l'aide des vis. Les deux accès des lignes microrubans doivent être parfaitement alignés. L'espacement entre celles-ci doit être le plus petit possible (de l'ordre de 10 μm).

13) On met en contact les deux lignes microrubans à l'aide de thermo-compressions et on caractérise l'ensemble constitué des deux demies-cellules en "Thru".

14) Afin d'optimiser les performances hyperfréquences des deux demies-cellules, on déplace les fines lames métalliques qui se trouvent à l'extrémité du guide ridgé. Quand les performances sont optimales, on fixe ces lames métalliques à l'aide de vis. A ce niveau, on peut procéder à un calibrage de type "T.R.L."

Remarques concernant le choix de substrat

Notre choix s'est porté sur un substrat de Téflon. Ceci se justifie, d'une part, par de faibles pertes diélectriques pour notre application, et d'autre part, par la nécessité de disposer d'un substrat de faible permittivité relative ϵ_r . En effet, après l'étude théorique et expérimentale concernant la transition guide ridgé - ligne microruban, il nous est apparu opportun de choisir une largeur de ridge pratiquement identique à la largeur de la ligne microruban. La hauteur du substrat est fixée à 127 μm par le constructeur. Le choix de hauteur plus importante (254 μm , 281 μm ...) nous occasionnerait des phénomènes de dispersions de la ligne microruban. Par ailleurs, nous avons vu que nous ne pouvions choisir une largeur de ridge trop mince pour des raisons de contraintes mécaniques. La seule alternative qui nous était proposée fut le choix de la largeur de la ligne microruban. Or pour une impédance donnée, la largeur d'une ligne microruban décroît avec l'augmentation de la permittivité relative ϵ_r . Il nous fallait donc impérativement un ϵ_r faible de façon à garder un rapport proche de 1 entre la largeur du ridge et la largeur de la ligne.

Le choix du substrat s'est donc porté sur le Téflon de permittivité relative ϵ_r égale à 2,2. Cependant, ce substrat ne possède pas de bonnes propriétés mécaniques. En effet, en plus des problèmes de déformations, ce type de substrat ne présente pas une surface lisse. Cet inconvénient est préjudiciable, par exemple, pour la réalisation de lignes couplées. On ne peut pas faire appel aux technologies performantes qui permettent d'obtenir une grande précision sur les dimensions voulues.

Nous sommes contraints d'utiliser une méthode conventionnelle, de gravure de la métallisation, qui nuit gravement, comme nous le verrons par la suite, aux performances de la cellule. L'unique avantage de ce substrat, sur le plan mécanique, réside dans la facilité et précision de découpe.

Nous présentons, Annexe 2, un commentaire sur les substrats diélectriques.

II.1.2. La transition guide ridgé - ligne coplanaire

II.1.2.1. Méthodologie

En se basant sur la démarche présentée par G.E. Ponchak (cf. Chapitre I), nous avons réalisé ce même type de transition. Plusieurs essais ont été menés en vue de l'obtention d'une transition possédant les meilleures caractéristiques hyperfréquences.

Nous avons tout d'abord fait varier la largeur du ridge en gardant une impédance caractéristique de la ligne coplanaire constante et égale à 50Ω . Par la suite, nous avons envisagé d'autres valeurs. Nous présentons le meilleur résultat. Celui-ci a été obtenu avec un ridge de $300 \mu\text{m}$. L'impédance de la ligne coplanaire est de 50Ω . L'espacement entre le ruban et le plan métallique est de $56 \mu\text{m}$. Le substrat employé est du duroïd de permittivité relative égale à 2,2. Sa hauteur est de $1524 \mu\text{m}$.

II.1.2.2. Les résultats pratiques

Comme précédemment, nous mesurons les performances globales d'une ligne coplanaire de 1 cm intercalée entre deux transitions.

La figure 60 montre que les facteurs de réflexion sont meilleurs que - 20 dB tandis que les pertes d'insertions sont inférieures à 1,5 dB entre 50 et 65 GHz. Par la suite, les performances se dégradent rapidement. Bien que ces résultats soient très satisfaisants, nous n'avons pas mené plus en avant nos investigations dans l'objectif de réaliser une transition afin de caractériser les éléments actifs. La raison de ce renoncement s'explique par le fait suivant : nous avons placé un capot métallique au dessus de la ligne coplanaire afin de confiner l'énergie électromagnétique. Ceci avait pour but d'obtenir les meilleures performances hyperfréquences. Or celles-ci sont sensiblement affectées par une petite variation de position du capot métallique. Par conséquent, les performances de ce type de cellule dépendent fortement de la topologie mécanique de celle-ci. Ceci est très préjudiciable aux mesures précises. N'étant pas en mesure de fixer de façon rigoureuse la position du capot, et par là même d'obtenir les résultats invariants qui nous auraient permis de réaliser un calibrage dans les plans du composant à caractériser, nous n'avons pas jugé utile de continuer ces travaux.

De plus, les meilleurs résultats pratiques ont été obtenus grâce à la présence de trous métallisés "via-holes" régulièrement disposés sur les plans de masse de la ligne coplanaire. Cette constatation pratique a été validée théoriquement, entre autre par M.I. Yu [2]. Celui-ci a montré clairement que les performances hyperfréquences d'une ligne

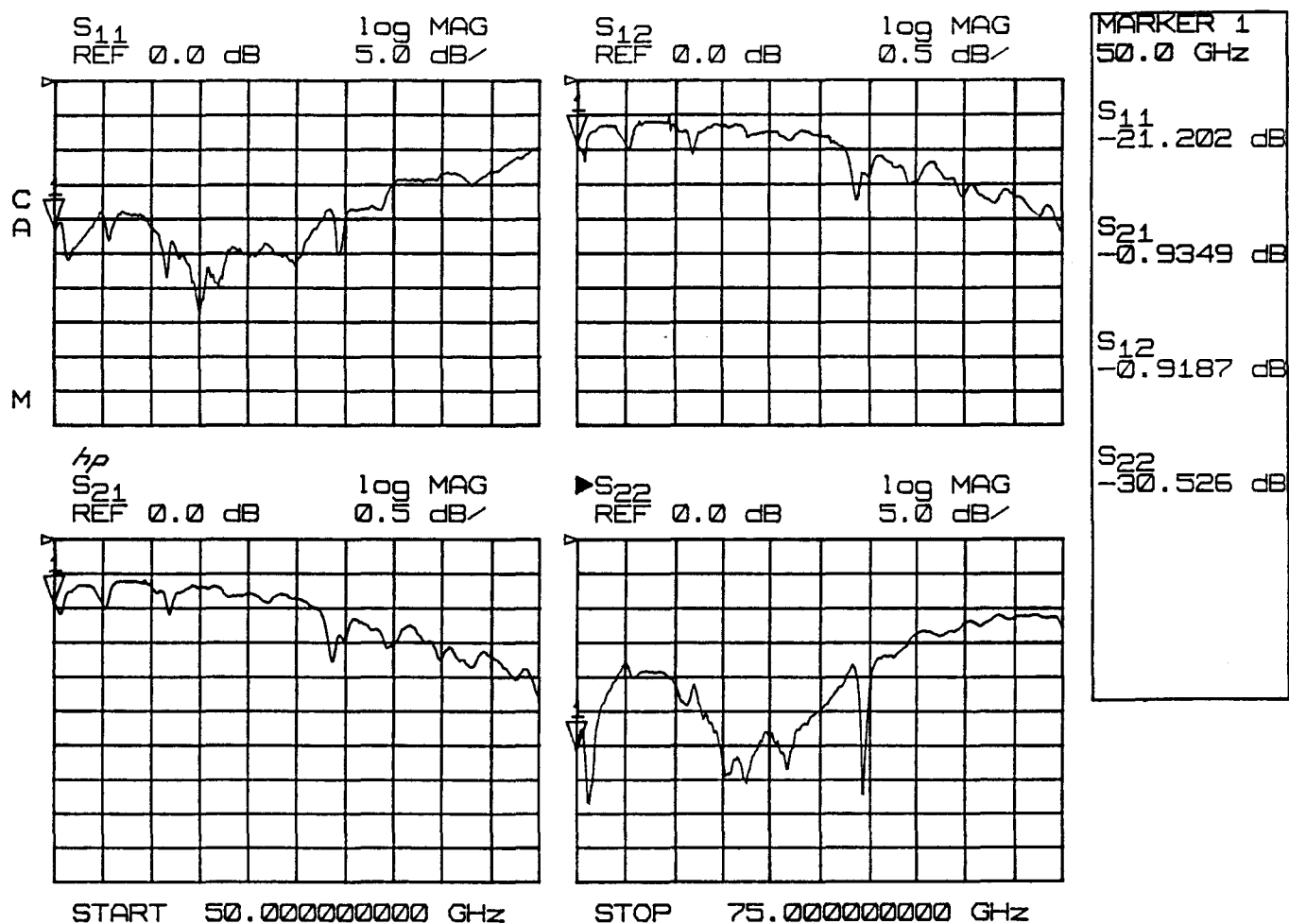


fig 60: Evolution des paramètres [S] de la double transition (guide ridgé-ligne coplanaire), en fonction de la fréquence.

coplanaire étaient plus ou moins bonnes suivant la présence ou non de "via-holes" tout au moins en gamme d'ondes millimétriques. De plus, les performances hyperfréquences s'améliorent avec le nombre de "via-holes". Ce phénomène est expliqué, dans la littérature, par l'apparition de mode indésirable dit de "substrat".

Remarque : L'utilisation des lignes coplanaires dans les circuits intégrés millimétriques perd alors tout son intérêt car il faudrait traiter la face arrière du substrat afin de réaliser des "via-holes". Ces opérations sont extrêmement délicates d'un point de vue technologique.

II.2. ETUDE CONCERNANT L'ISOLATION DU SIGNAL CONTINU DANS LE CAS DE POLARISATION DE COMPOSANTS ACTIFS

II.2.1. Avant propos

Intéressons-nous ici à un sujet qui a été en particulier soulevé dans l'étude menée sur les travaux de E.M. Godshalk (cf. Chapitre I), à savoir l'isolation du signal continu dans le cas de polarisation de composants actifs. En effet, si l'on souhaite que la transition guide rectangulaire - structure planaire permette la caractérisation des éléments actifs, il faut prévoir une isolation électrique entre les accès du composant et la mécanique. Cette isolation peut se faire de plusieurs façons. Dans le meilleur des cas, elle se fait naturellement. C'est le cas de la transition guide d'onde rectangulaire - ligne microruban ou coaxiale à l'aide d'une antenne. En effet, dans ce cas précis, la ligne microruban ou coaxiale sur laquelle on vient connecter le composant n'est pas en contact avec le guide rectangulaire qui est généralement relié à la masse. Parmi les quatre transitions que nous avons étudiées, c'est la seule qui offre cette isolation naturelle. Pour les autres transitions, il faut trouver d'autres solutions. E.M. Godshalk nous en propose une : il intercale une fine couche diélectrique qui isole électriquement la partie supérieure de la transition, qui est en contact avec la ligne du signal, de la partie inférieure qui est en contact avec la masse de la ligne microruban (cf. figure 30).

De cette façon, les accès de grille et de drain dans le cas d'un composant à effet de champ, en général reliés aux lignes d'accès, sont isolés électriquement de la masse. Cette solution, à prime abord ingénieuse, n'est pas sans effet sur les performances hyperfréquences de la transition.

Nous avons mené dans le cadre du développement de la transition guide rectangulaire - ligne microruban, une méthode similaire. Nous avons placé un film diélectrique (mica) de 5 à 10 μm d'épaisseur entre les parties inférieures et supérieures du guide ridgé. La conclusion qui s'impose est la suivante : si cette solution apparaît séduisante d'un point de vue conception pratique, les performances hyperfréquences quant à elles sont nettement détériorées. Nous mesurons en effet des pertes d'insertions de l'ordre de 4 dB et un facteur de réflexion qui évolue fortement en fonction de la fréquence. Ce dernier demeurant meilleur que - 13 dB dans la bande V. Ces résultats sont à comparer avec ceux obtenus sans isolation ! Nous ne nous plaçons pas dans le même cas de figure, mais il nous paraît curieux de détériorer aussi fortement les performances hyperfréquences de la transition. Une hypothèse peut néanmoins être avancée pour expliquer cette dégradation. A notre avis, le fait de disposer une couche diélectrique, aussi fine qu'elle soit entre les deux parties d'un guide rectangulaire, ne permet plus aux

lignes de champs magnétiques de se refermer ce qui provoque une discontinuité et par conséquent une augmentation des pertes.

Cette hypothèse peut aussi expliquer les performances médiocres de la transition proposée par Godshalk (3 à 4 dB de pertes d'insertion avec un facteur de réflexion meilleur que - 10 dB dans la bande V (cf. figure 31). Ces résultats correspondent à la transition simple entre un guide rectangulaire et une ligne coplanaire !). De plus, cette méthode d'isolation, que nous propose E.M. Godshalk, n'est pas aussi évidente à réaliser qu'il y paraît. En effet, il faut songer à se procurer des vis et des piges de centrage isolantes. Celles-ci assurent l'assemblage et le centrage de la partie supérieure vis à vis de la partie inférieure de la transition (cf. plan mécanique annexe 1). Pour notre part, nous avons assuré cet assemblage et ce centrage à l'aide de vis et de piges de Nylon. Ce matériau parfaitement isolant n'est cependant pas celui qui offre les meilleures performances d'un point de vue mécanique. En effet, l'usinage du Nylon est relativement délicat. De plus, ce matériau est très cassant quand il est soumis à des efforts importants tels que ceux qui se produisent lors d'un serrage des deux pièces disjointes.

Tout ceci peut paraître parfaitement anodin au regard de non initiés, mais pose de véritables problèmes aux concepteurs de ce style de transition.

En conclusion, à ce qui précède, nous pouvons affirmer que cette méthode d'isolation, au demeurant ingénieuse, n'est pas la panacée en la matière. Pour cette raison, nous avons envisagé d'autres techniques plus conventionnelles.

Celle qui nous est venue à l'esprit, en premier lieu, fait partie des techniques classiques le plus souvent rencontrées dans la bibliographie. Il s'agit de lignes couplées entre elles, de longueurs de l'ordre de $\lambda_g/4$. La dénomination communément utilisée de ces lignes couplées est le terme "DC-Block".

Nous présenterons par la suite la conception du DC-Block que nous avons réalisé ainsi que les performances qui s'y rattachent. Une autre technique fréquemment employée dans la réalisation de Circuits Intégrés Monolithiques Microondes (MMIC) est l'utilisation de capacité M.I.M. (Métal-Insulator-Métal). Celle-ci se décompose comme la succession d'un métal qui est recouvert d'un fin film diélectrique sur lequel on vient déposer un métal. Ces capacités sont parfaitement bien appropriées lors de réalisations de MMIC. Toutefois, la réalisation de ces capacités nécessite par obligations technologiques de disposer de substrats "durs" ce qui n'est pas le cas du substrat utilisé dans cette étude.

II.2.2. Etude du DC-Block

Le DC-Block assure l'isolation du signal continu dans le cas de polarisation de composants actifs. Ce DC-Block se matérialise sous forme de lignes couplées entre elles. La capacité ainsi créée par ces derniers peut se calculer d'après R. Williams [3] par la relation :

$$C = (N_f - 1) C_g L$$

ou : N_f = nombre de ligne couplée

C_g = capacité statique produit par l'espacement des lignes couplées par unité de longueur

L = longueur de la ligne couplée

La capacité statique C_g est fonction des caractéristiques du substrat diélectrique (constante diélectrique ϵ_r , hauteur du substrat h , hauteur de métallisation t), de la largeur de la ligne couplée et de l'espacement entre les lignes couplées.

Un exemple d'évolution de la capacité C_g nous est fourni par R. Williams figure 61. Le substrat sur lequel on vient déposer les lignes couplées est de l'Arséniure de Gallium (AsGa) de constante diélectrique ϵ_r égale à 12,5.

Pour notre part, nous avons optimisé un DC-Block, à l'aide du logiciel MDS (HP). Ce DC-Block a été conçu pour qu'il ne perturbe pas, ou avec un minimum d'amplitude, les performances hyperfréquences de la transition guide rectangulaire ridgé - ligne microruban que nous avons présentées précédemment.

En ce qui concerne les pertes d'insertions du DC-Block, celles-ci augmentent avec l'espacement entre les lignes couplées (plus l'espacement est grand, plus le couplage est faible et plus les pertes d'insertions sont élevées). Ainsi pour minimiser les pertes d'insertions, il faut réduire au maximum l'espacement entre les lignes. Malheureusement, nous nous heurtons ici à un problème technologique, à savoir l'incapacité de réaliser un espacement inférieur à deux fois la hauteur de métallisation par les méthodes de gravures conventionnelles. Celles-ci font appel à un procédé de gravure du métal, présent sur le substrat, à l'aide d'une solution d'attaque qui est le perchlorure de fer dans le cas d'une métallisation de cuivre. Les lignes couplées sont, quant à elles, protégées de cette attaque par une résine. Le problème de cette technique réside dans l'absence d'une seule direction de la solution d'attaque. Celle-ci ne dissout pas le métal de manière uniforme, mais produit une section droite trapézoïdale au lieu de la section rectangulaire souhaitée. C'est

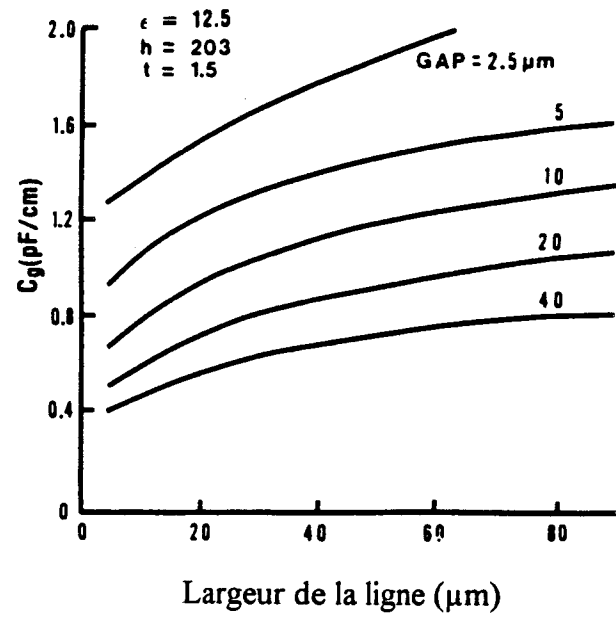
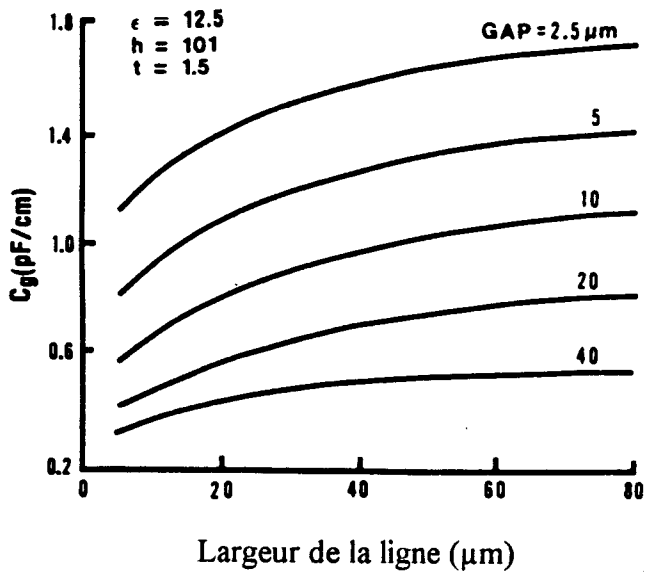


fig 61: Evolution de la capacité statique C_g en fonction de la largeur de la ligne couplée (d'après Williams).

le problème de sous-gravure. De plus, la réalisation d'un espacement (S) entre deux lignes couplées est liée à la hauteur de métallisation (t) du substrat. On a coutume de considérer que $S > 2t$. Ainsi, la hauteur de métallisation t du substrat fixe l'espacement minimum que l'on peut réaliser.

Dans notre cas, nous disposons d'une hauteur de métallisation de $t = 12,5 \mu\text{m}$. L'espacement S minimal que nous pouvions réaliser est de $25 \mu\text{m}$. En se fixant une marge de sécurité nécessaire à la réalisation pratique, nous avons choisi un espacement S égal à $30 \mu\text{m}$.

Remarque : Cet espacement S pourrait être réduit en diminuant de façon uniforme la hauteur de métallisation par attaque chimique. Cette solution a été adoptée pour la réalisation finale du "DC-Block".

Nous avons entrepris une simulation à l'aide du logiciel MDS pour déterminer les autres dimensions du "DC-Block" telles que la longueur de la ligne couplée. La longueur des doigts a été optimisée à environ $0,9 \text{ mm}$. Pour des raisons relatives à la réalisation pratique de ce DC-Block, le nombre de lignes couplées a été fixé à deux. Nous présentons figure 62 et 63a,63b le schéma synoptique de la conception du DC-Block avec ses cotes ainsi que les performances hyperfréquences ($\text{dB}(S_{21})$ et $\text{dB}(S_{11})$) qui s'y rattachent.

Pour information, dans le logiciel MDS, une ligne de transmission de type microruban est symbolisée par un rectangle associé à 3 caractéristiques :

- la nature du substrat (constante diélectrique ϵ_r , hauteur du substrat H et de la métallisation T , pertes diélectriques $\text{tg } \delta$)
- la longueur de la ligne microruban L
- la largeur de la ligne microruban W .

Typiquement, le facteur de transmission S_{21} est de l'ordre de $-0,2 \text{ dB}$ et le facteur de réflexion S_{11} est meilleur que -15 dB entre 50 et 75 GHz .

II.2.3. Schéma équivalent du DC-Block

Pour la simulation des systèmes microondes, même si des modèles d'éléments actifs ou passifs existent dans les simulateurs, il est toujours intéressant de considérer un schéma électrique équivalent de ces éléments. Nous pouvons ainsi modéliser chaque particularité technologique ou physique d'un dispositif microonde, par

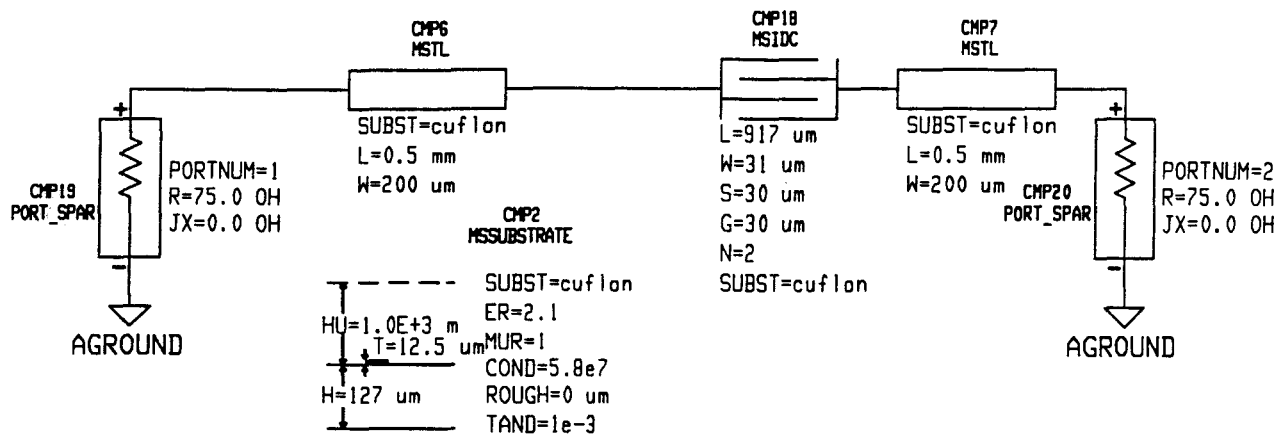


fig 62:Schéma synoptique du DC-block.

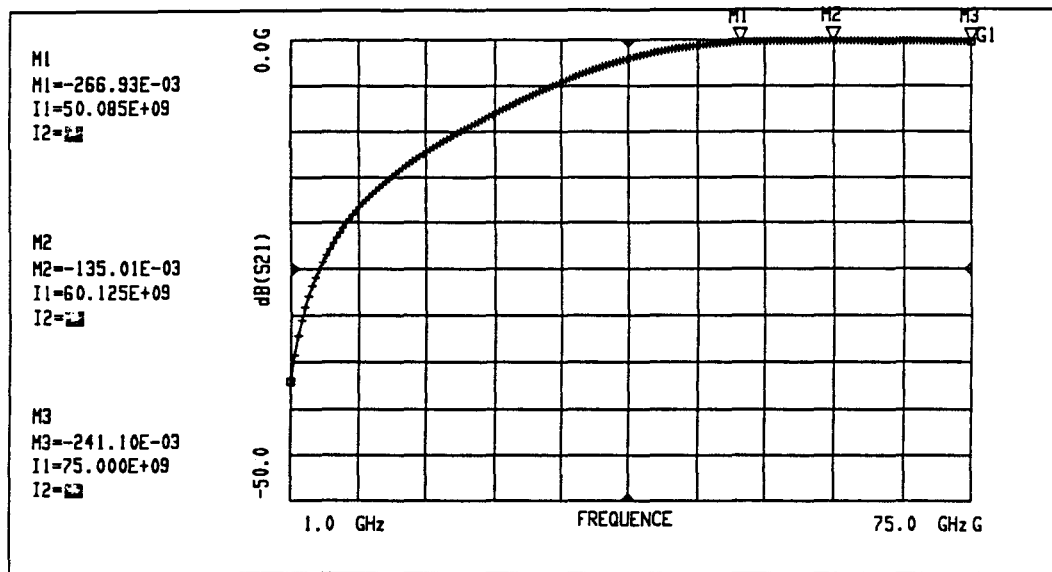


fig 63a:Evolution théorique du facteur de transmission du DC-block, en fonction de la fréquence.

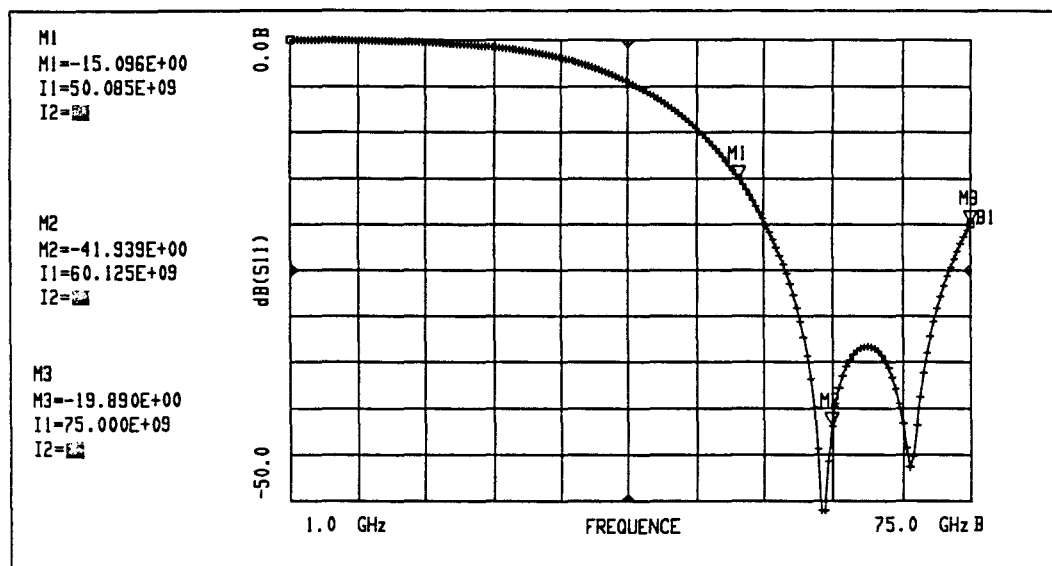


fig 63b:Evolution théorique du facteur de réflexion du DC-block, en fonction de la fréquence.

un élément électrique (capacité, inductance, ...). Le DC-Block ne doit pas être considéré comme une simple capacité. D'après R. Williams [3], le schéma équivalent du DC-Block est représenté figure 64.

La capacité $C = (Nf-1)C_g.L$

- l'inductance L_g représente l'inductance équivalente de la ligne couplée
- la résistance R_g fixe les pertes
- la capacité C_p représente la capacité équivalente créée entre la ligne couplée déposée sur la partie supérieure du substrat et le plan de masse situé sur la partie inférieure du substrat.

Nous évaluerons pour le DC-Block précédemment optimisé les valeurs suivantes :

- $C = 20 \text{ fF}$
- $L_g = 0,35 \text{ nH}$
- $R_g = 2 \Omega$
- $C_p = 1 \text{ fF}$

Une simulation du schéma équivalent du DC-Block a été menée à l'aide de ces valeurs (cf. figure 65). Nous présentons figure 66a,66b le facteur de transmission $\text{dB}(S_{21})$ et le facteur de réflexion $\text{dB}(S_{11})$ entre 1 et 75 GHz.

II.2.4. Les résultats pratiques du DC-Block

A l'aide de l'étude et de la simulation sur le DC-Block, nous avons réalisé de manière pratique ce DC-Block ainsi optimisé. Nous présentons figure 67. les évolutions des facteurs de transmission $\text{dB}(S_{21})$ et $\text{dB}(S_{12})$ et les facteurs de réflexion $\text{dB}(S_{11})$ et $\text{dB}(S_{22})$ en fonction de la fréquence, de la double transition décrite au paragraphe II.1.2.2., avec en plus deux DC-Block.

Nous avons effectué une simulation afin de confronter ces résultats expérimentaux. Dans cette simulation, nous avons utilisé le modèle électrique du DC-Block et le modèle électrique correspondant au guide ridgé qui sera décrit dans le paragraphe suivant. Nous présentons figure 68a,68b le facteur de transmission $\text{dB}(S_{21})$ et le facteur de réflexion $\text{dB}(S_{11})$ de cette simulation en fonction de la fréquence.

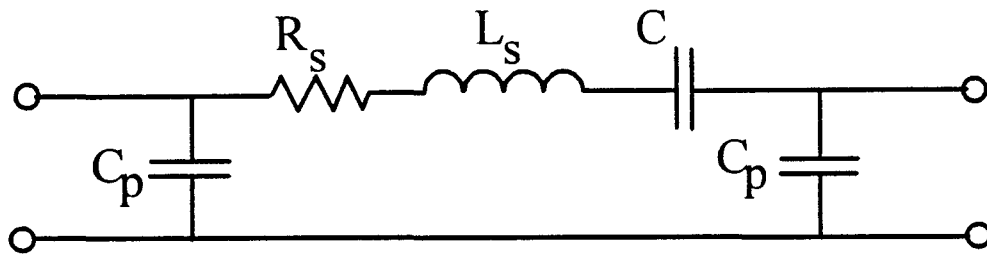


fig 64:Représentation du schéma électrique équivalent du DC-Block (d'après Williams).

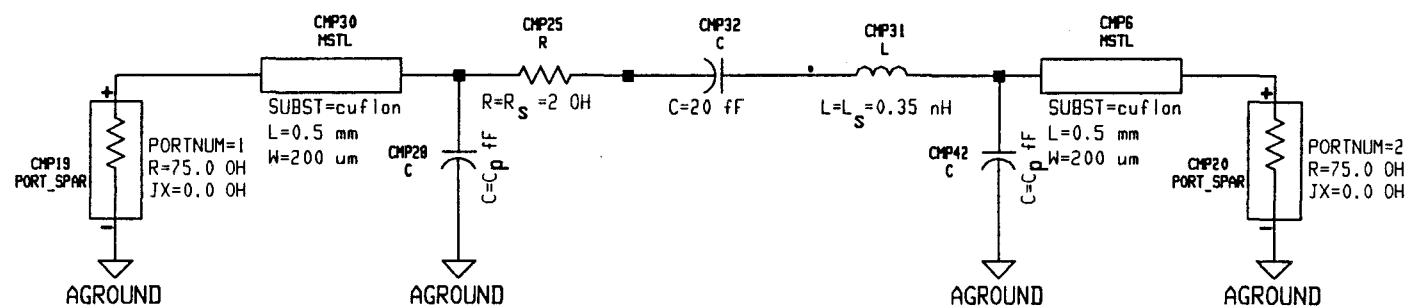


fig 65:Schéma électrique permettant la simulation du DC-block.

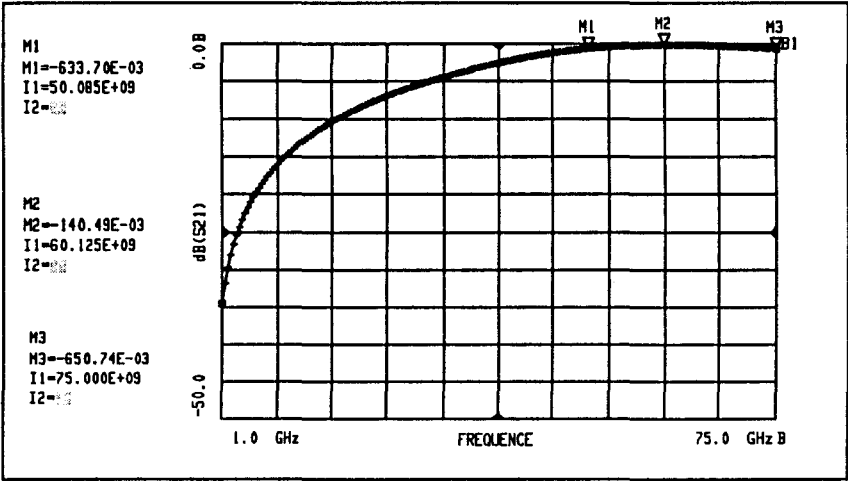


fig 66a:Evolution théorique du facteur de transmission du schéma électrique équivalent au DC-block, en fonction de la fréquence.

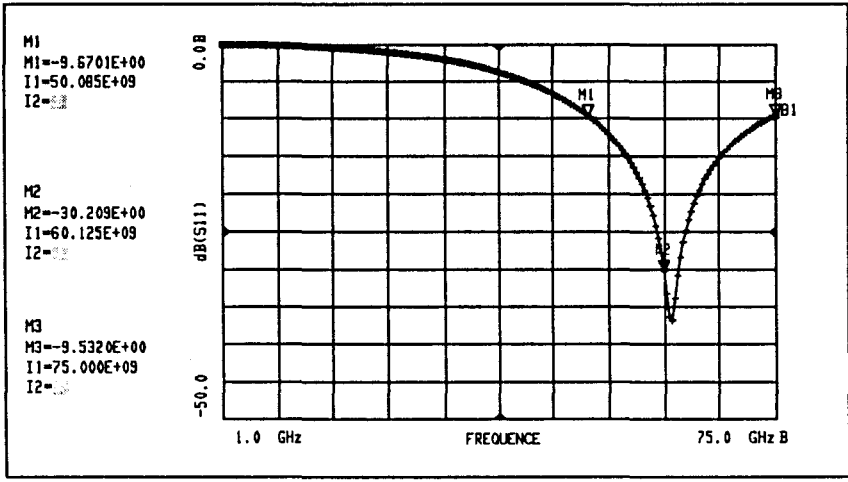


fig 66b:Evolution théorique du facteur de réflexion du schéma électrique équivalent au DC-block, en fonction de la fréquence.

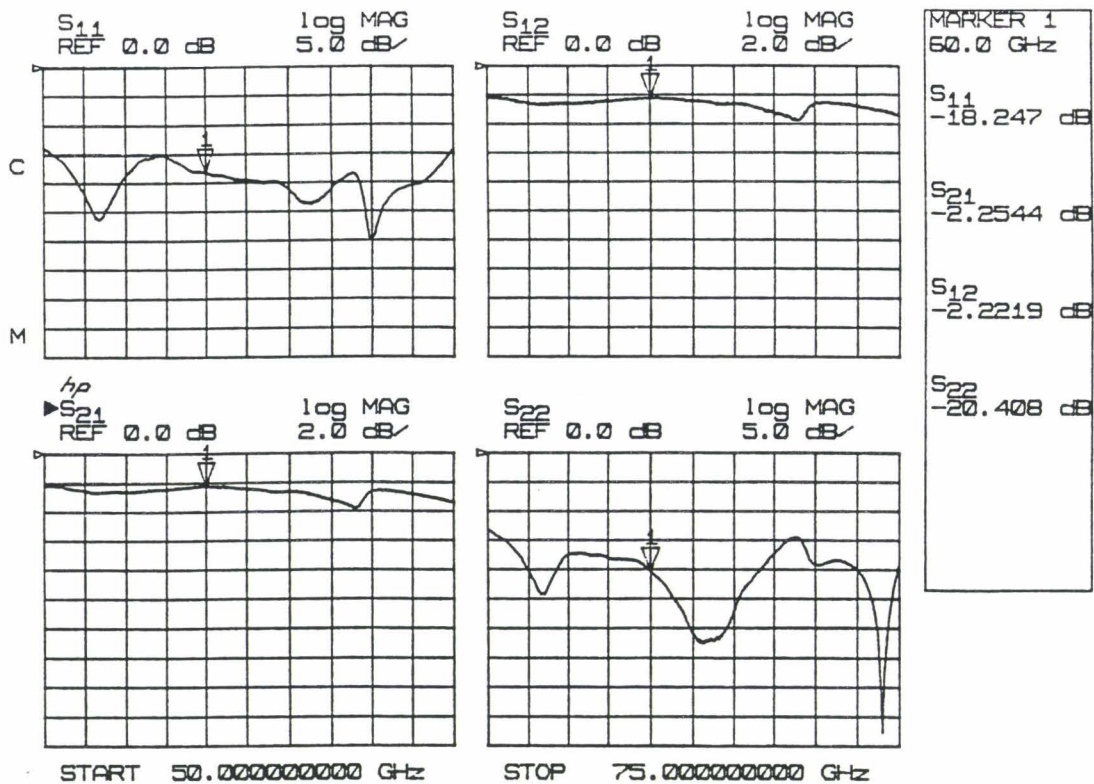


fig 67: Evolution expérimentale des paramètres [S] de la double transition avec deux DC-block, en fonction de la fréquence.

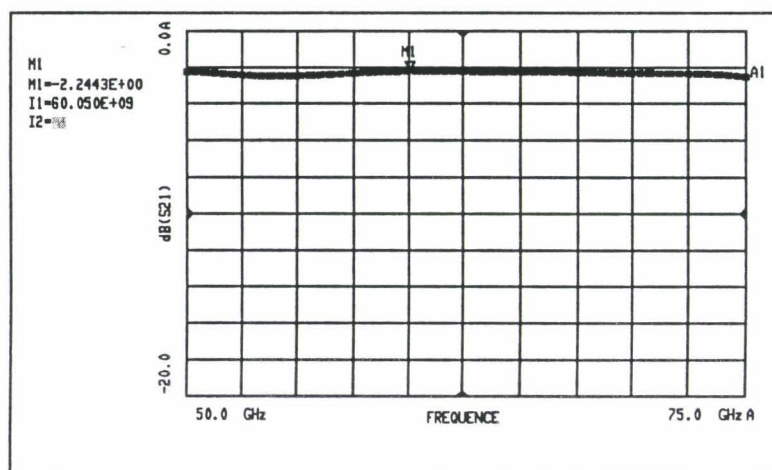


fig 68a: Evolution théorique du facteur de transmission du modèle électrique de la double transition avec deux DC-block, en fonction de la fréquence.

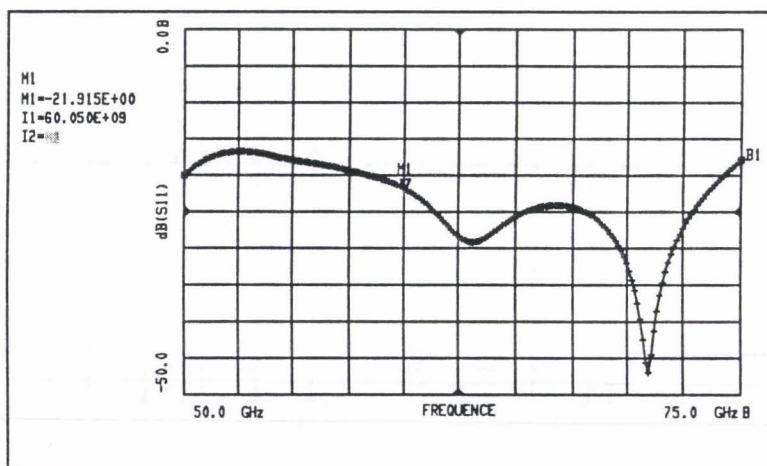


fig 68b: Evolution théorique du facteur de réflexion du modèle électrique de la double transition avec deux DC-block, en fonction de la fréquence.

Du point de vue pratique, les facteurs de transmission évoluent entre -2 et -4 dB entre 50 et 75 GHz. Les facteurs de réflexion sont meilleurs que -15 dB dans toute la bande de fréquence.

Du point de vue théorique, le facteur de transmission $\text{dB}(S_{21})$ est quasiment constant en fonction de la fréquence. Celui-ci est de l'ordre de -2,3 dB. Le facteur de réflexion $\text{dB}(S_{11})$ est meilleur que -17 dB entre 50 et 75 GHz.

La simulation ne prévoit pas de brusque variation du facteur de transmission aux environs de 69 GHz comme nous pouvons l'observer dans la pratique. D'autre part, les facteurs de réflexion $\text{dB}(S_{11})$ et $\text{dB}(S_{22})$ pratiques ne sont pas identiques. Ces deux remarques nous font envisager la possibilité de ne pas avoir deux DC-Block semblables. De plus, l'un des deux DC-Block pourrait présenter une imperfection liée au phénomène de sous gravure. Cette hypothèse expliquerait les fortes pertes d'insertions aux environs de 69 GHz.

Néanmoins, malgré ces quelques disparités que l'on observe fréquemment quand on compare un modèle théorique vis à vis d'une réalisation pratique, on peut estimer globalement qu'il y a un bon accord entre la simulation et la réalisation pratique s'y reportant. Une parfaite concordance ne nous semble d'ailleurs pas possible du fait de la complexité du montage pratique par rapport à sa simulation. D'autre part, la gamme de fréquence où nous effectuons ces mesures, ne facilite pas notre démarche. Tout élément parasite, qui n'est pas pris en compte dans la simulation, accroît l'écart entre les paramètres mesurés et calculés.

II.3. AMELIORATION DE LA CELLULE EN VUE DE LA MESURE DE COMPOSANTS ACTIFS

II.3.1. Avant propos

Afin de caractériser au mieux les composants actifs entre 50 et 75 GHz, il est impératif de connaître, avec la plus grande précision possible, l'environnement hyperfréquence dans lequel on viendra les placer. En effet, le guide rectangulaire peut être considéré comme un filtre passe haut ou en d'autres termes une structure qui permet la propagation des ondes électromagnétiques à partir d'une fréquence limite inférieure dénommée fréquence de coupure f_c . Le composant actif, destiné aux applications millimétriques, est un élément large bande : il couvre en effet un large spectre qui s'étend pratiquement du continu jusqu'à plus d'une centaine de giga Hertz. De plus, son gain, et donc sa potentialité à osciller est d'autant plus important que la fréquence est basse.

Le but du travail, que nous nous proposons de mener ici, consiste à étudier le comportement électrique de la transition guide rectangulaire ridgé - ligne microruban de part et d'autre de sa fréquence de coupure f_c . Cette étude nous permettra de connaître le facteur de réflexion vu par le composant actif pour des fréquences inférieures et supérieures à la fréquence de coupure f_c et de prévoir le cas échéant un réseau d'adaptation qui empêchera le composant actif d'osciller sous l'effet de désadaptation entre ce dernier et la transition guide rectangulaire ridgé - ligne microruban. Toutes oscillations, même en basse fréquence, étant préjudiciable à la caractérisation des paramètres [S], de puissance et de bruit du composant actif entre 50 et 75 GHz.

II.3.2. Comportement électrique du guide rectangulaire sous la fréquence de coupure

Pour des fréquences inférieures à la fréquence de coupure f_c , Gardiol [4] définit l'atténuation α de l'onde électromagnétique sous la forme suivante :

$$\alpha(Np / m) = \sqrt{\left(\frac{\omega_c}{c}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{c}\right)^2} \quad \text{pour } f < f_c$$

avec : ω_c = pulsation de coupure = $2\pi f_c$
 ω = pulsation correspondante à la fréquence de travail = $2\pi f$
 c = vitesse de la lumière

D'autre part, il définit pour les modes TE, l'impédance caractéristique guidée Z_{cg} sous la forme :

$$Z_{cg} = j \frac{\omega \mu}{\alpha}$$

En remplaçant α par la formulation précédente et en posant :

$$\epsilon \cdot \mu = \frac{1}{c^2} \text{ et } \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = 377 \text{ } \Omega$$

On obtient une expression de Z_{cg} égale à :

$$Z_{cg} = j \frac{377}{\sqrt{\left(\frac{f_c}{f}\right)^2 - 1}} \text{ ou encore } Z_{cg} = j \frac{377}{\sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 - 1}}$$

On en déduit que pour des fréquences f inférieures à la fréquence de coupure f_c , l'impédance caractéristique Z_{cg} est purement imaginaire. D'autre part, en se basant sur les travaux d'A. Amairi [5] relatif au circuit équivalent ramené par un guide d'onde sous sa fréquence de coupure, on peut représenter ce dernier par le schéma équivalent représenté figure 69.

* γ est égale à la constante d'atténuation α ($\beta=0$)

$$\gamma = \alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 - 1}$$

* jX_c représente l'impédance caractéristique guidée Z_{cg}

$$Z_{cg} = jX_c = j \frac{377}{\sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 - 1}}$$

* les termes Z_s et Z_p sont égaux à :

$$Z_s = jX_c \operatorname{th}\left(\frac{\gamma l}{2}\right) \text{ et } Z_p = j \frac{X_c}{\operatorname{sh} \gamma l}$$

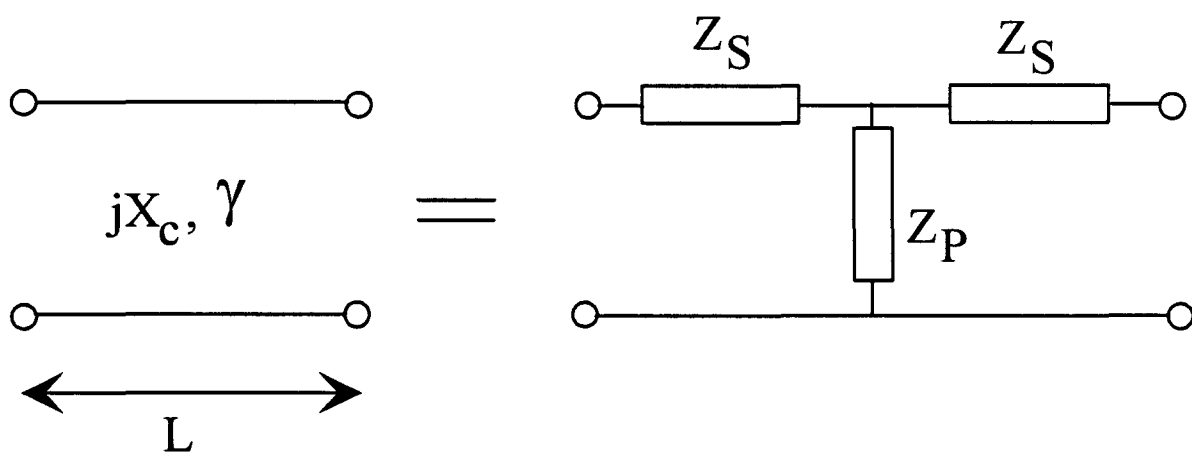


fig 69:Représentation du circuit électrique équivalent d'un guide d'onde sous sa fréquence de coupure.

Remarque : Z_s et Z_p sont des éléments inductifs.

Si l'on calcule l'impédance équivalente Z_{eq} du guide rectangulaire chargé par son impédance caractéristique Z_c sous la fréquence de coupure, on obtient une expression de Z_{eq} de la forme :

$$Z_{eq} = j \left[\frac{X_c \operatorname{th}^2\left(\frac{\gamma l}{2}\right) + \frac{2X_c \operatorname{th}\left(\frac{\gamma l}{2}\right)}{\operatorname{sh} \gamma l} + X_c \operatorname{th}\left(\frac{\gamma l}{2}\right) + \frac{X_c}{\operatorname{sh} \gamma l}}{\operatorname{th}\left(\frac{\gamma l}{2}\right) + \frac{1}{\operatorname{sh} \gamma l} + 1} \right]$$

Ce calcul est issu de la résolution du schéma équivalent représenté figure 70.

Nous représentons figure 71a l'évolution de la partie imaginaire de Z_{eq} en fonction de la fréquence. La partie réelle de Z_{eq} étant nulle, l'impédance équivalente Z_{eq} est une susceptance positive. A une fréquence donnée, cette susceptance correspond à une inductance de quelques nano Henry ; par abus de langage, nous appellerons le dipôle Z_{eq} du guide sous la coupure : "inductance". Ainsi, la figure 71b représente l'évolution de cette "inductance" qui est égale au rapport $\frac{\operatorname{Imag}(Z_{eq})}{2\pi \cdot \text{fréquence}}$ en fonction de la fréquence. Cette "inductance" évolue de façon croissante en fonction de la fréquence. A la fréquence de coupure du guide rectangulaire WR15 (50-75 GHz), qui est pour le mode fondamental TE_{10} , égale à $\frac{c}{\lambda_c(TE_{10})} = 39,473 \text{ GHz}$, "l'inductance" tend vers l'infini.

Remarque : Le modèle MDS de guide rectangulaire est inexistant en dehors de la bande passante du guide.

II.3.3. Comportement électrique du guide rectangulaire au dessus de sa fréquence de coupure

De manière identique à ce qui précède, nous pouvons définir un schéma équivalent du guide d'onde rectangulaire au dessus de sa fréquence de coupure. Celui-ci est représenté figure 72.

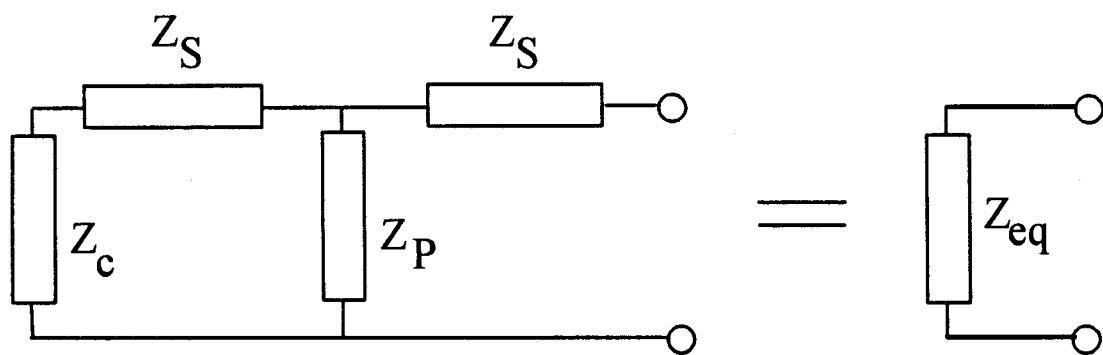


fig 70:Schéma permettant le calcul de l'impédance équivalente Z_{eq} du guide rectangulaire chargé par son impédance caractéristique.

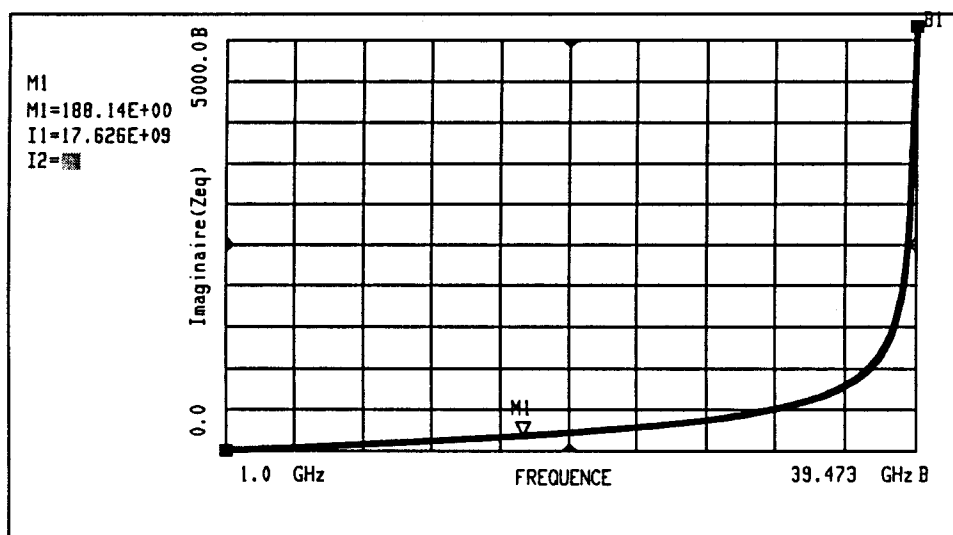


fig 71a:Evolution de la partie imaginaire de l'impédance équivalente du guide rectangulaire Z_{eq} , en fonction de la fréquence.

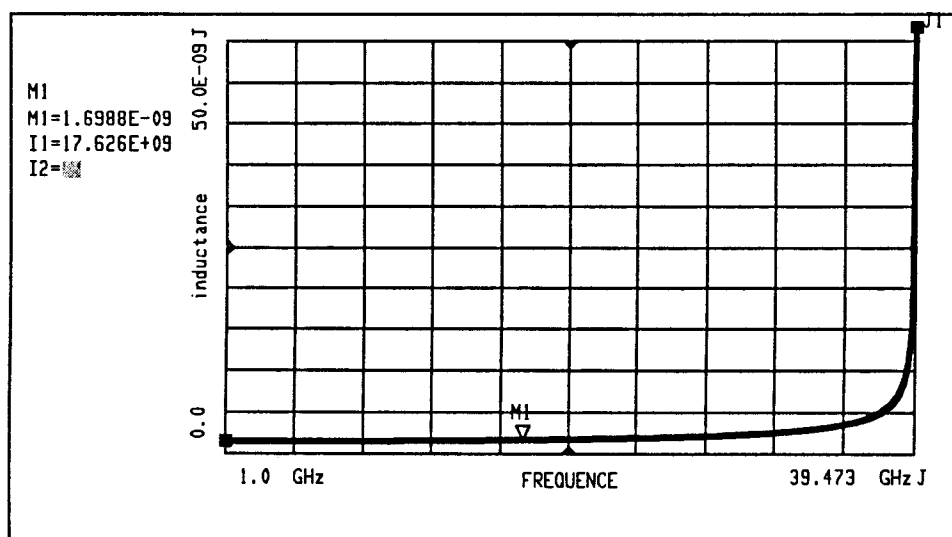


fig 71b:Evolution de "l'inductance", en fonction de la fréquence.

Ce schéma équivalent est semblable au cas précédent, mais les formulations de Z_s et de Z_p changent. En effet, l'impédance caractéristique Z_c est réelle pour des fréquences f supérieures à la fréquence de coupure f_c . De même, la constante de propagation γ peut être égale à la constante β si on néglige l'atténuation α . Les termes Z_s et Z_p peuvent donc s'écrire :

$$Z_s = j Z_{cg} \operatorname{tg}\left(\frac{\beta l}{2}\right) \text{ et } Z_p = \frac{Z_{cg}}{j \sin \beta l}$$

Remarque :

$$* \text{ Pour } 0 \leq \beta l < \pi : \begin{cases} Z_s \text{ est selfique} \\ Z_p \text{ est capacitif} \end{cases}$$

$$* \text{ Pour } \pi \leq \beta l < 2\pi : \begin{cases} Z_s \text{ est capacitif} \\ Z_p \text{ est selfique} \end{cases}$$

Si, dans le cas particulier où $0 \leq \beta l < \pi$, on calcule l'impédance équivalente Z_{eq} du guide rectangulaire chargé par son impédance caractéristique, on obtient une expression de la forme :

$$Z_{eq} = R + j X$$

avec
$$R = \frac{Z_{cg}}{(\sin \beta l)^2 + \left[\operatorname{tg}\left(\frac{\beta l}{2}\right) \cdot \sin(\beta l) - 1 \right]^2}$$

et

$$X = - \frac{\left[\operatorname{tg}\left(\frac{\beta l}{2}\right) \cdot \sin(\beta l) - 1 \right] \left[2Z_{cg} \operatorname{tg}\left(\frac{\beta l}{2}\right) - Z_{cg} \operatorname{tg}^2\left(\frac{\beta l}{2}\right) \cdot \sin(\beta l) - Z_{cg} \sin(\beta l) \right]}{(\sin(\beta l))^2 + \left[\operatorname{tg}\left(\frac{\beta l}{2}\right) \sin(\beta l) - 1 \right]^2}$$

Nous présentons figure 73 l'évolution de la partie réelle de Z_{eq} en fonction de la fréquence. Celle-ci tend vers l'infini à la fréquence de coupure du guide rectangulaire et diminue rapidement en fonction de la fréquence pour tendre vers la valeur limite de 377 Ω .

Remarque : La partie imaginaire de Z_{eq} reste quasiment nulle en fonction de la fréquence.

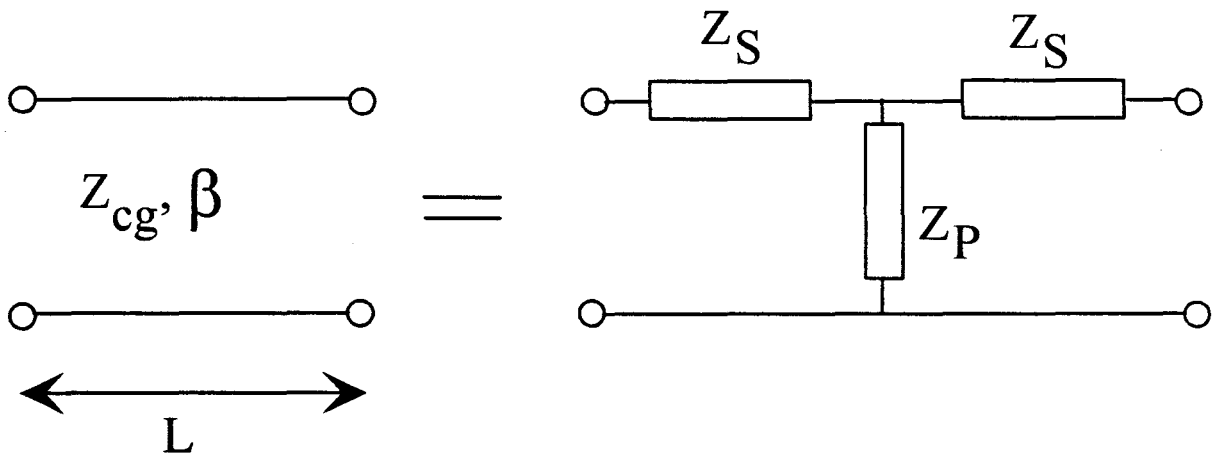


fig 72: Représentation du circuit électrique équivalent d'un guide d'onde au dessus de sa fréquence de coupure.

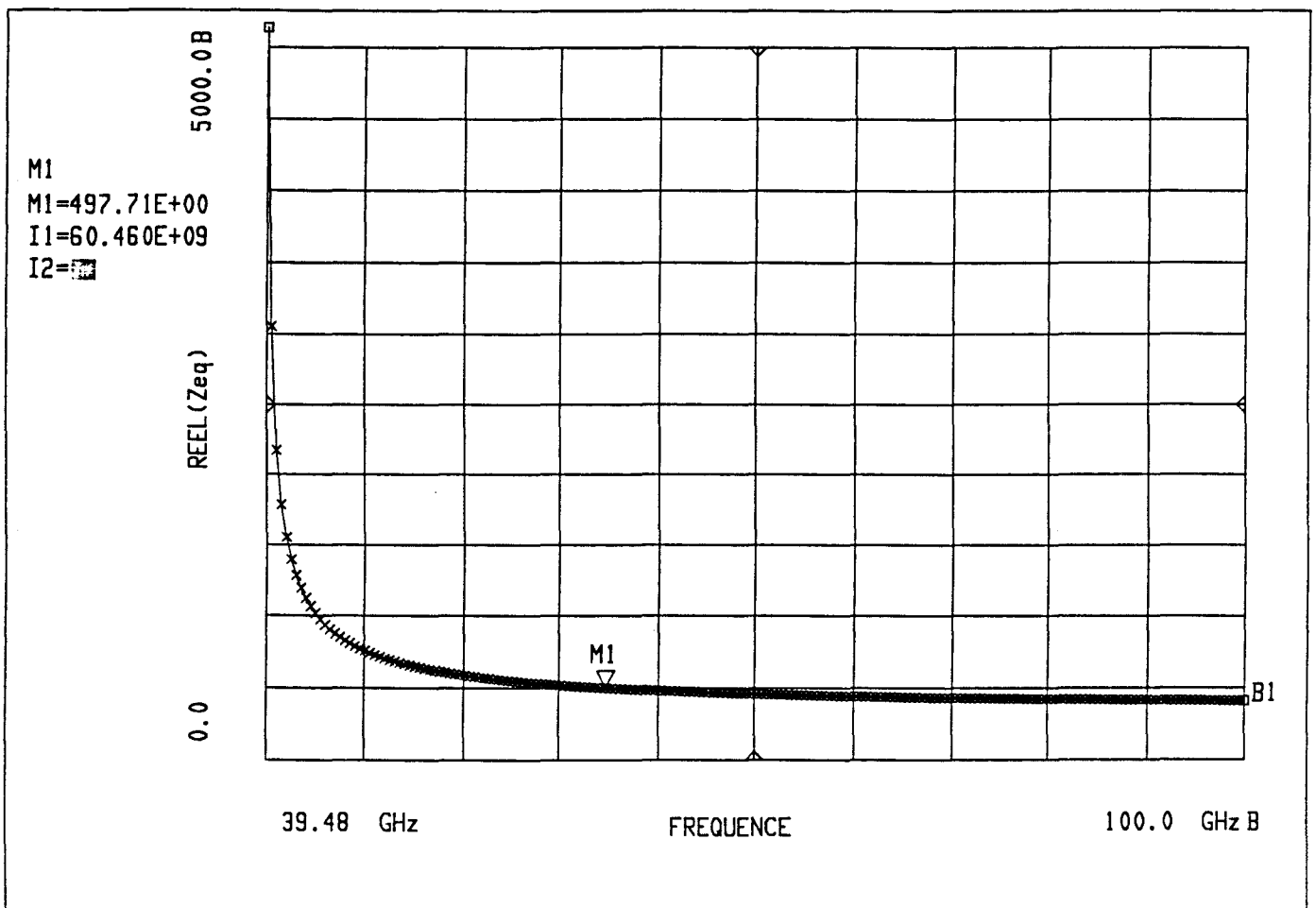


fig 73: Evolution de la partie réelle de Z_{eq} , en fonction de la fréquence.

Afin de valider le schéma équivalent du guide rectangulaire précédemment décrit avec celui fourni par le logiciel de simulation MDS, pour des fréquences f supérieures à la fréquence de coupure, nous avons comparé les évolutions du facteur de transmission en fonction de la fréquence du schéma équivalent et du modèle MDS. Ces évolutions sont représentées respectivement figure 74a, 74b.

Ces évolutions sont pratiquement identiques d'un modèle à l'autre. A la fréquence de coupure du guide rectangulaire, le facteur de transmission est important en décibel (l'onde électromagnétique n'est pas encore propagée ; le guide rectangulaire joue le rôle d'un atténuateur).

Pour des fréquences f supérieures à la fréquence de coupure, le guide rectangulaire se présente comme un filtre passe haut ; le facteur de transmission est alors négligeable.

Nous pouvons estimer que notre modèle électrique est comparable au modèle "guide" du logiciel MDS dans la bande passante du guide. En conclusion, le principal intérêt d'utiliser ce schéma équivalent par rapport au modèle MDS est que nous pouvons modéliser le guide dans toute la gamme de fréquence y compris sous la fréquence de coupure du guide.

II.3.4. Comportement électrique de la transition guide rectangulaire ridgé-ligne microruban sous sa fréquence de coupure

II.3.4.1. Avant propos

Conformément à l'étude bibliographique concernant la transition guide rectangulaire ridgé proposée au Chapitre I, nous avons observé que cette transition réduit la fréquence de coupure du guide rectangulaire. Nous nous proposons, dans cette partie de l'étude, d'évaluer la fréquence de coupure d'un guide ridgé pour différentes valeurs de largeur de ridge et de hauteur sous le ridge. Ces calculs se feront à l'aide des travaux de E.M. Godshalk et d'Y. Utsumi (cf. Chapitre I). Nous prendrons soin de comparer ces deux approches. Par la suite, la détermination de la fréquence de coupure du guide ridgé correspondant à la cellule de mesure, nous permettra de connaître le comportement électrique de cette dernière pour des fréquences f inférieures à la fréquence de coupure déterminée préalablement.

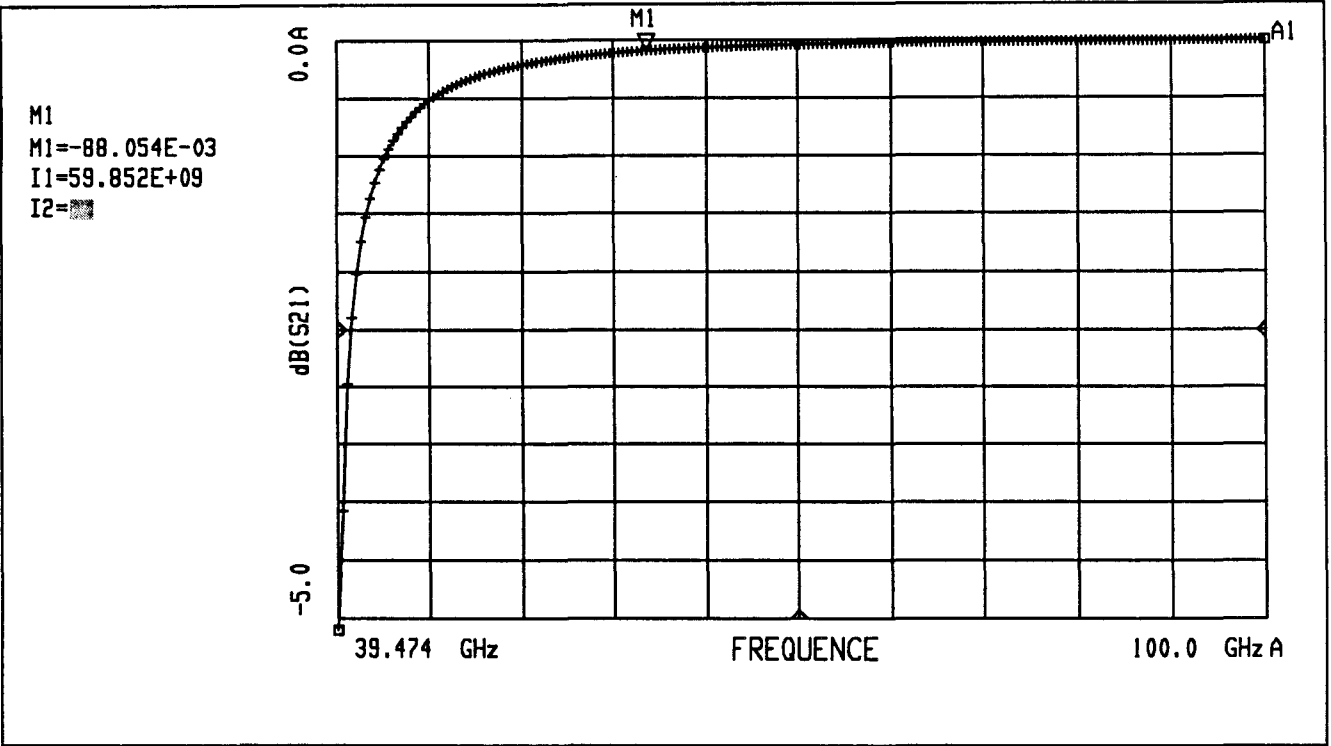


fig 74a:Evolution du facteur de transmission du modèle électrique équivalent au guide, en fonction de la fréquence.

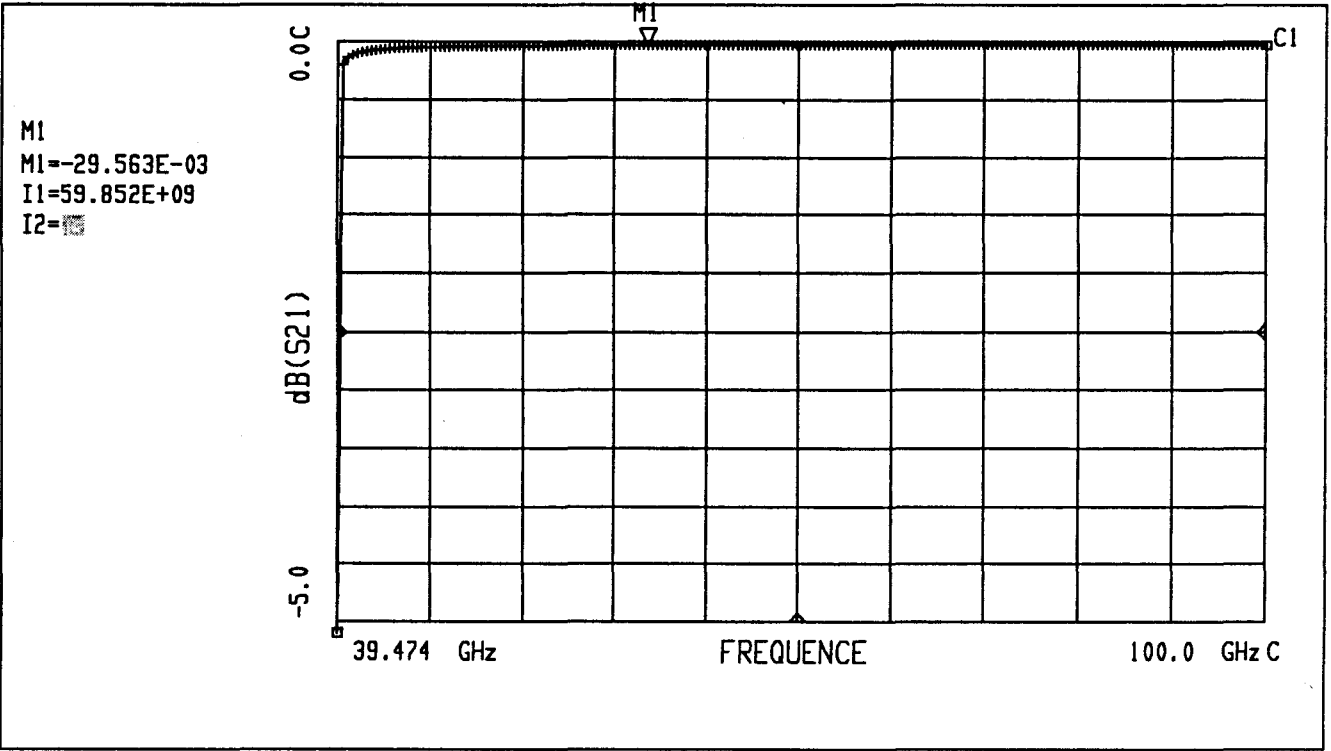


fig 74b:Evolution du facteur de transmission du modèle guide M.D.S, en fonction de la fréquence.

II.3.4.2. Détermination de la fréquence de coupure d'un guide ridgé donné fonctionnant en bande V

II.3.4.2.1. L'approche d'Y. Utsumi

Grâce aux travaux d'Y. Utsumi, nous avons représenté figure 75a l'évolution de la fréquence de coupure du mode TE_{10} hybride d'un guide ridgé en fonction du rapport b'/b pour différentes largeurs de ridge a' .

Remarque : Cette courbe est issue de l'exploitation de la figure 14 qui a été élaborée par Y. Utsumi.

Nous constatons que lorsque le rapport b'/b tend vers 1, la fréquence de coupure tend vers une valeur limite égale à 39,47 GHz quelle que soit la largeur du ridge a' . Ceci est cohérent, avec la théorie, car lorsque le rapport b'/b tend vers 1, le guide ridgé s'apparente à un guide rectangulaire classique dont la fréquence de coupure est précisément 39,47 GHz pour le mode fondamental TE_{10} .

II.3.4.2.2. L'approche de E.M. Godshalk

Nous avons entrepris de calculer la fréquence de coupure d'un guide ridgé en utilisant les formulations données par E.M. Godshalk (p.26 Chapitre I). Comme précédemment, nous présentons figure 75b l'évolution de la fréquence de coupure d'un guide ridgé en fonction du rapport b'/b et ceci pour des largeurs de ridge a' différentes.

Nous constatons immédiatement que la fréquence de coupure ne converge pas vers une valeur limite. De plus, pour une largeur de ridge a' donnée, on ne peut pas faire tendre le rapport b'/b vers 1 car la formulation de la capacité donnée par Godshalk devient négative. Dès lors le calcul de la fréquence de coupure n'est plus possible.

Ces constatations nous font envisager un domaine de validité limité (non précisé) du modèle proposé par E.M. Godshalk. Pour ces raisons, nous avons opté en faveur de l'approche d'Y. Utsumi pour déterminer la fréquence de coupure d'un guide ridgé donné.

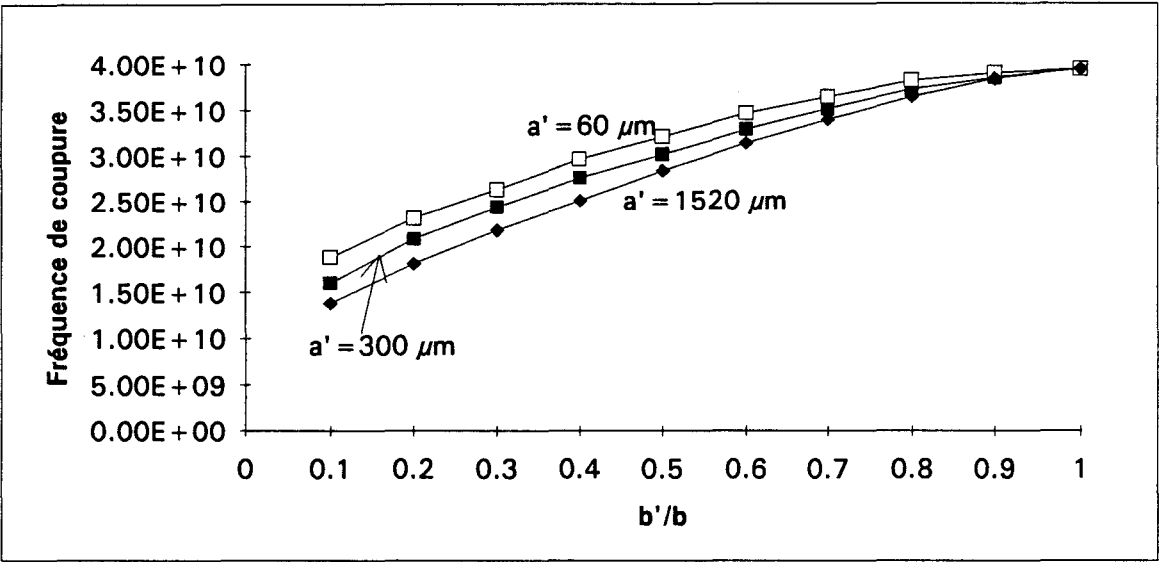


fig 75a: Evolution de la fréquence de coupure d'un guide ridgé en fonction des dimensions du ridge (d'après Utsumi).

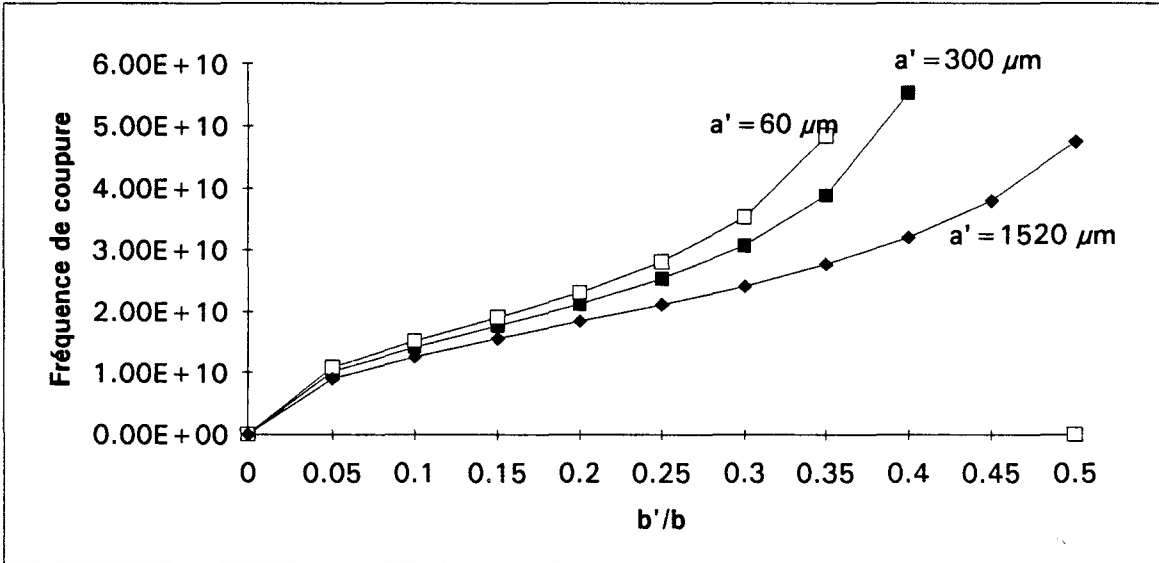


fig 75b: Evolution de la fréquence de coupure d'un guide ridgé en fonction des dimensions du ridge (d'après Godshalk).

II.3.4.2.3. Détermination de la fréquence de coupure de la cellule de mesure

Les dimensions du guide ridgé, qui permettent l'obtention d'une transition possédant les très bonnes performances hyperfréquences décrites précédemment, sont, rappelons-le, une largeur de ridge a' égale à $300\text{ }\mu\text{m}$ et une hauteur sous le ridge b' égale à $150\text{ }\mu\text{m}$. Ainsi, le rapport b'/b vaut $0,079$. Malheureusement, Y. Utsumi n'a pas traité le cas particulier où le rapport b'/b était inférieur à $0,1$.

Dans l'objectif de résoudre ce problème, nous extrapolons les courbes de la figure 75a afin d'estimer la fréquence de coupure de notre transition. Les dimensions du guide ridgé étant fixées, nous estimons que la fréquence de coupure de notre transition est de l'ordre de 15 GHz . A titre de comparaison, en calculant la fréquence de coupure à l'aide des formulations données par E.M. Godshalk, on obtient une fréquence de coupure de $12,6\text{ GHz}$.

II.3.4.3. Comportement électrique de la cellule de mesure sous sa fréquence de coupure

Comme nous l'avons vu dans l'étude bibliographique (cf. Chapitre I) et dans le développement de notre transition (cf. Chap. II.1.2.2.), le guide ridgé a la propriété d'abaisser l'impédance caractéristique du guide d'onde rectangulaire. Pour rappel, l'impédance caractéristique Z_c de notre transition est de $75\text{ }\Omega$. Ainsi, pour étudier le comportement électrique de notre transition sous sa fréquence de coupure, nous effectuerons la même démarche que celle qui a été menée au paragraphe II.3.2. relatif au comportement électrique du guide d'onde rectangulaire en remplaçant respectivement l'impédance caractéristique du guide d'onde ($377\text{ }\Omega$) ainsi que sa fréquence de coupure ($39,47\text{ GHz}$) par les valeurs de $75\text{ }\Omega$ et 15 GHz relatives à notre transition.

En considérant le même schéma électrique que celui qui a été fourni et en remplaçant les valeurs d'impédance caractéristiques et de fréquence de coupure, on peut calculer l'impédance équivalente Z_{eq} de notre transition en fonction de la fréquence.

Comme dans le cas du guide rectangulaire, l'impédance équivalente Z_{eq} de notre transition est purement imaginaire. Nous présentons figure 76a,76b l'évolution de la partie imaginaire de Z_{eq} ainsi que la valeur de "l'inductance" qui s'y rapporte en fonction de la fréquence.

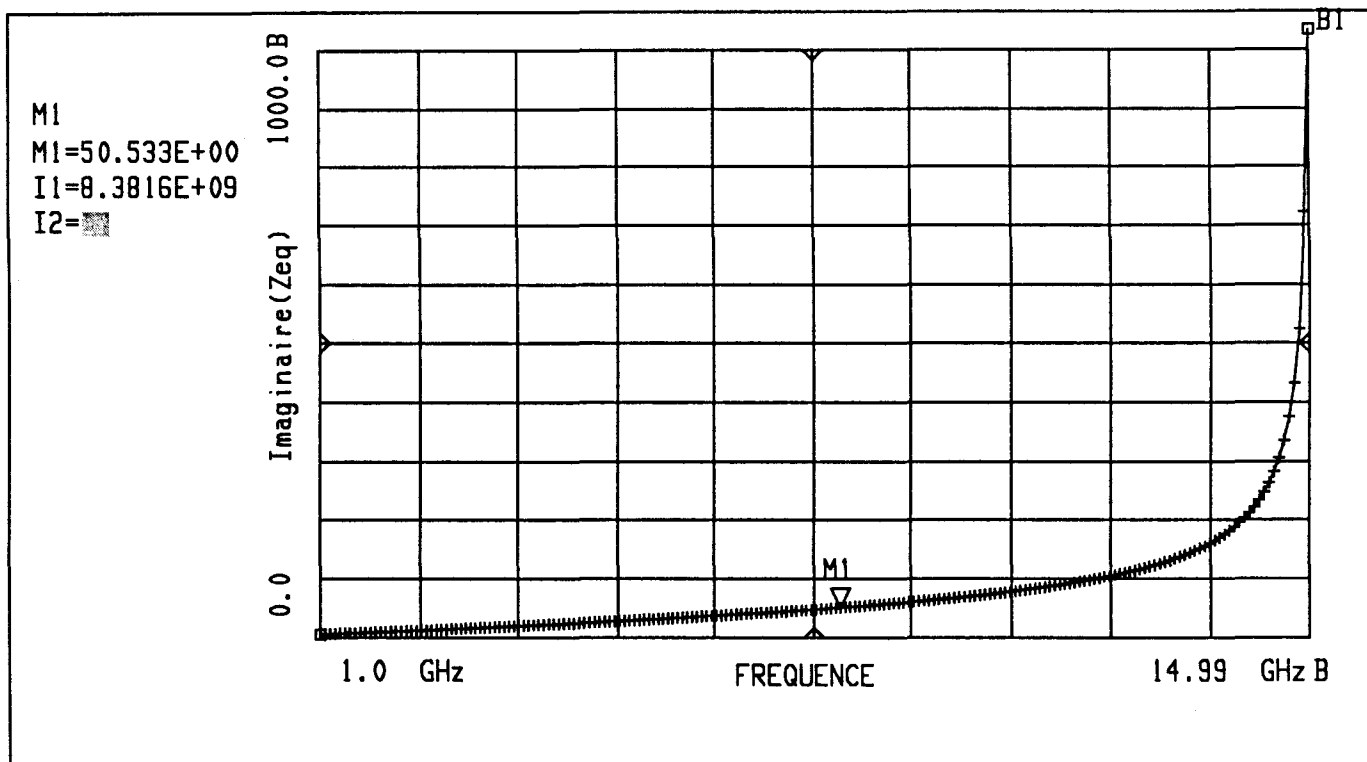


fig 76a: Evolution de la partie imaginaire de l'impédance équivalente de la transition Z_{eq} , en fonction de la fréquence.

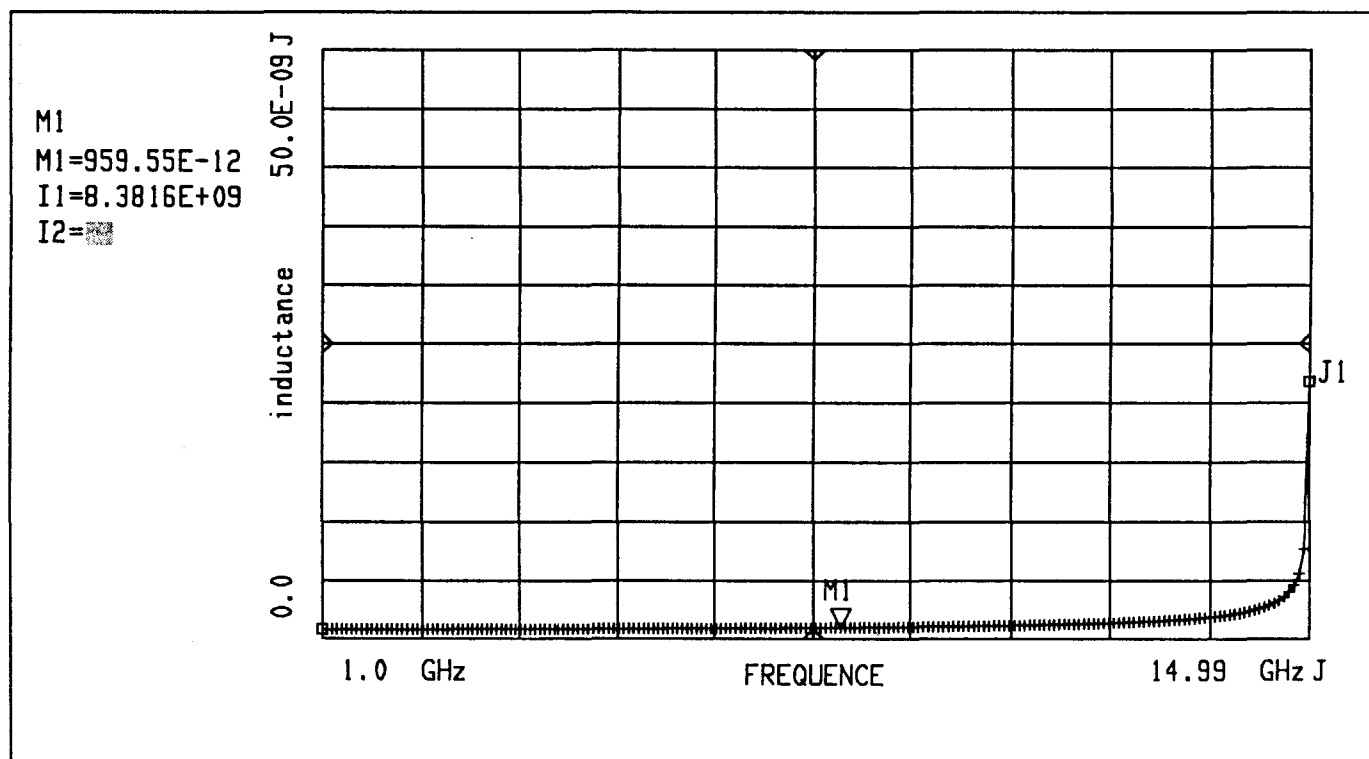


fig 76b: Evolution de "l'inductance", en fonction de la fréquence.

II.4. MESURES EXPERIMENTALES DE LA FREQUENCE DE COUPURE DE LA CELLULE DE MESURE

II.4.1. Avant propos

Les modèles électriques théoriques de guide ridgé ou non sous coupure sont extrêmement simplistes. De manière à valider ces considérations théoriques, précédemment décrites, nous voulions effectuer une étude expérimentale. Afin de satisfaire cet objectif, nous avons imaginé et conçu un système qui lie notre transition fonctionnant en bande V à une autre transition fonctionnant entre 0 et 40 GHz. Cette dernière transition a été mise au point, au sein du Laboratoire, par G. Dambrine [6]. Il s'agit d'une transition hautement performante, d'un point de vue hyperfréquence, qui permet d'effectuer la transition entre un câble coaxial et une ligne microruban. Un schéma synoptique regroupant ces deux transitions peut être représenté à la figure 77.

II.4.2. Descriptif du schéma synoptique

Ce schéma synoptique comprend :

- un analyseur de réseaux fonctionnant jusqu'à 40 GHz dont la structure de propagation est un câble coaxial,
- la transition câble coaxiale - ligne microruban,
- un support métallique sur lequel est collé une ligne microruban permettant de relier les deux lignes microrubans se rapportant à leur transition respective (ce support nous est imposé pour assurer le lien mécanique des deux transitions),
- la transition guide rectangulaire ridgé - ligne microruban,
- une charge non réfléchive en guide fonctionnant entre 50 et 75 GHz.

II.4.3. Méthodologie de la mesure

L'analyseur de réseau, fonctionnant jusqu'à 40 GHz, délivre l'onde électromagnétique incidente et nous fournit l'évolution des facteurs de réflexion des deux transitions mises bout à bout en fonction de la fréquence.

En fait, de manière à s'affranchir des éventuelles perturbations apportées par la transition coaxiale - ligne microruban, un calibrage de type T.R.L. (Thru, Reflect, Line) a été effectué de manière à définir un plan de référence appelé P_{ref} sur la figure 77. De cette façon, la mesure fournie par l'analyseur de réseau correspond au facteur de réflexion Γ_m du dipôle constitué par la ligne microruban qui se trouve sur le support

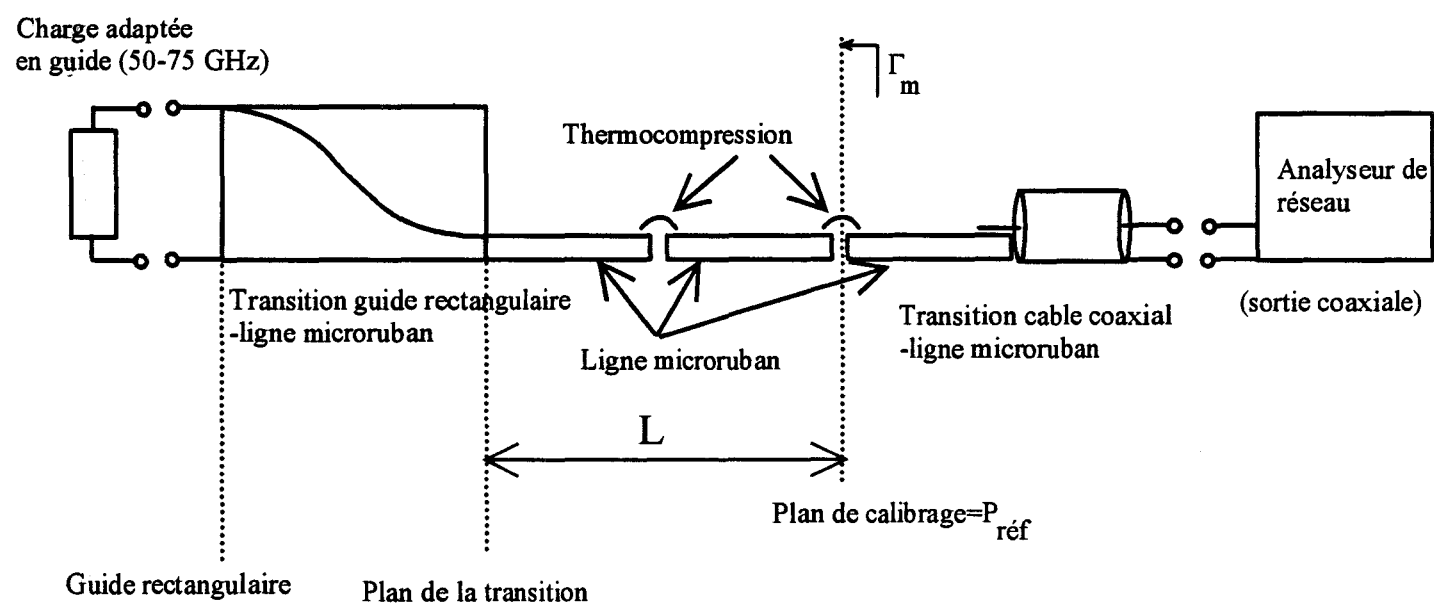


fig 77: Schéma synoptique du montage permettant de déterminer la fréquence de coupure de la cellule.

"interface" et la transition ligne microruban - guide rectangulaire ridgé connectée à une charge non réfléchissante en guide d'onde. Il faut souligner ici que cette mise en oeuvre pratique ne correspond pas exactement à l'étude théorique menée précédemment. En effet, cette étude théorique correspond à un guide ridgé uniforme. Dans notre cas, nous avons un guide ridgé progressif dont le rapport b'/b varie de 0,08 à 1. Ce dernier point est capital pour la compréhension des résultats pratiques qui suivent.

II.4.4. Les résultats pratiques

Nous présentons figure 78a,78b l'évolution de l'impédance Z issue du facteur de réflexion S_{22} en fonction de la fréquence et l'évolution du module du facteur de réflexion en fonction de la fréquence. Nous avons retranché à ce facteur de réflexion une longueur électrique ($2\beta L$) équivalente à la longueur de la ligne microruban afin de se rapprocher du plan de la transition (cf. figure 77).

Comme le prévoit la théorie, l'évolution de la partie imaginaire de Z en fonction de la fréquence correspond à une "inductance". Le calcul des "inductances" est respectivement de 0,27 mH, 0,5 mH et 0,86 mH aux fréquences 9,97 GHz, 18,82 GHz et 21,52 GHz. Cette évolution croissante de la valeur de l'inductance équivalente est en accord avec la théorie dans une plage de fréquence comprise entre 0 et 15 GHz (fréquence de coupure estimée du ridge à la transition).

Pour des fréquences f supérieures à cette fréquence de coupure nous devrions observer une partie réelle de l'impédance Z importante à la fréquence de coupure et qui décroît rapidement en fonction de la fréquence. D'autre part, la partie imaginaire de l'impédance Z devrait être nulle. Or les résultats pratiques ne sont pas en accord avec la simulation que nous avons entreprise. Néanmoins, une explication peut être apportée : comme nous le présentions, cette mesure ne permet pas d'étudier le comportement de la transition seule sous sa fréquence de coupure. Il faut tenir compte de la fréquence de coupure du guide rectangulaire qui est de 39,47 GHz ! En dessous de cette fréquence, c'est ce dernier qui se comporte comme une "inductance" d'après l'étude décrite au II.3.2. C'est ce que nous observons expérimentalement.

Toutefois, cette mise en oeuvre pratique nous permet d'attribuer le phénomène de résonance, observé sur la courbe 78a, à la fréquence de coupure de la transition guide ridgé. Celle-ci est d'environ 15 GHz conformément à l'estimation théorique. La courbe 78b, présentant l'évolution du module du facteur de réflexion S_{22} en fonction de la fréquence ne fait que corroborer nos hypothèses. Bien qu'il existe un phénomène de résonance non expliqué, notamment au environ de 26 GHz, le facteur de

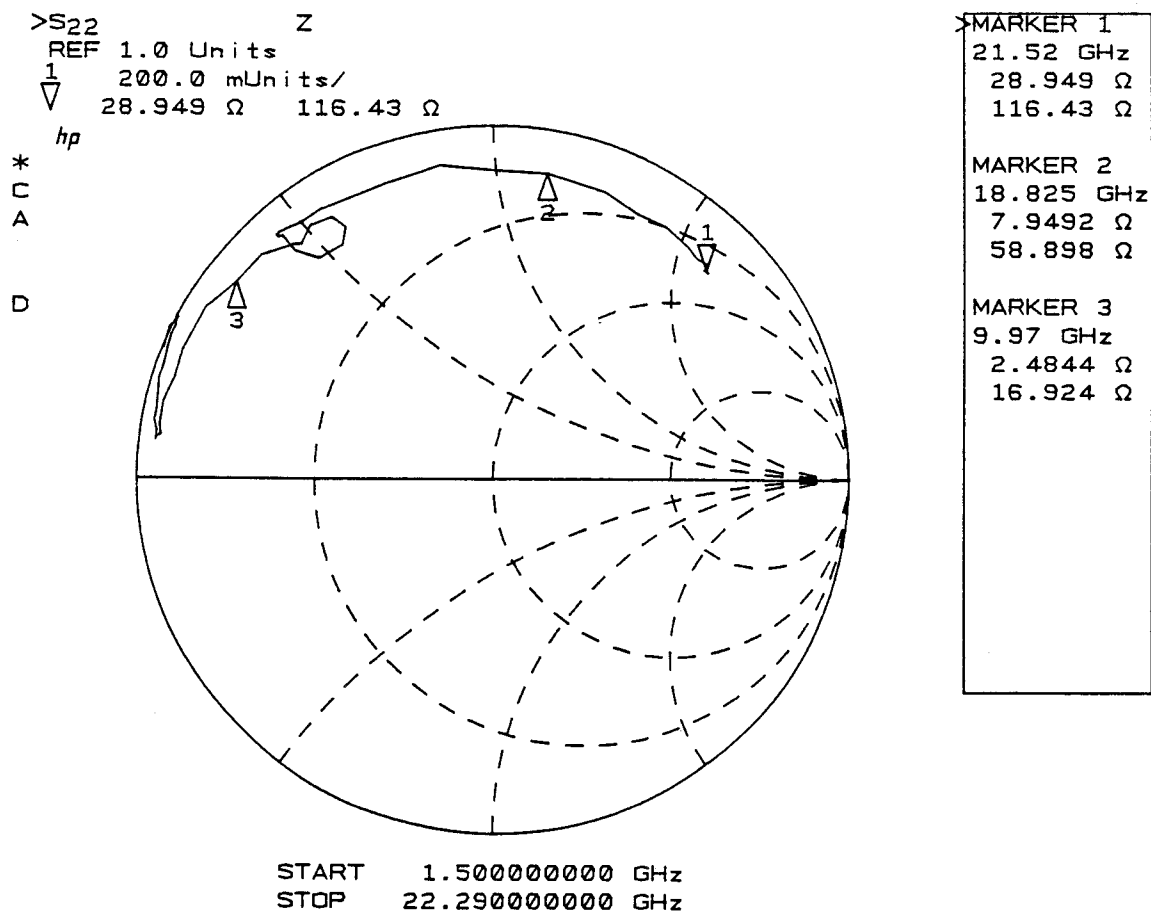


fig 78a: Evolution expérimentale de l'impédance Z , de la transition guide ridgé-ligne microruban connectée à une charge non réfléchive, en fonction de la fréquence.

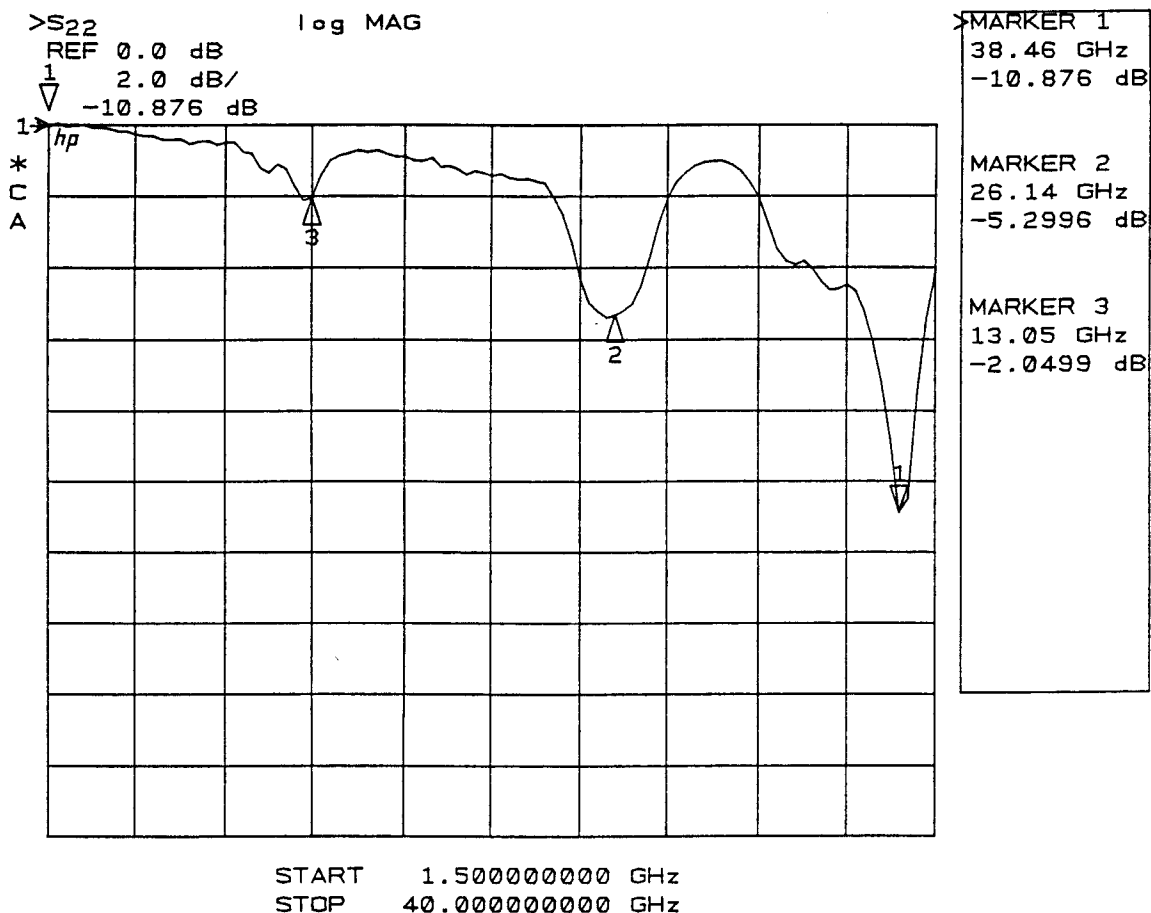


fig 78b: Evolution expérimentale du facteur de réflexion S_{22} , de la transition guide ridgé-ligne microruban connectée à une charge non réfléchive, en fonction de la fréquence.

réflexion S_{22} reste faible dans une large bande de fréquence, ce qui traduit le comportement réflectif de la transition guide rectangulaire ridge - ligne microruban sous la fréquence de coupure du guide rectangulaire.

La position du marqueur 1, situé à 36,48 GHz nous indique un changement notable du facteur de réflexion S_{22} . Ceci est cohérent car au dessus de la fréquence de coupure du guide rectangulaire, notre transition se comportera comme un filtre passe haut. A partir de cette fréquence de coupure, le facteur de réflexion correspond à la charge non réflective.

En conclusion, cette longue étude traitant du comportement électrique de notre transition en fonction de la fréquence n'est pas dépourvue d'intérêts. En effet, on sait maintenant que c'est la fréquence de coupure du guide rectangulaire qui est prédominante et qui détermine la valeur limite selon laquelle la transition peut être considérée comme une charge réflective ou une charge adaptée. Cette étude expérimentale, nous a permis également de connaître approximativement l'évolution de la susceptance en fonction de la fréquence ($f < f_c$) dans le cas de notre transition. Ceci nous permettra d'ajuster les valeurs des éléments du schéma électrique équivalent des structures guidées sous coupure.

Ainsi nous pourrons concevoir le réseau d'adaptation et de polarisation du composant actif pour que, d'une part, celui-ci n'oscille pas sous la fréquence de coupure du guide et d'autre part qu'il ne vienne pas perturber les performances hyperfréquences du composant actif dans la bande V où l'on veut le mesurer.

II.5. CONCEPTION DU RESEAU D'ADAPTATION ET DE POLARISATION DES COMPOSANTS ACTIFS

II.5.1. Avant propos

Après les études précédemment menées concernant, d'une part, le comportement électrique de la transition guide rectangulaire - ligne microruban au-dessus et au-dessous de la fréquence de coupure du guide rectangulaire et, d'autre part, le comportement du DC-Block, nous avons étudié et conçu un réseau d'adaptation et de polarisation des composants actifs. Ce réseau assure une double fonction :

- amener les polarisations continues au dispositif sous test,
- assurer l'adaptation en entrée et en sortie du dispositif sous test afin d'éviter des oscillations provoquées par le comportement fortement réflectif de la transition sous la fréquence de coupure du guide rectangulaire. Toutefois, ce réseau d'adaptation doit être conçu de manière à ne pas détériorer ou avec un minimum d'amplitude, les performances hyperfréquences de la cellule entre 50 et 75 GHz. Toutes détériorations de ces performances dégraderaient les précisions de mesure des paramètres [S] ou de bruit du composant actif à tester.

Dans une première partie, nous étudierons l'évolution des cercles d'instabilités en entrée et en sortie en fonction de la fréquence d'un transistor à effet de champ. Les paramètres [S] de ce transistor sont issus du logiciel de modélisation HELENA mis au point au sein du Laboratoire par H. Happy [7]. C'est un transistor type pour un fonctionnement en bande V. En pratique, ce composant a été réalisé par Thomson TCS sous le nom de "TOUTATIS" dans le cadre du projet européen "ESPRIT III CLASSIC". Celui-ci est un composant pseudomorphique de 0,15 μm de longueur de grille. Ce composant a été choisi comme référence en vue de la conception de notre réseau d'adaptation. Ceci se justifie car nous voulions concevoir un réseau d'adaptation permettant de caractériser tout les types de transistor fonctionnant en gamme millimétrique. En se fixant, comme référence, un composant très performant donc très instable en basse fréquence, nous pouvons espérer que le réseau d'adaptation de polarisation ainsi conçu permette la caractérisation de nombreux composants à effet de champ millimétrique et ceci sans oscillations.

Dans une deuxième partie, nous effectuons une simulation d'un réseau d'adaptation - polarisation communément utilisé dans les circuits intégrés monolithiques. Cette simulation nous permet de connaître l'influence de chacun des éléments constituant le réseau d'adaptation sur les performances hyperfréquences de la cellule de mesure.

II.5.2. Cercles d'instabilités du composant à effet de champ

Nous avons étudié l'évolution des cercles d'instabilités en entrée et en sortie du composant dans une gamme de fréquence variant de 1 à 75 GHz. Ces cercles d'instabilités ont été définis de la façon suivante :

- Le quadripôle amplificateur, caractérisé par ses paramètres [S], est placé entre une impédance de source Z_S et une impédance de charge Z_L (cf. figure 79). La condition de stabilité à l'entrée est :

$$|\rho_e| \leq 1$$

avec :

$$\rho_e = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - S_{22}\rho_L} = \frac{S_{11} - D\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L}$$

* S_{ij} = paramètre [S] du quadripôle amplificateur

* ρ_L = facteur de réflexion lié à l'impédance Z_L

* $D = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$

La condition de stabilité peut encore s'écrire :

$$|S_{11} - D\rho_L| \leq |1 - S_{22}\rho_L|$$

ou encore :

$$(S_{11} - D\rho_L) (S_{11}^* - D^* \rho_L^*) \leq (1 - S_{22}\rho_L) (1 - S_{22}^* \rho_L^*)$$

$$1 - S_{22}^* \rho_L^* - S_{22}\rho_L + |S_{22}|^2 |\rho_L|^2 - |S_{11}|^2 + S_{11} D^* \rho_L^* + S_{11}^* \rho_L - |D|^2 |\rho_L|^2 \geq 0$$

$$\left(|S_{22}|^2 - |D|^2 \right) \left[|\rho_L|^2 - \frac{(S_{22} - D S_{11}^*) \rho_L + (S_{22}^* - D^* S_{11}) \rho_L^*}{|S_{22}|^2 - |D|^2} + \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22}|^2 - |D|^2} \right] \geq 0$$

En considérant la valeur limite de stabilité, c'est-à-dire $|\rho_e| = 1$, on obtient l'équation suivante :

$$|\rho_L|^2 - \frac{N\rho_L + N^* \rho_L^*}{|S_{22}|^2 - |D|^2} + \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22}|^2 - |D|^2} = 0$$

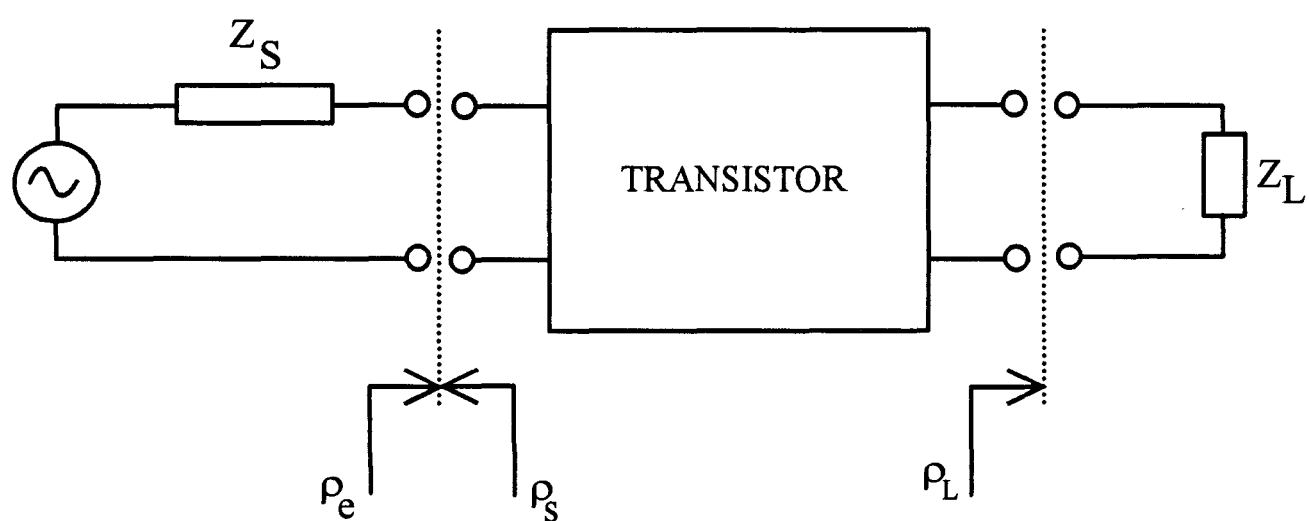


fig 79:Schéma synoptique du transistor placé entre une impédance de source Z_S et une impédance de charge Z_L

avec : $N = S_{22} - D S_{11}^*$

C'est l'équation d'un cercle de centre C_L et de rayon R_L avec :

$$C_L = \frac{N^*}{|S_{22}|^2 - |D|^2} = \frac{S_{22}^* - D^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |D|^2}$$

et :
$$R_L = \frac{|S_{12}| |S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |D|^2|}$$

Dans le cas particulier du composant "TOUTATIS", nous obtenons, quelle que soit la fréquence, le module du paramètre S_{11} qui est inférieur à 1 ($|S_{11}| < 1$) et le module du paramètre S_{22} qui est supérieur au module du déterminant D ($|S_{22}| > |D|$). Comme le montre la figure 80, le lieu des impédances entraînant une instabilité du composant actif se situe à l'intérieur des cercles de stabilité.

De la même façon, on peut obtenir le lieu des impédances de source Z_S entraînant une instabilité à la sortie du composant actif. Pour ce faire, il suffit de permuter les indices 1 et 2, on obtient alors un cercle de centre C_S et de rayon R_S avec :

$$C_S = \frac{S_{11}^* - D^* S_{22}}{|S_{11}|^2 - |D|^2}$$

et :
$$R_S = \frac{|S_{12}| |S_{21}|}{||S_{11}|^2 - |D|^2|}$$

Nous avons représenté figure 81a,81b,81c,81d les lieux des impédances de charge et de source entraînant une instabilité du composant actif "TOUTATIS" pour des fréquences variant de 1 à 75 GHz. Dans le souci de représenter au mieux le recouvrement des cercles d'instabilités, nous avons utilisé une échelle peu commune. Les modules $|\rho_L| = 0$ et $|\rho_L| = 1$ sont indiqués sur la première figure.

On constate que le lieu des impédances de charge entraînant une instabilité du TEC correspond pratiquement à la partie supérieure de l'abaque de Smith pour des fréquences inférieures à 17 GHz. Il faudra donc assurer, par l'intermédiaire du réseau

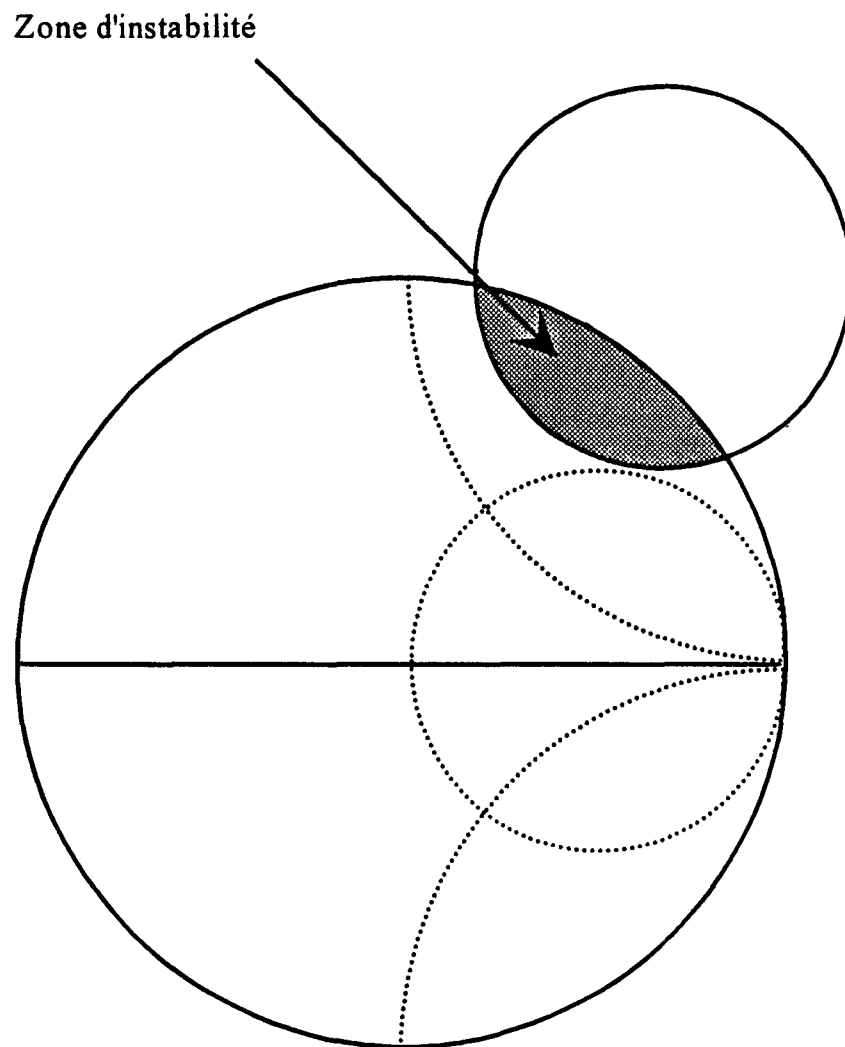


fig 80:Représentation du lieu des impédances entrainant une instabilité du transistor.

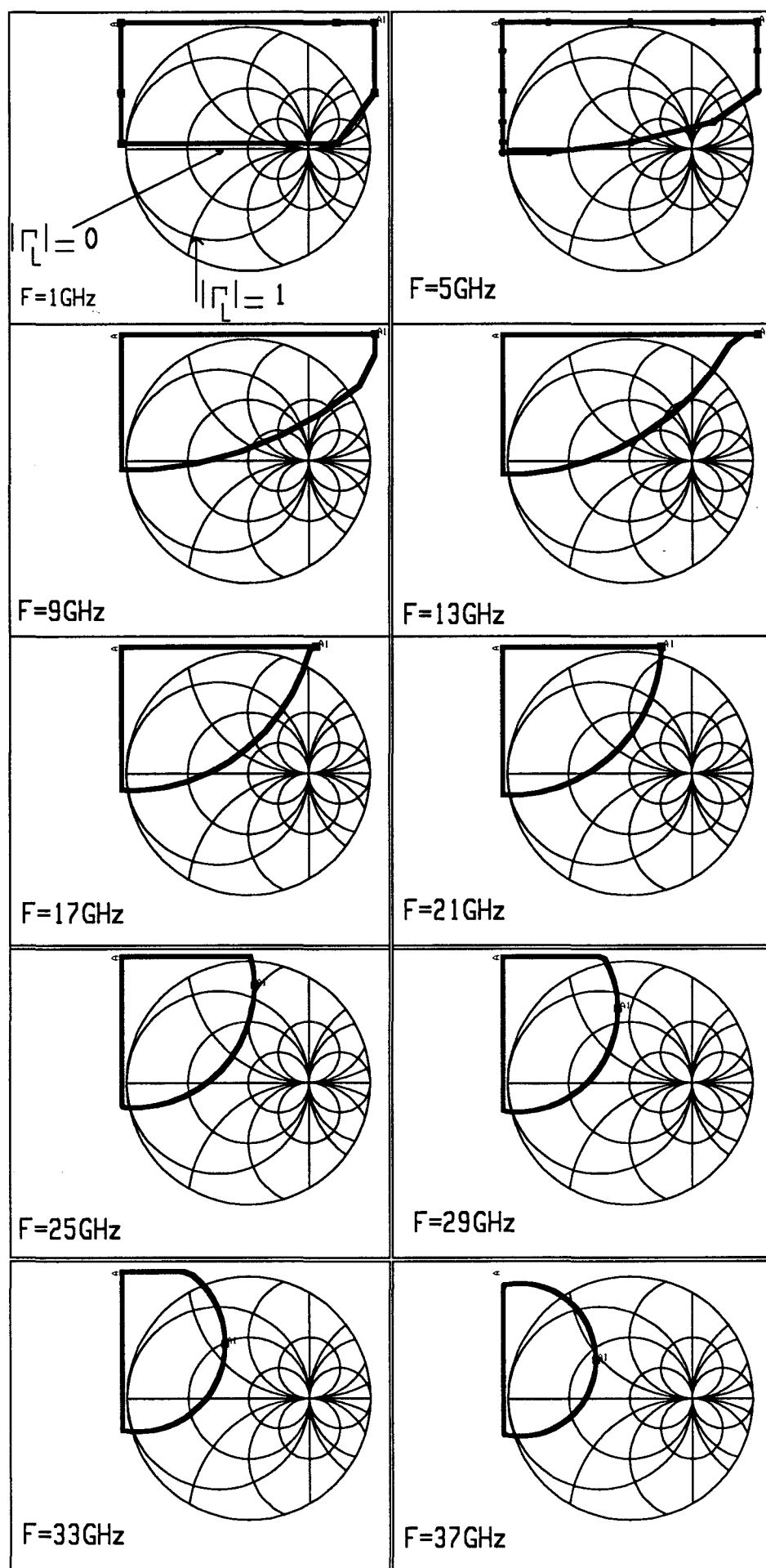


fig 81a: Représentation des lieux des impédances de charge entraînant une instabilité du transistor entre 1 et 37 GHz.

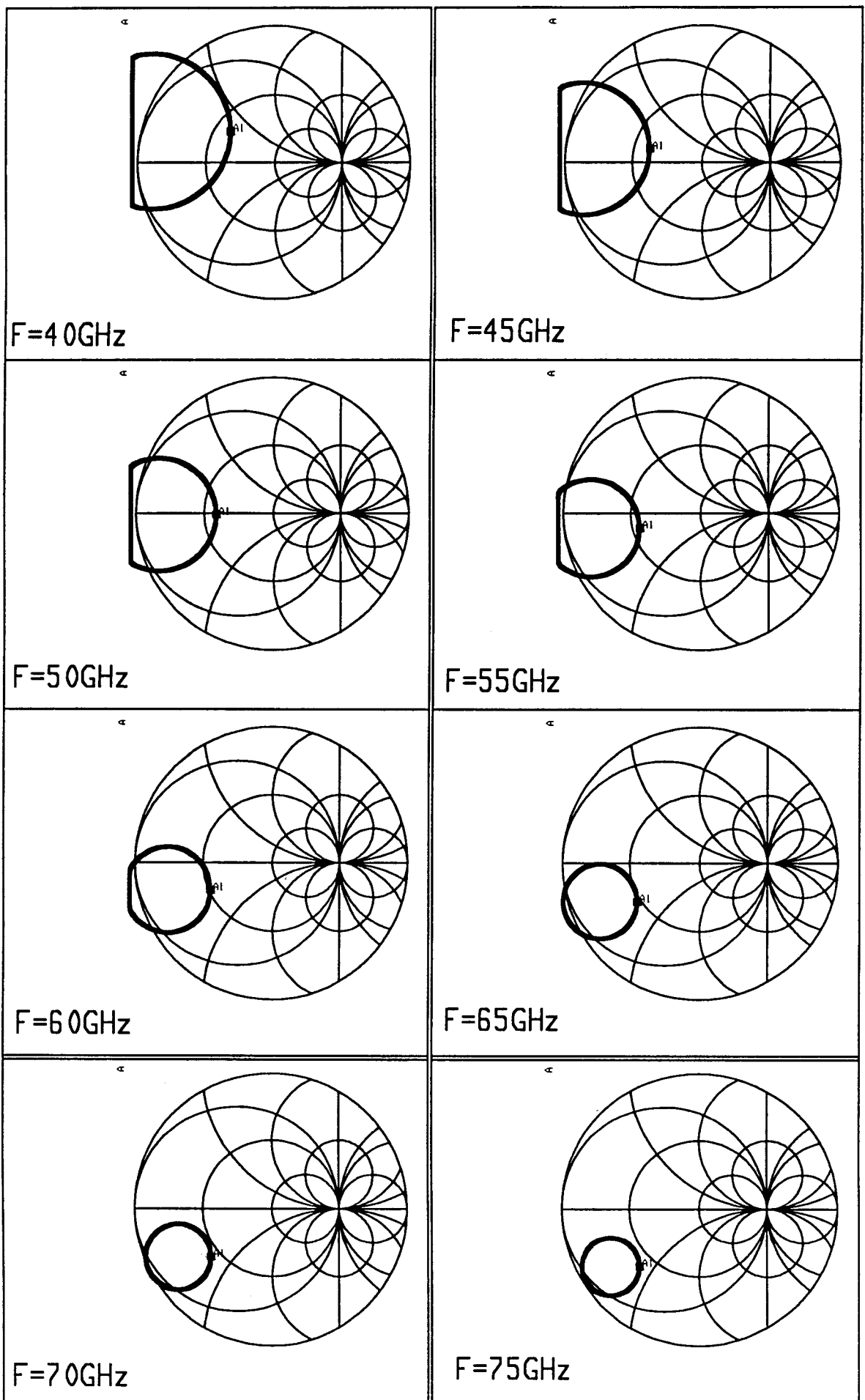


fig 81b:Représentation des lieux des impédances de charge entraînant une instabilité du transistor entre 40 et 75 GHz.

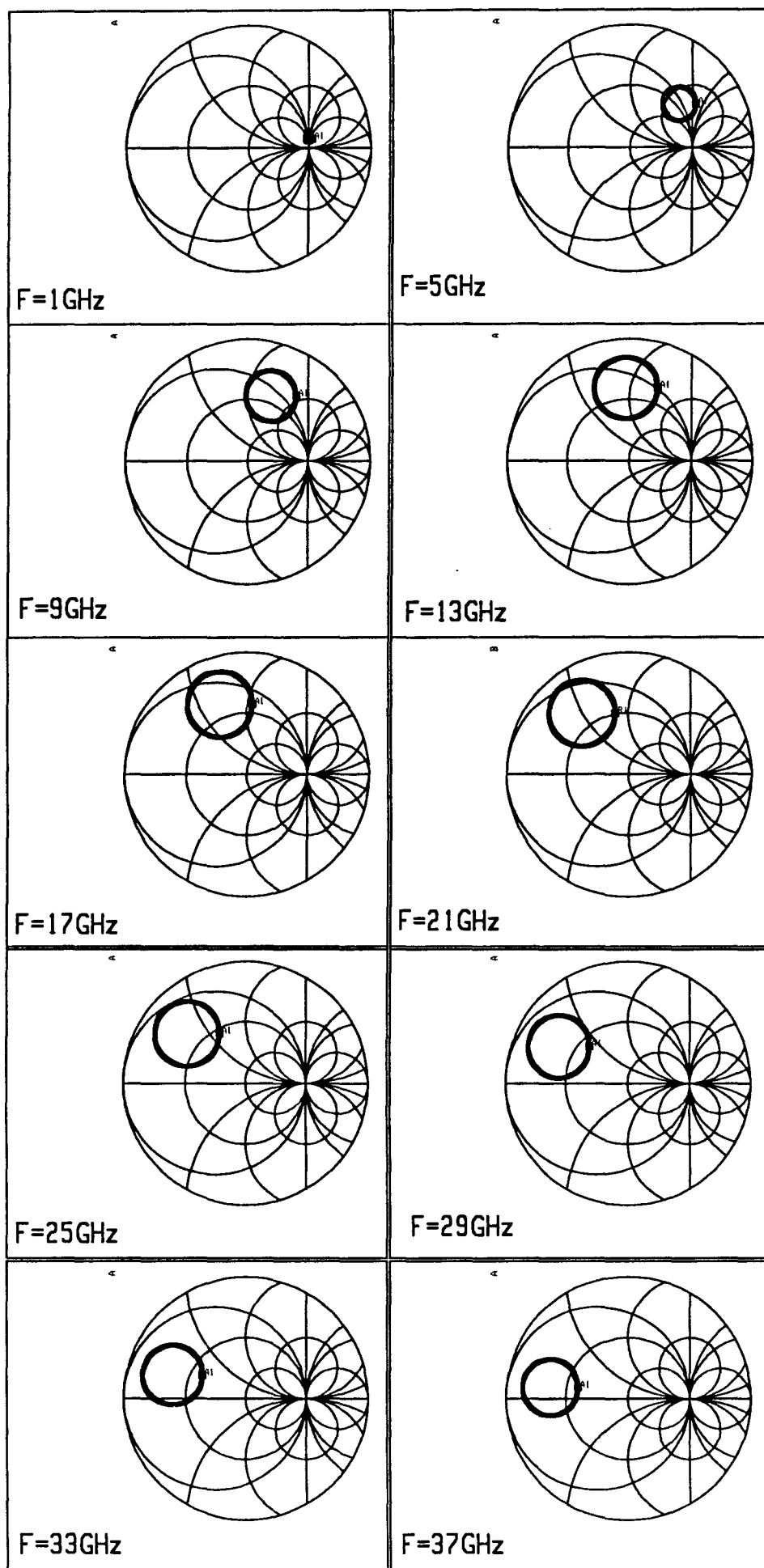


fig 81c: Représentation des lieux des impédances de source entraînant une instabilité du transistor entre 1 et 37 GHz.

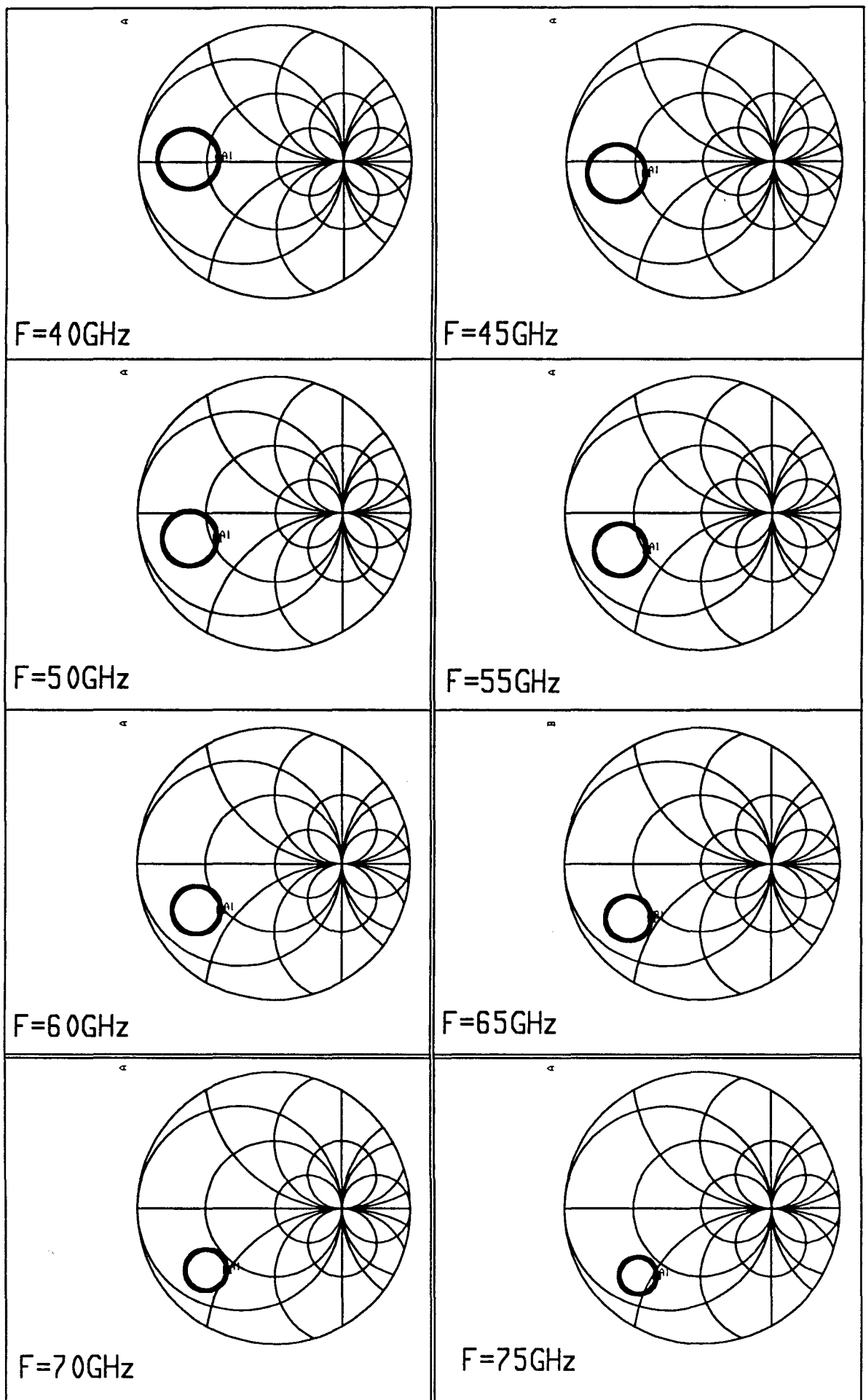


fig 81d: Représentation des lieux des impédances de source entraînant une instabilité du transistor entre 40 et 75 GHz.

d'adaptation et de polarisation, une charge qui se trouvera en dehors de ces cercles sous peine de rendre instable le composant actif et de le voir osciller. Au vu de l'aire qu'occupe certains cercles d'instabilités (principalement en basse fréquence), on comprend la difficulté de conception et surtout de réalisation du réseau d'adaptation.

II.5.3. Le réseau d'adaptation et de polarisation

Avant de concevoir le réseau d'adaptation, nous nous sommes tout d'abord fixés un cahier des charges. Celui-ci comportait les points suivants :

- 1) L'adaptation doit rendre stable le composant actif.
- 2) Le réseau d'adaptation et de polarisation ne doit pas détériorer ou avec le minimum d'effets, les performances hyperfréquences de la cellule de mesure dans la bande de fréquence (50-75 GHz) où nous voulions caractériser le TEC.
- 3) La cellule avec son réseau d'adaptation doit permettre un étalonnage dans les plans du composant à tester. Par ailleurs, les deux demies cellules doivent être indépendantes sur le plan mécanique afin de caractériser des composants de toutes tailles.

Cette dernière condition implique la nécessité de concevoir le réseau d'adaptation sans faire appel à des techniques de contre réaction. Celles-ci sont fréquemment utilisées pour la réalisation d'oscillateurs. Dans le cas de montages amplificateurs, la contre réaction peut, si elle a été correctement calculée, diminuer le gain en basse fréquence, ce qui permet de réduire les zones d'instabilités. Un exemple de contre réaction dite "parallèle" d'après G.D. Vendelin [8] est représenté figure 82.

Cette technique, à priori séduisante, ne permet plus de mesurer les paramètres [S] du transistor seul. On caractérise, en fait, l'ensemble formé par le TEC et par la contre réaction. Pour connaître les paramètres [S] du transistor seul, il faut obligatoirement avoir connaissance de tous les éléments constituant la contre réaction. Or dans la bande de fréquence qui est entre 50 et 75 GHz, où nous voulons effectuer nos mesures, il ne nous semble pas possible de connaître avec certitude les éléments de la contre réaction. Par ailleurs, le fait de penser que la contre réaction n'intervient plus, dans la bande de mesure de TEC, peut se révéler faux. En effet, comme nous le verrons dans le Chapitre III, des éléments parasites, à priori négligeables, tels qu'une capacité de plot de la résistance, associée à une inductance L peuvent engendrer des phénomènes de résonance non prévus initialement. Si ces résonances interviennent dans la bande de mesure du TEC, on ne pourra pas considérer que les paramètres [S] du système représenté figure 82 sont ceux du TEC.

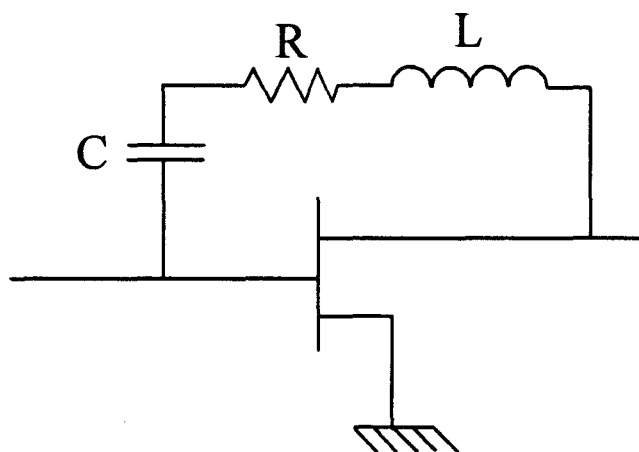


fig 82:Schéma synoptique d'un transistor associé à une contre réaction.

Pour ces diverses considérations, il nous est apparu opportun d'abandonner la technique de contre réaction dans le but de réaliser le réseau d'adaptation. Par conséquent, nous nous sommes orientés vers un réseau d'adaptation indépendant du TEC et intégré à la demi cellule. Nous présentons figure 83, le schéma synoptique d'un réseau d'adaptation, communément utilisé dans les circuits intégrés (MMIC), sur lequel nous nous sommes inspirés pour la réalisation de notre réseau d'adaptation.

Nous reconnaissons la transition guide rectangulaire ridgé - ligne microruban et le DC-Block à lignes couplées. Une ligne de transmission microruban est insérée entre le DC-Block et l'accès du composant (Grille ou Drain). Le réseau d'adaptation se situe sur cette ligne de transmission. Celui-ci se compose d'une résistance R insérée entre deux capacités C_1 et C_2 qui sont reliées à la masse. Une ligne de transmission de longueur L se trouve entre les capacités C_1 et la ligne microruban qui sera connectée au TEC. Les tensions de polarisations V_{gs} et V_{ds} seront appliquées au TEC via ce réseau d'adaptation.

Remarque : On peut constater que le réseau d'adaptation côté grille est différent de celui côté drain (cf. figure 83). L'explication est la suivante : le courant de grille dans le TEC, s'il existe, est extrêmement faible, on peut donc appliquer la tension V_{gs} à travers la résistance R sans chute de tension. Par contre, il existe un courant de drain I_d qui provoque une chute de tension aux bornes de la résistance R . Cette tension n'est pas constante, elle évolue avec I_d qui est fonction du V_{gs} et du V_{ds} . De manière à s'affranchir de cette chute de tension variable, la tension V_{ds} est directement appliquée sur la ligne de transmission côté drain. Ce changement n'affecte en rien les caractéristiques hyperfréquences.

Après ce descriptif sommaire, explicitons les principes de bases qui permettent au TEC d'être stable grâce à l'apport de ce réseau d'adaptation :

- La capacité C_1 doit être choisie de façon à présenter une impédance faible à 60 GHz.

- La ligne de transmission doit être optimisée, tant en longueur qu'en largeur, de manière à ne pas perturber l'impédance de la ligne microruban fixée à 75Ω et ceci entre 50 et 75 GHz. La longueur de cette ligne de transmission sera proche de $\lambda_g/4$ à 60 GHz pour ramener une faible conductance sur la ligne microruban.

- La résistance R assure une impédance de charge et de source (vue par le TEC) pour que le composant soit stable en basse fréquence.

- La capacité C_2 est une capacité de découplage, elle doit donc présenter une impédance faible même en basse fréquence.

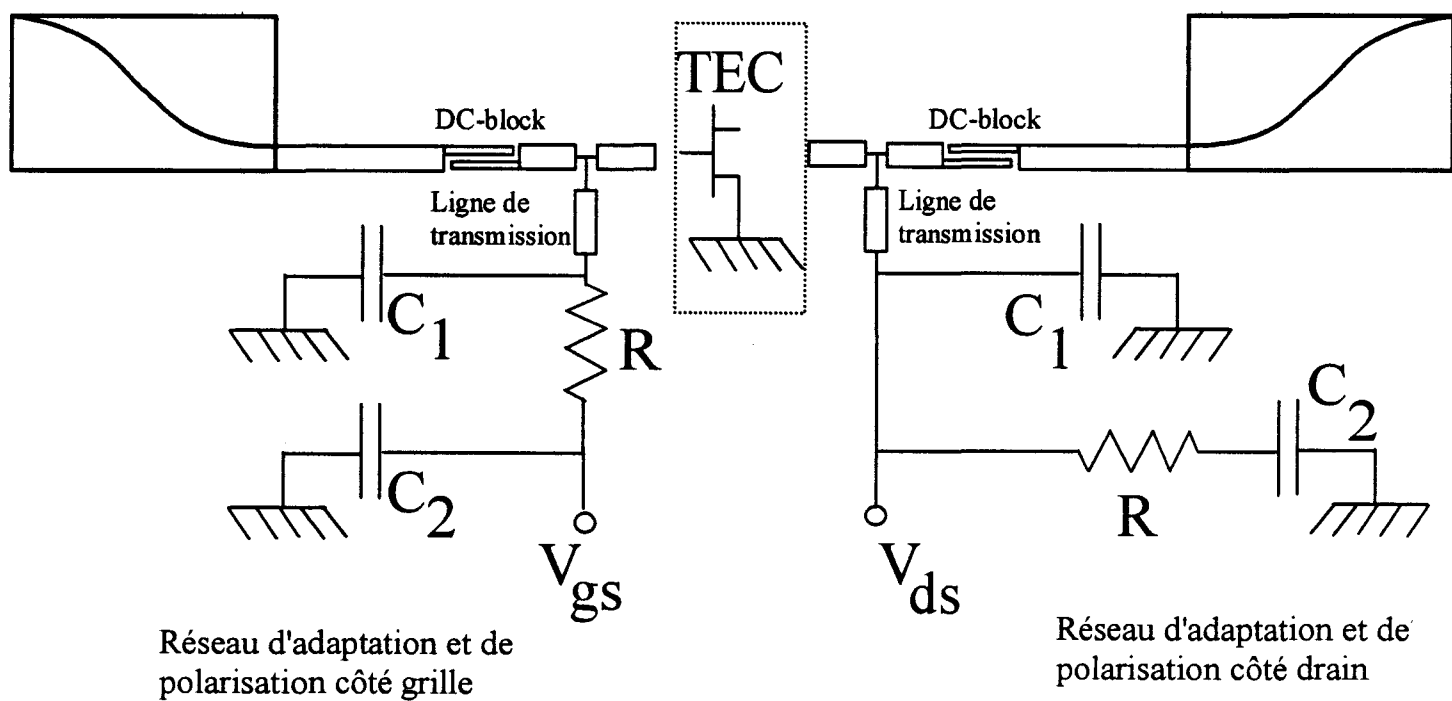


fig 83:Schéma synoptique d'un réseau d'adaptation et de polarisation.

Fonctionnement du réseau d'adaptation entre 50 et 75 GHz

L'impédance que présente la capacité C_1 étant faible (C_1 de l'ordre de 1pF) à 60 GHz, on ramène une impédance élevée sur la ligne microruban par l'intermédiaire de la ligne de transmission de longueur $\lambda_g/4$ à 60 GHz. Entre 50 et 75 GHz, tout se passe comme si le réseau d'adaptation n'intervenait pas. Celui-ci ne détériore pas les performances hyperfréquences de la cellule. Le TEC, quant à lui, est connecté à une ligne microruban d'impédance caractéristique égale à 75Ω (cf. début Chapitre II). Les imperfections résiduelles du réseau d'adaptation dans la bande 50 - 75 GHz pourront être pris en compte par étalonnage. On peut ainsi caractériser avec un maximum de précisions les paramètres $[S]$ du TEC en fonction des tensions V_{ds} et V_{gs} appliquées et de la fréquence.

Fonctionnement du réseau d'adaptation en dessous de la fréquence de coupure du guide rectangulaire

Le comportement du guide rectangulaire sous sa fréquence de coupure étant, rappelons-le, un élément inductif parallèle, l'association de ce dernier avec le "DC-Block", qui peut être considéré au premier ordre comme une capacité série, produit un comportement fortement réfléchif qui peut être apparenté à un circuit ouvert en basse fréquence. Le facteur de réflexion vu par le transistor évolue très vite avec la fréquence mais demeure fortement réfléchif jusqu'à la fréquence de coupure du guide rectangulaire. C'est le réseau d'adaptation qui assure la stabilité du TEC. En effet, même si le raisonnement est beaucoup plus complexe ici que précédemment, on peut dire que le réseau d'adaptation ramène une impédance qui évolue, certes avec la capacité C_1 et la ligne de transmission, mais qui demeure proche de la résistance R . Ainsi, sous la fréquence de la coupure du guide rectangulaire, tout se passe comme si le TEC était chargé par cette résistance. La stabilité de celui-ci est alors assurée.

Remarque : S'il n'existait pas de DC-Block, c'est le cas des sondes hyperfréquences étudiées E.M. Godshalk, l'inductance équivalente du guide sous coupure ramènerait un court circuit en basse fréquence et le réseau d'adaptation serait inefficace.

Afin de valider nos hypothèses, nous avons représenté figure 84a,84b l'évolution du facteur de réflexion théorique vue par le TEC (en entrée ou en sortie, le montage étant symétrique) dans deux bandes de fréquences (1-39 GHz) et (40-75 GHz). Nous avons représenté ces évolutions sur l'abaque de Smith avec la même échelle que celle représentant les zones d'instabilités (cf. figure 81a,81b,81c,81d).

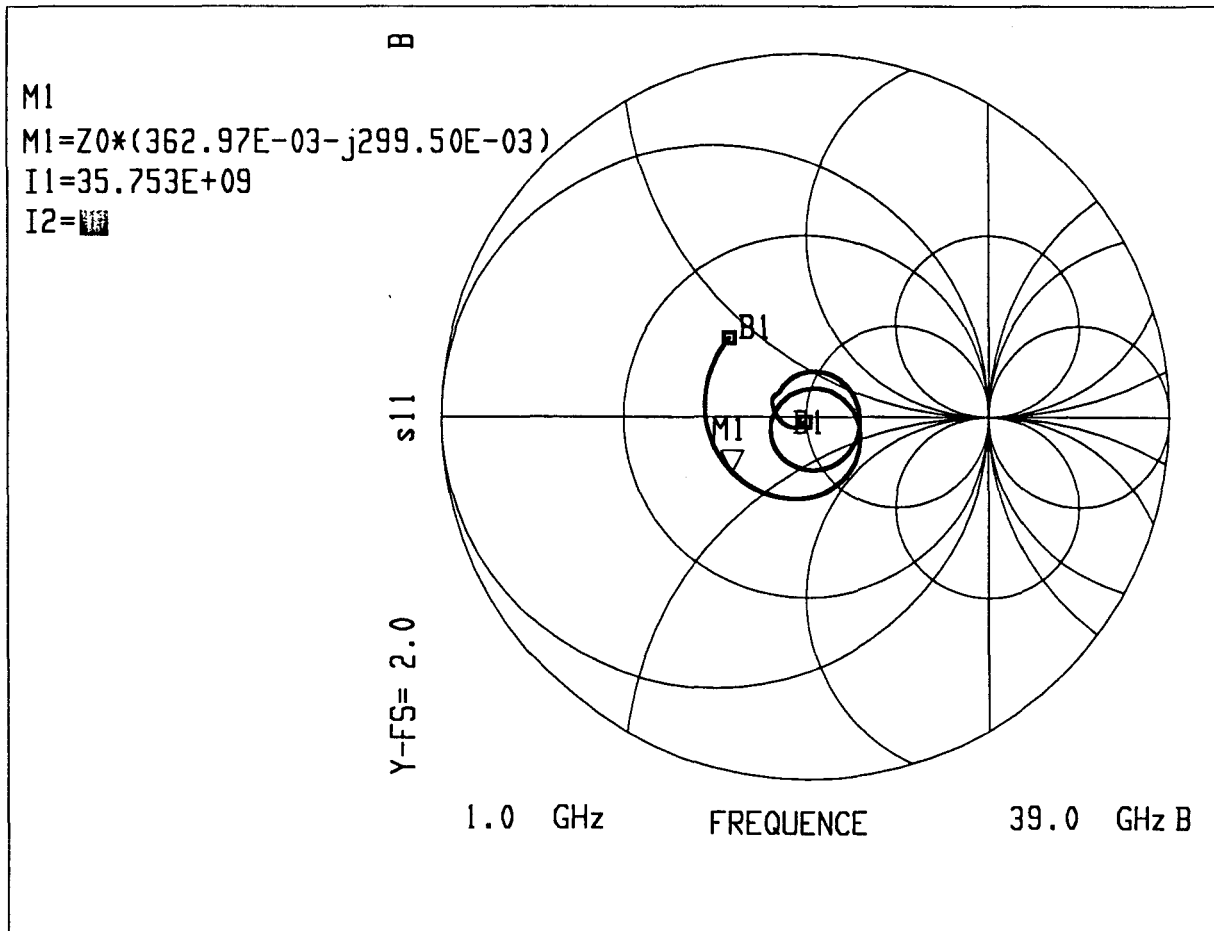


fig 84a: Evolution théorique du facteur de réflexion vue par le transistor entre 1 et 39 GHz.

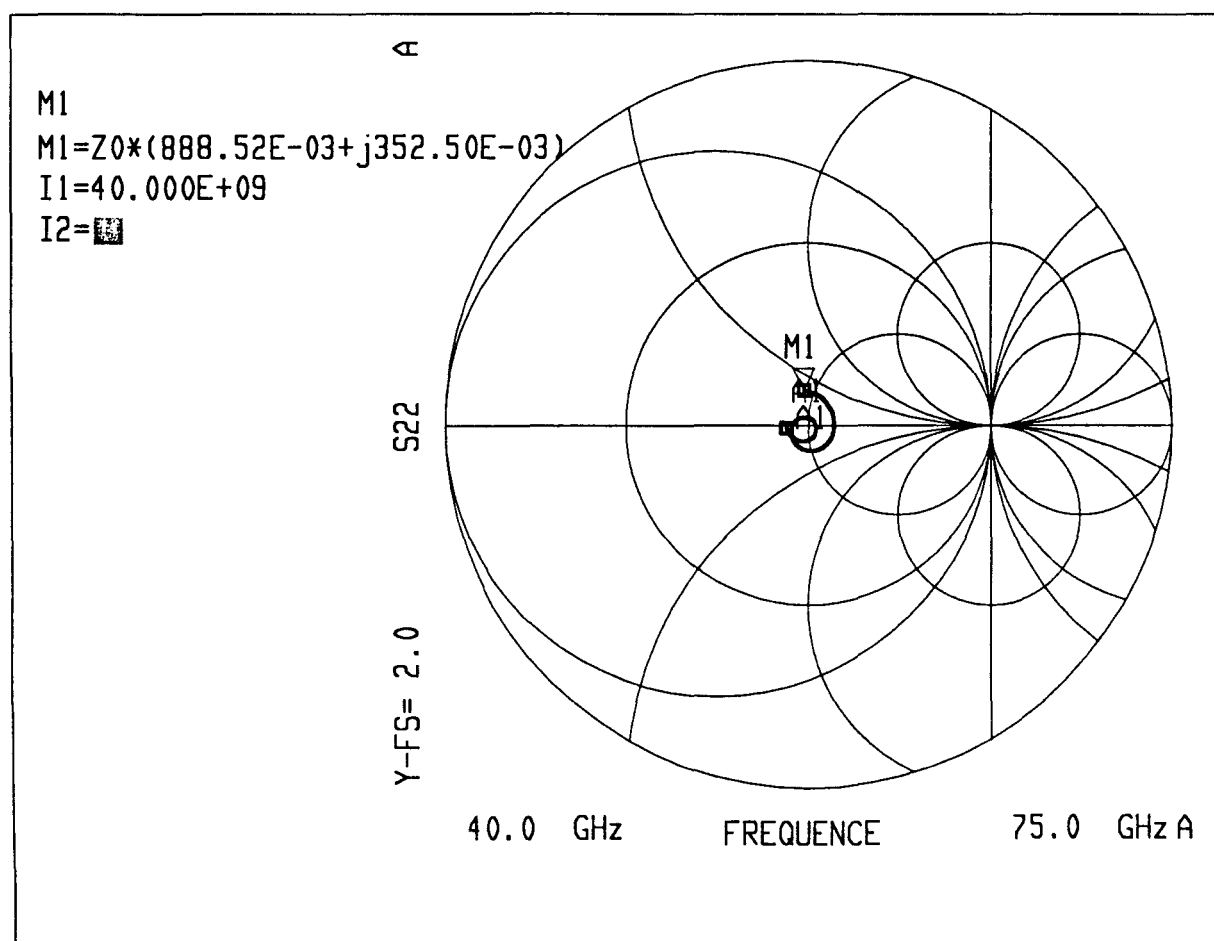


fig 84b: Evolution théorique du facteur de réflexion vue par le transistor entre 40 et 75 GHz.

Comme le montre la figure 84a, le facteur de réflexion correspond à une charge purement réelle (égale à R) à 1 GHz et évolue en fonction de la fréquence sans toutefois rencontrer un cercle d'instabilité. Il est toutefois bon de noter que les cercles d'instabilités calculés en plus basse fréquence peuvent englober ce facteur de réflexion.

Entre 40 et 75 GHz, le facteur de réflexion évolue très peu. Le TEC est chargé sur l'impédance caractéristique de la ligne microruban. Le réseau d'adaptation ne détériore pas les performances hyperfréquences de la cellule de mesure.

En effet, nous avons représenté figure 85a,85b, les évolutions du facteur de transmission $\text{dB}(S_{21})$ et du facteur de réflexion $\text{dB}(S_{22})$ d'une demie cellule de mesure avec et sans réseau d'adaptation et ceci entre 40 et 75 GHz. Sans le réseau d'adaptation, le facteur de transmission $\text{dB}(S_{21})$ est de l'ordre de -1,3 dB dans une large bande de fréquence (50-75 GHz). Le facteur de réflexion $\text{dB}(S_{22})$ est meilleur que -20 dB entre 55 et 74 GHz. Il est de l'ordre de -26 dB à 60 GHz. Avec le réseau d'adaptation, le facteur de transmission $\text{dB}(S_{21})$ est constant entre 50 et 75 GHz et a une valeur de l'ordre de -1,5 dB. Le facteur de réflexion $\text{dB}(S_{22})$, quant à lui, est meilleur que -17 dB entre 50 et 75 GHz. Il est de l'ordre de -23 dB à 60 GHz.

Aux vues de ces résultats, on peut admettre que le réseau d'adaptation ainsi conçu ne détériore pas, ou avec une très faible amplitude, les performances hyperfréquences de la cellule de mesure.

Ce réseau d'adaptation et de polarisation semble parfaitement convenir au double objectif qui était fixé, à savoir, d'une part une adaptation du TEC sous la fréquence de coupure du guide rectangulaire et, d'autre part l'apport d'un effet négligeable entre 50 et 75 GHz. Nous nous sommes inspirés de cette étude pour concevoir notre réseau d'adaptation à l'aide de composants hybrides (cf. Chapitre III) tout en ayant conscience des difficultés supplémentaires (effets parasites) liées aux contraintes de micro-électronique.

II.5.4. Les autres réseaux d'adaptations

Sans faire une étude exhaustive relative aux réseaux d'adaptations, il nous semble intéressant de préciser une autre alternative originale en matière de conception et de réalisation de réseau d'adaptation et de polarisation.

A cet effet, nous étudierons un cas particulier qui est en relation avec le notre puisse qu'il s'agit de la transition développée par S.M.J. Liu (cf. Chapitre I).

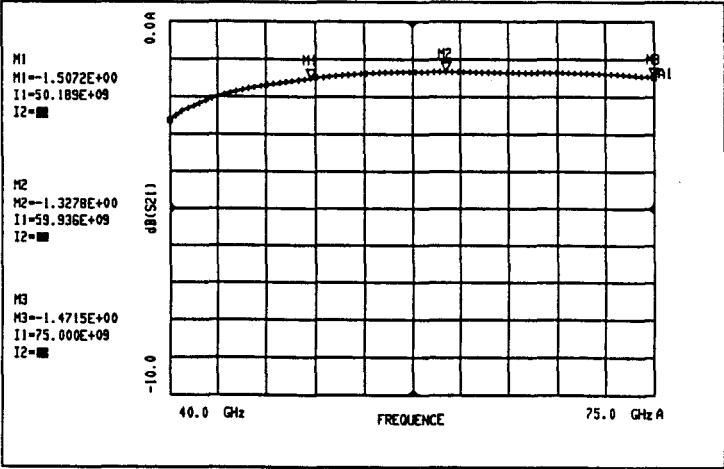
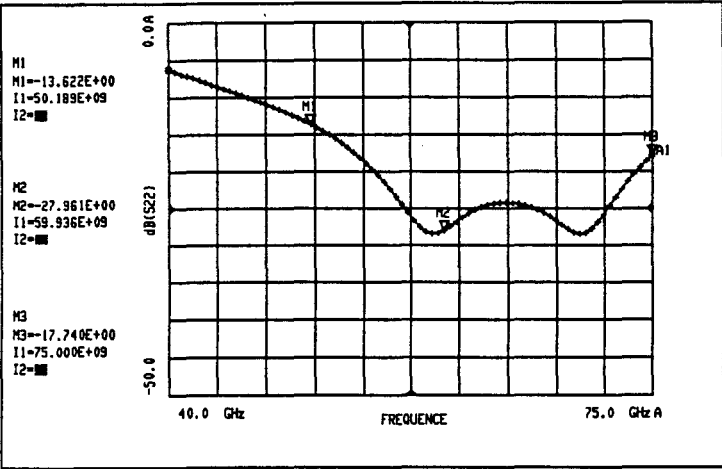


fig 85a:Evolution des facteurs de transmission et de réflexion théoriques, d'une demie-cellule sans réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

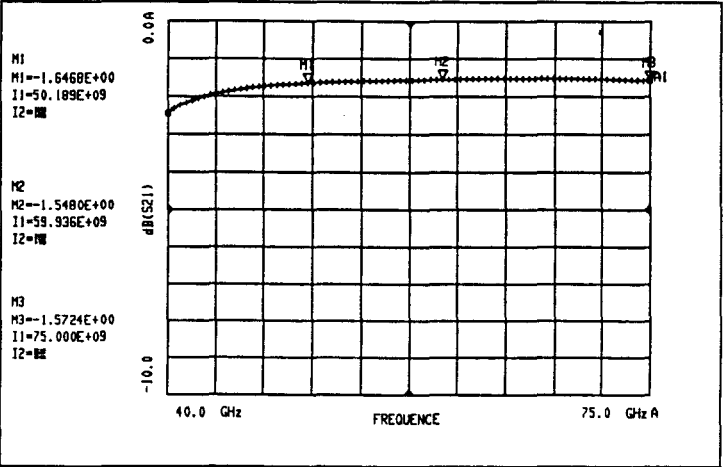
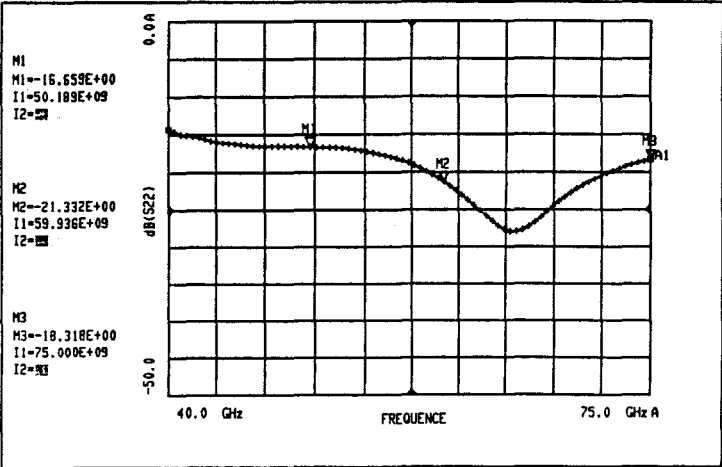


fig 85b:Evolution des facteurs de transmission et de réflexion théoriques, d'une demie-cellule avec réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

Le réseau d'adaptation et de polarisation développé par S.M.J. Liu (Sonde Picoprobe)

S.M.J. Liu a mis au point, rappelons-le (cf. Chapitre I), une transition entre un guide d'onde rectangulaire et une ligne coaxiale. Une vue d'ensemble des éléments constituant cette transition est représentée figure 86. Nous reconnaissons le guide d'onde rectangulaire WR10 (75-110 GHz). Le conducteur central du câble coaxial, qui joue le rôle de la sonde, plonge à l'intérieur du guide d'onde rectangulaire d'une distance D égale à 0,67 mm. La sonde est positionnée au dessus du court circuit d'une longueur L égale à 0,65 mm. Afin d'assurer l'adaptation du TEC sous la fréquence de coupure du guide d'onde rectangulaire WR10, qui est de 59 GHz pour le mode TE_{10} , S.M.J. Liu connecte une résistance R de 50 Ω à la sonde par l'intermédiaire d'un fil qui peut être assimilé à une inductance L . Une capacité C de 100pF assure le découplage. L'autre extrémité est reliée à un connecteur hyperfréquence 2,92 mm (fonctionnant jusqu'à 40 GHz). Sur ce dernier, on peut connecter un "Te" de polarisation externe (cf. figure 87). On polarise le composant à tester par l'intermédiaire de ce "Te" de polarisation.

Ainsi, sous la fréquence de coupure du guide d'onde rectangulaire, le TEC est chargé par l'ensemble formé par l'inductance L , la résistance R et le bias. Nous représentons figure 88a, l'évolution du facteur de réflexion $dB(S_{11})$, vue par le TEC, entre 40 MHz et 67 GHz sans "Te" de polarisation externe. Nous constatons, qu'aux environs de 40 MHz, le facteur de réflexion $dB(S_{11})$ est de l'ordre de -4 dB. Cette valeur relativement réfléctive peut rendre instable le TEC d'où une possibilité d'oscillations.

En plaçant une charge de 50 Ω (R_1) à la sortie du "Te" de polarisation, conformément à la figure 88, le facteur de réflexion $dB(S_{11})$, vu par le TEC, est bien meilleur en basse fréquence et doit permettre au TEC d'être stable. Nous représentons figure 88b, l'évolution du facteur de réflexion $dB(S_{11})$ entre 40 MHz et 67 GHz avec le "Te" de polarisation externe. On constate que le facteur de réflexion est meilleur que -10 dB jusqu'à une fréquence de l'ordre de 27 GHz. Au dessus de cette fréquence, le facteur de réflexion $dB(S_{11})$ est identique au cas précédent, c'est-à-dire, quand la résistance R_1 n'est pas connectée.

Ceci s'explique par le fait que le bias externe au dessus d'une certaine fréquence est court circuité par la capacité de découplage (100 pF), l'adaptation étant assurée par la résistance interne $R = 50 \Omega$. A partir de 59 GHz, le facteur de réflexion $dB(S_{11})$ redevient meilleur. En effet, à cette fréquence, le guide d'onde WR10 permet la propagation du mode TE_{10} .

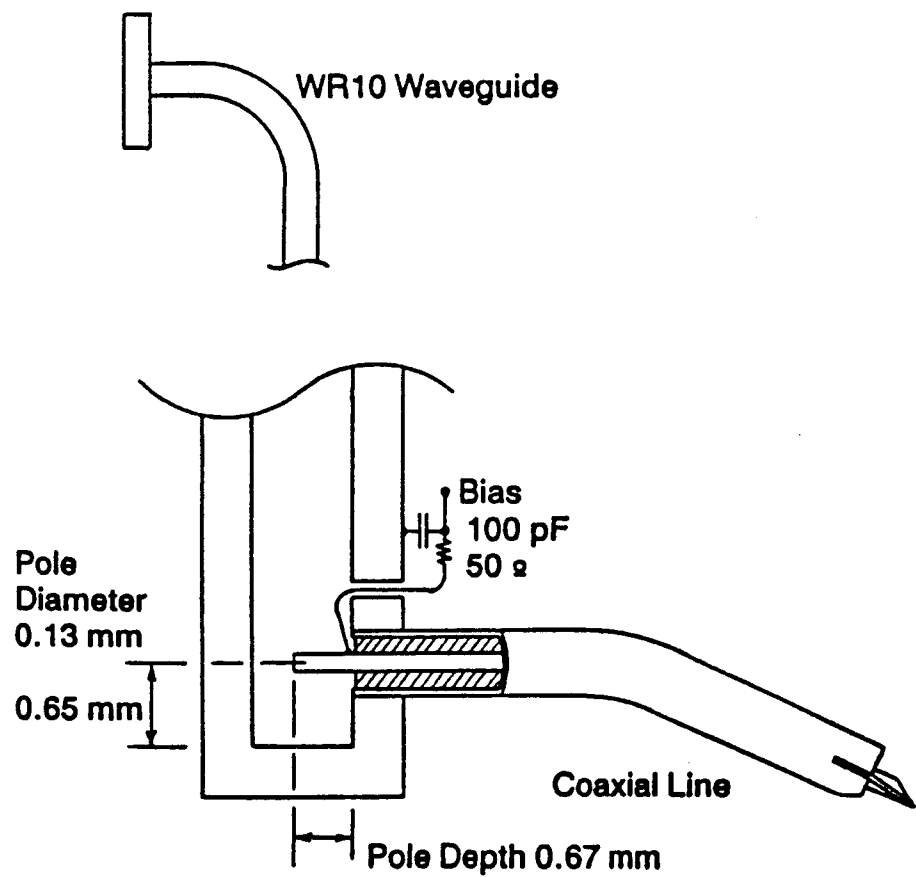


fig 86: Représentation de la transition guide rectangulaire-ligne coaxiale (d'après Liu).

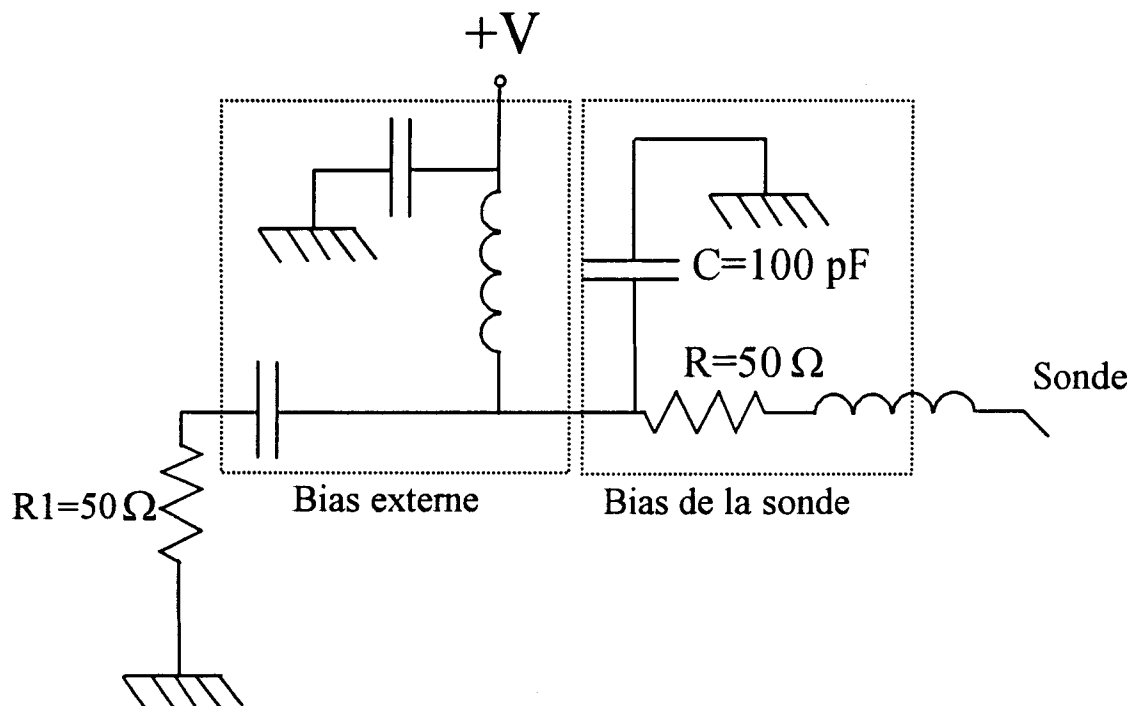


fig 87: Représentation du "Té" de polarisation externe permettant d'améliorer le facteur de réflexion vu par le transistor.

S11 FORWARD REFLECTION

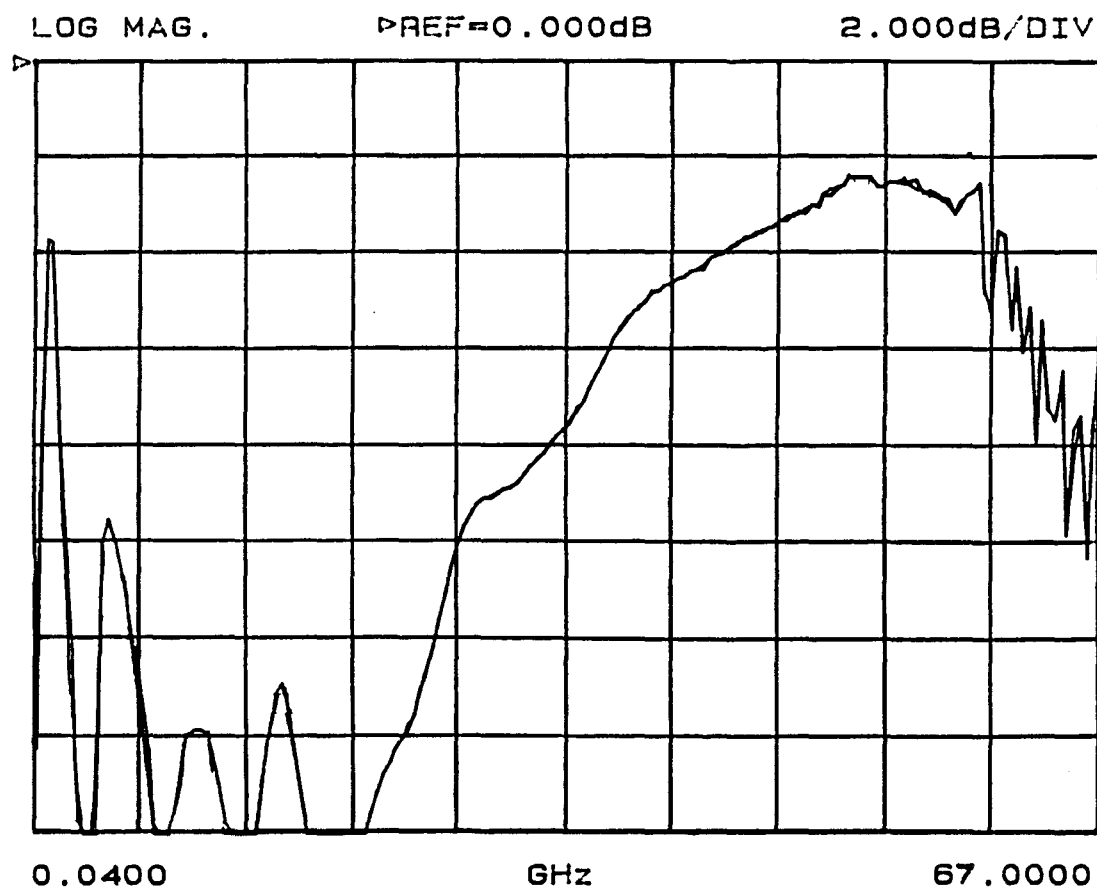


fig 88a: Evolution du facteur de réflexion vu par le transistor, sans "Té" de polarisation externe, entre 40 MHz et 67 GHz (d'après Liu).

S11 FORWARD REFLECTION

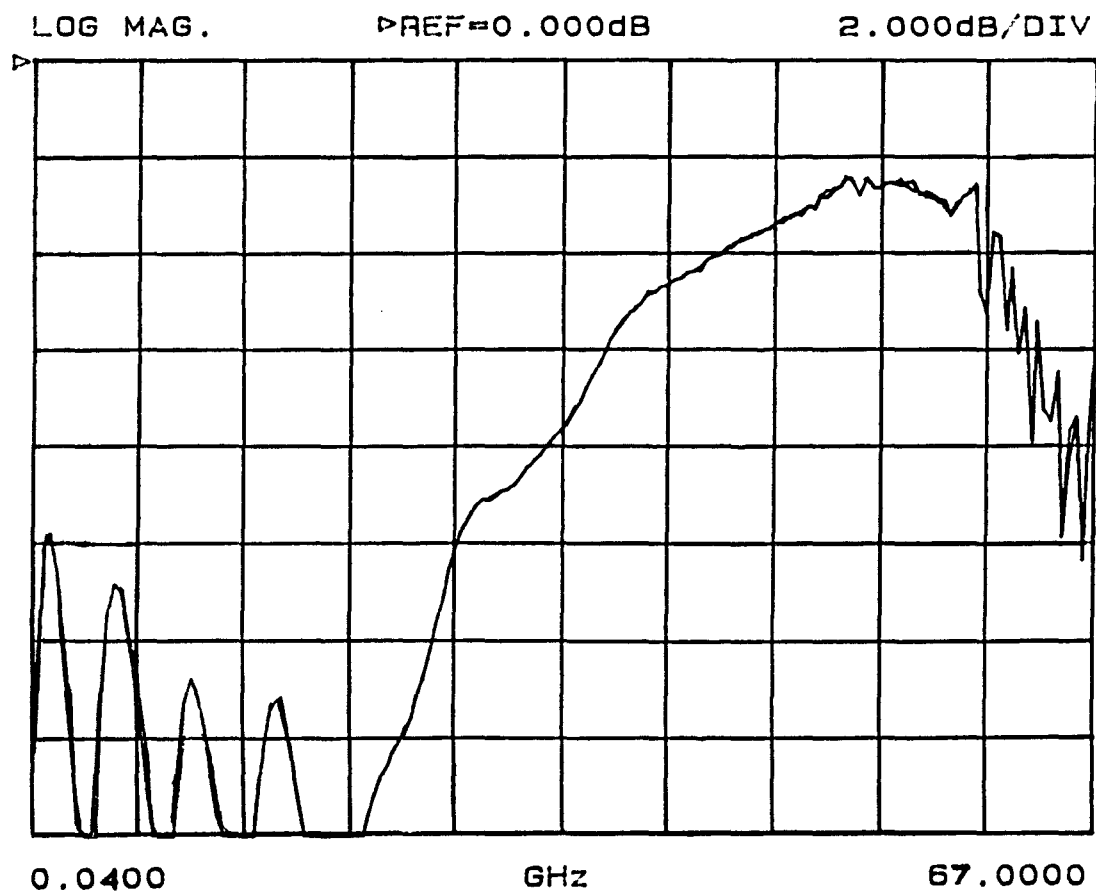


fig 88b: Evolution du facteur de réflexion vu par le transistor, avec "Té" de polarisation externe, entre 40 MHz et 67 GHz (d'après Liu).

Cette conception du réseau d'adaptation développée par S.M.J. Liu nous semble suffisamment originale pour être mentionnée dans notre étude. Ce réseau d'adaptation original permettant la connexion d'un "Te" de polarisation externe peut compléter le réseau que nous avons choisi afin de le rendre plus efficace en très basse fréquence.

CONCLUSION

Dans ce second chapitre, nous avons décrit en détail la mise en oeuvre de la transition guide rectangulaire-ligne microruban. Nous avons pu ainsi obtenir dans toute la bande V un facteur de transmission meilleur que -2dB et un facteur de réflexion meilleur que -20 dB. Ce résultat correspond à une ligne microruban de 2cm insérée entre deux demies transitions. Ce résultat fait partie d'un des meilleurs résultats publiés dans ce domaine.

D'autre part, un réseau d'adaptation et de polarisation a été étudié. Celui-ci doit permettre, à la fois, la polarisation du composant et son adaptation pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure du guide rectangulaire. Ce réseau d'adaptation est un élément majeur de la cellule; sans ce dispositif, la plupart des composants destinés aux applications millimétriques présentent des instabilités, d'où des risques d'oscillations.

BIBLIOGRAPHIE
CHAPITRE II

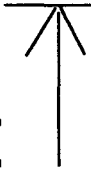
- [1] **A. NEZZARI**: "Mise en oeuvre de modèles électromagnétiques 2D et 3D utilisant la méthode des différences finies (FDTD) dans l'optique d'études d'éléments de circuits pour l'intégration monolithique millimétrique". Thèse de Doctorat, Lille I, Juin 1993.
- [2] **M. YU**: "Comparing coax launcher and wafer probe excitation for 10 mil conductor backed CPW with via holes and airbridges". IEEE MTT-S Digest, 1993.
- [3] **R. WILLIAMS** : "Modern GaAs processing method". Artech house, 1990.
- [4] **GARDIOL** : "Hyperfréquences". Vol. 13, 1987, Ed. Dunod.
- [5] **A. AMAIRI**: "Caractérisation en petit signal en puissance et en impédance des transistors à effet de champ millimétriques. Etude et réalisation d'un banc de "load-pull à charge active" 26.5 - 40 GHz". Thèse de Doctorat, Lille I, Septembre 1991.
- [6] **G. DAMBRINE** : "Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent". Thèse de Doctorat, Lille I, Juin 1992.
- [7] **H. HAPPY** : "HELENA : un logiciel convivial de simulation des composants à effet de champ". Thèse de Doctorat, Lille I, Juin 1992.
- [8] **G.D. VENDELIN**: "Design of amplifiers and oscillators by the S-parameter method". John Wiley & Sons, 1982.

ANNEXES CHAPITRE II

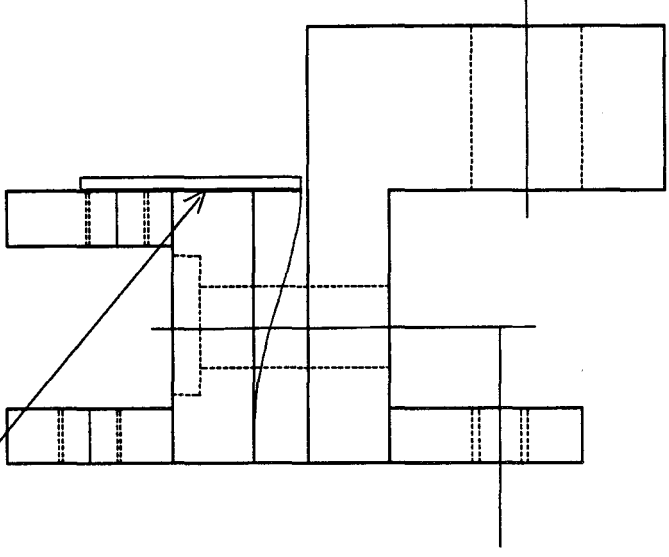
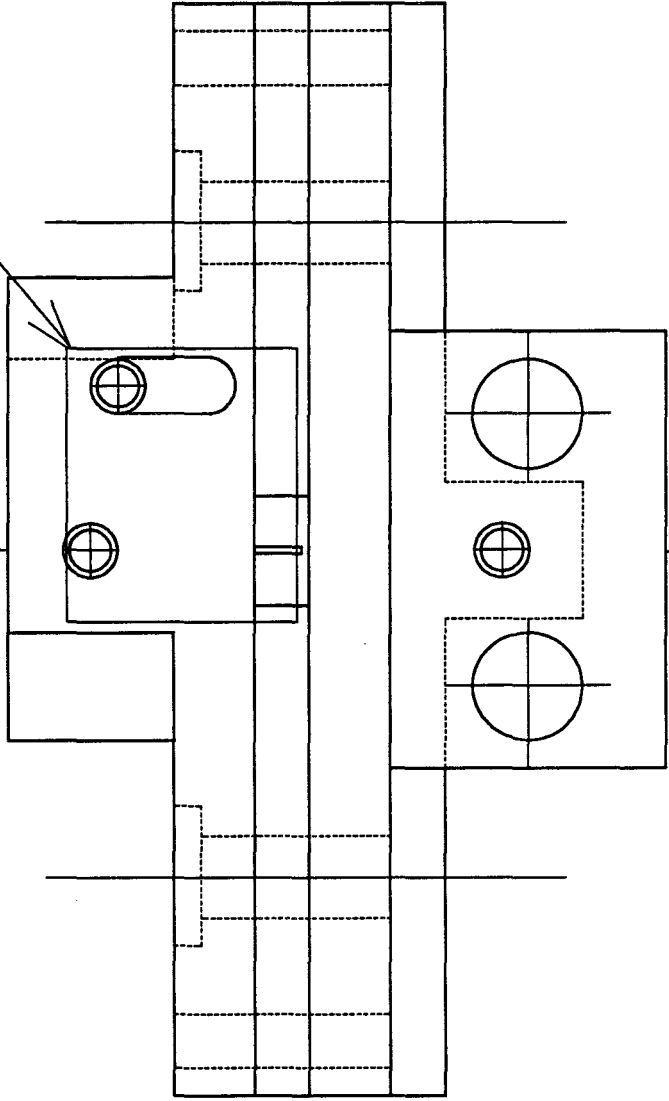
- 1) Plan mécanique de la cellule de mesure**
- 2) Commentaires sur les substrats diélectriques**

Annexe 1
Plan mécanique de la cellule de mesure

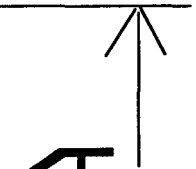
A



Fine lame metallique
coulissante

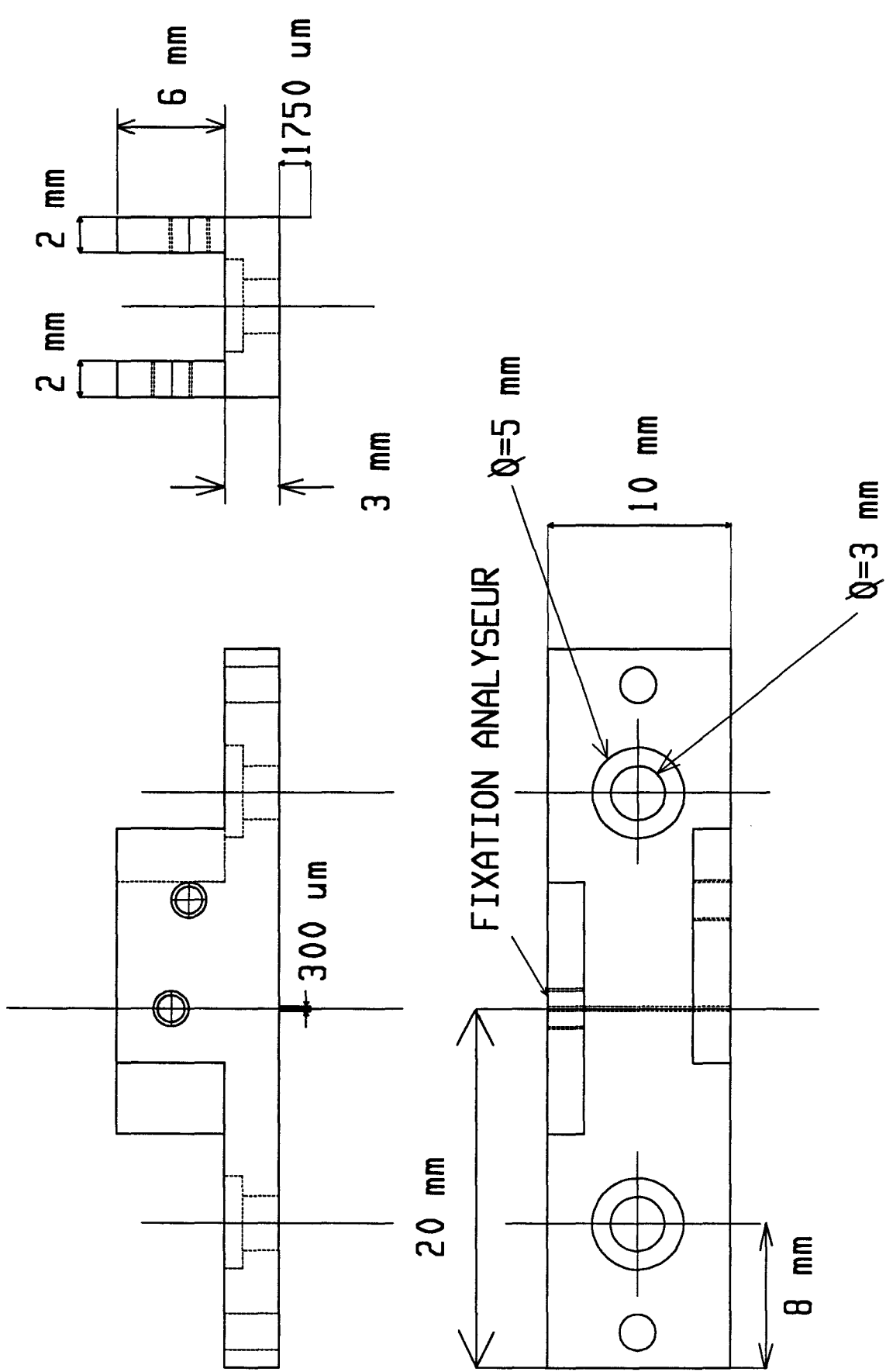


A



COUPE-AA

PARTIE SUPERIEURE



PARTIE INFÉRIEURE

PIGE DE CENTRAGE

$\varnothing = 3 \text{ mm}$

1.9 mm

3.8 mm

16 mm

FIXATION ANALYSEUR

6 mm

FIXATION DES DEUX
BOITIERS $\varnothing = 4 \text{ mm}$

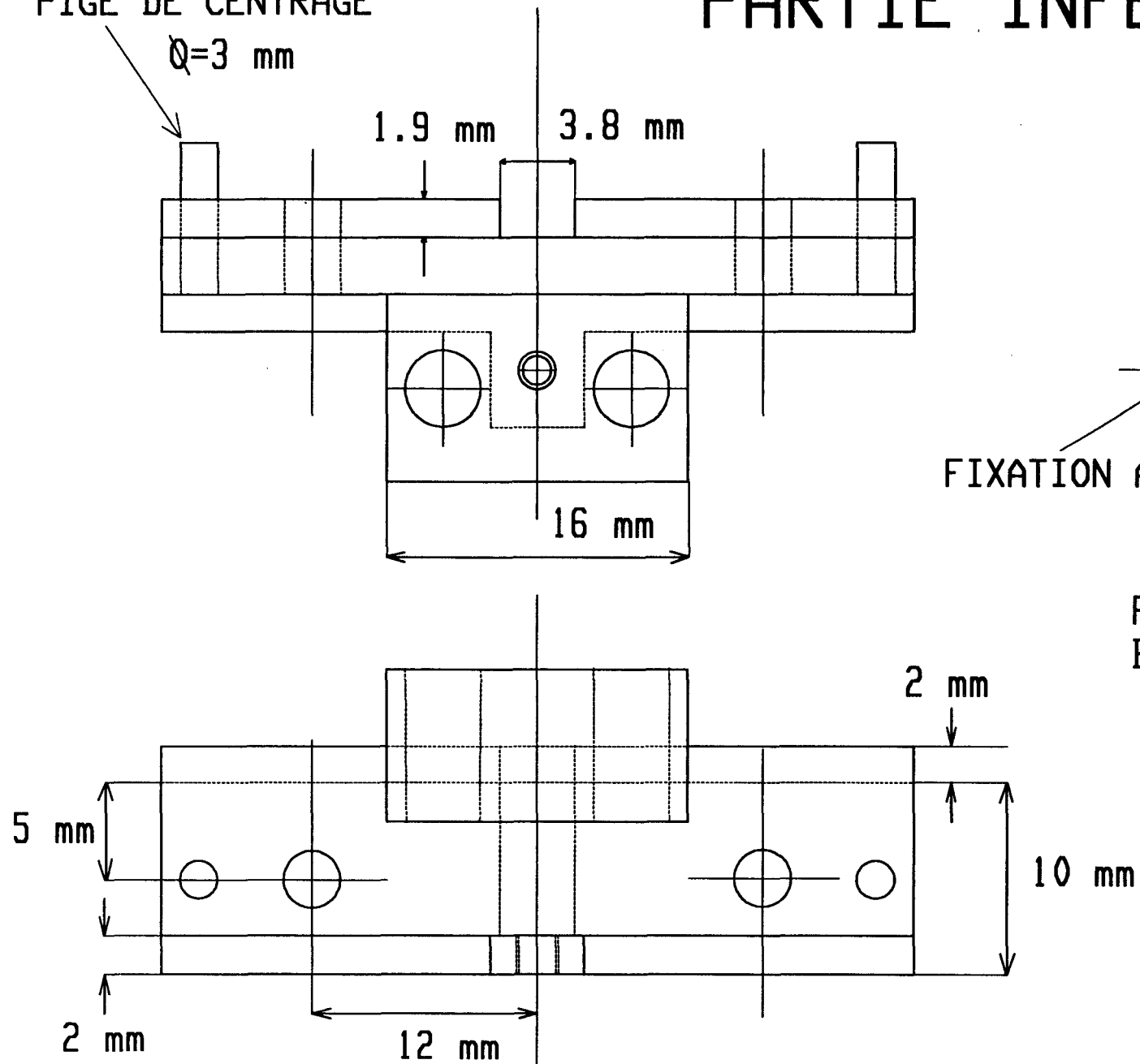
2 mm

10 mm

5 mm

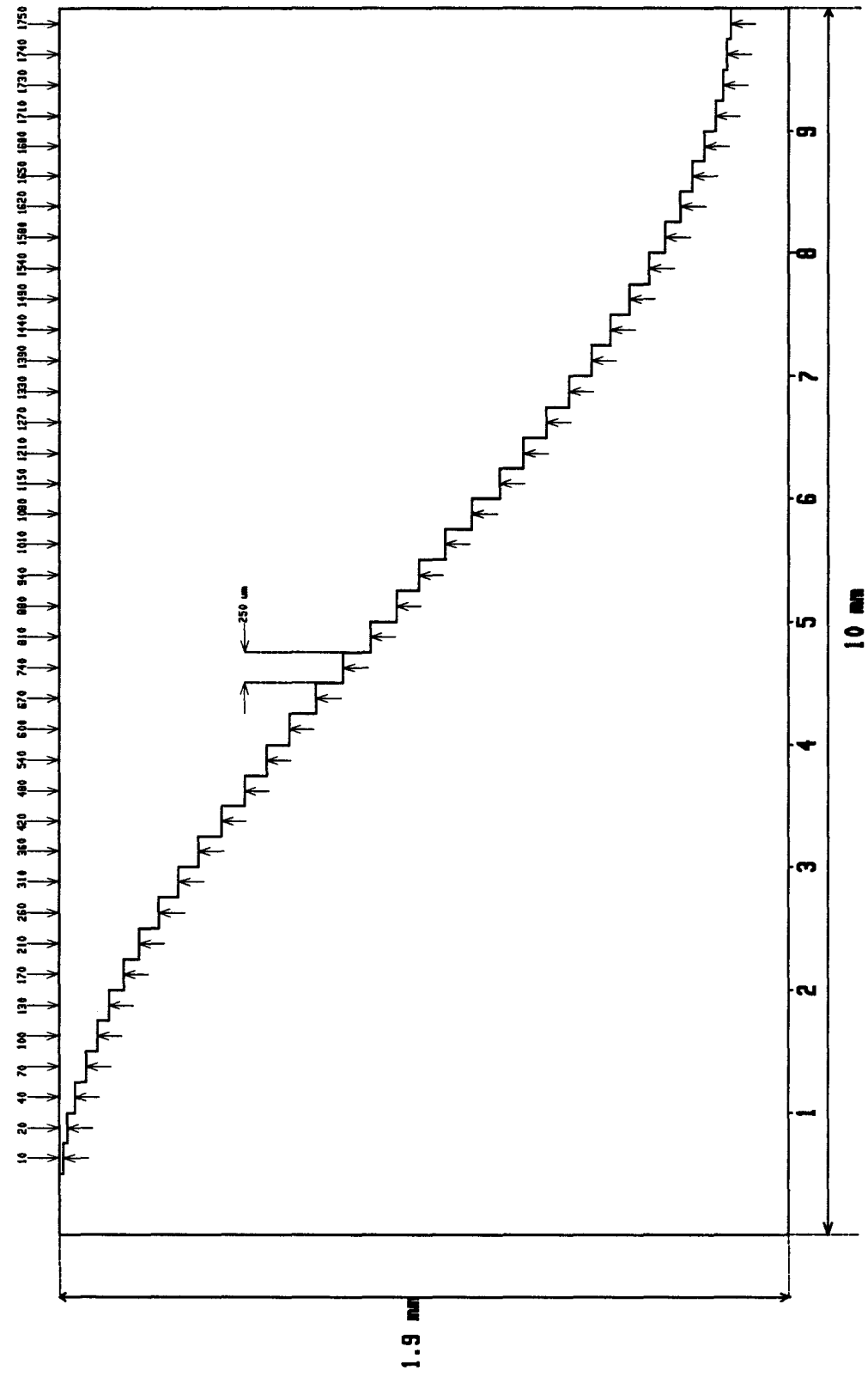
2 mm

12 mm



PROFIL DU GUIDE RIDGE

← CES DISTANCES
SONT EN MICRON



Annexe 2

Commentaires sur les substrats diélectriques

Avant Propos

Le substrat diélectrique assure le support mécanique de la structure de propagation. C'est sur ce dernier que l'on viendra déposer des lignes de transmissions métalliques.

On caractérise souvent le substrat diélectrique par ces performances électriques et mécaniques. D'un point de vue électrique, on s'intéresse principalement aux pertes diélectriques. Celles-ci sont données par le facteur de perte : $\tan \delta$. Elles doivent être les plus faibles possible pour assurer la réalisation d'un circuit de haute performance hyperfréquence. On définit également un paramètre important : la permittivité relative ϵ_r . Elle varie suivant les substrats communément utilisés de 2,2 pour le Téflon, à 12,9 pour l'AsGa. Cette caractéristique détermine les dimensions du circuit. En effet, plus la permittivité relative est importante, plus les lignes de transmission composant le circuit seront petites. D'un point de vue mécanique, le substrat doit présenter un certain nombre de propriétés qui sont parfois incompatibles les unes envers les autres. Par exemple, on exige souvent d'un substrat qu'il soit mécaniquement résistant, mais l'on souhaite en parallèle qu'il soit facile à découper et non cassant. C'est le cas de l'alumine, matériau très dur, donc très cassant. La réalisation de "via-hole" sur ce matériau doit s'effectuer à l'aide de laser ou de machines d'usinage ultrasoniques. D'autre part, la découpe n'est pas aisée, il faut un matériel adéquat. Un autre exemple est celui qui concerne la stabilité de forme ainsi que la dilatation du substrat à des températures importantes. On souhaiterait une dilatation thermique du substrat aussi faible que possible ou du même ordre de grandeur que le support sur lequel il est collé. Ceci n'est possible, en général, que pour des substrats à fortes permittivité relative. Si, pour des raisons diverses, on désire travailler sur des substrats à faible ϵ_r (Téflon, Duroïd), on se voit contraint d'admettre de fortes dilatations thermiques qui peuvent être préjudiciables au circuit.

Ces deux exemples sont des cas typiques d'exigences contradictoires. Ils montrent bien le dilemme qu'engendre le choix du substrat. Nous joignons, ci-après, un tableau regroupant les substrats les plus communément utilisés avec leurs propriétés électriques et mécaniques.

Matériau	ϵ_r	$\tan \delta$ à 10 GHz	conductivité thermique (W/cm K)	dilatation thermique (10 ⁻⁶ /K)	variation thermique de ϵ_r (10 ⁻⁶ /K)	type *	remarques
Alumine Al ₂ O ₃ 99,5 %	9,8	0,0001	0,37	6,3	+ 136	IN	
Alumine Al ₂ O ₃ 96 %	9,4	0,001	0,37	6,4	—	IN	
Saphir	9,4 11,6	0,0001	0,42	6	+ 110, + 140	IN	anisotrope
Oxyde de Beryllium BeO 98 %	6,3	0,006	2,1	6,1	+ 107	IN	poudre toxique
Rutile TiO ₂	85	0,004	0,05	7,5	— 575	IN	
GaAs semi-isolant	12,9	0,002	0,46	5,7	—	SC	
Silicium (10 ⁻³ Ω cm)	11,9	0,015	1,45	4,2	—	SC	
Ferrite	9, — 16	0,001	—	—	—	FE	100-500° C point de Curie
PTFE (Teflon™)	2,1	0,0003	0,002	106	+ 350	S	
RT/Duroïd 5870	2,33	0,0012	0,0026	16 à 100	—	S	PTFE + fibre de verre
RT/Duroïd 6006	6,0	0,001	—		—	S	
RT/Duroïd 6010.5	10,5	0,0015	0,004		+ 370	S	

Type *: IN=inorganique (céramique)

SC=semiconducteur

FE=ferromagnétique

S=synthétique

CHAPITRE III

INTRODUCTION

Pour faire suite au deux premiers Chapitres qui concernaient, d'une part, l'étude des différentes transitions (Chapitre I) et, d'autre part, la mise en oeuvre pratique d'une de ces transitions permettant la caractérisation d'éléments passifs ou actifs en bande V (50-75 GHz) (Chapitre II), ce Chapitre présentera, dans sa plus grande majorité, des résultats expérimentaux. Ceux-ci pourront se décomposer en deux grandes catégories intimement liées à savoir, des caractérisations d'éléments passifs (résistances et capacités) et des caractérisations d'éléments actifs (TEC, amplificateur intégré) avec mise en évidence des phénomènes d'oscillations de ces derniers lorsque le réseau d'adaptation est inexistant. Par la suite, nous présenterons également d'autres utilisations potentielles de la cellule de mesure.

III.1. MISE EN EVIDENCE DES PHENOMENES D'OSCILLATIONS D'UN TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

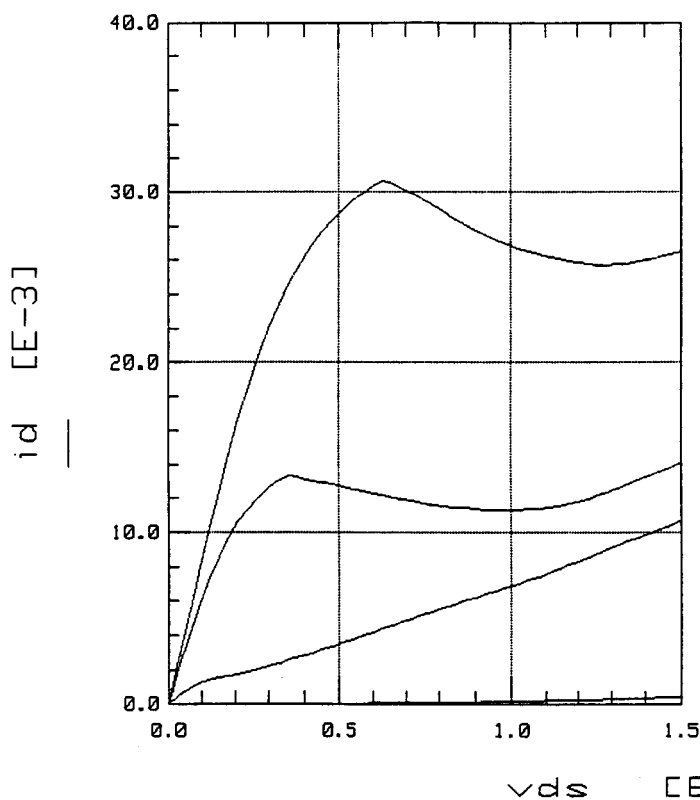
Après l'étude menée au Chapitre II.5, qui concernait la conception du réseau d'adaptation et de polarisation du composant actif, nous mettons ici en évidence, et de manière pratique, les phénomènes d'oscillations d'un transistor dans une cellule guide rectangulaire ridgé - ligne microruban, en l'absence du réseau d'adaptation. Ces phénomènes sont provoqués, rappelons-le, par une forte désadaptation en entrée ou/et en sortie du TEC entraînant une instabilité du composant.

Nous présentons figure 89a, 89b deux caractéristiques statiques ($I_d = \text{fonction}(V_{ds})$). Celles-ci correspondent respectivement à un TEC $0,2 \times 50 \mu\text{m}^2$ de type HEMT pseudomorphique monté dans la cellule de mesure sans réseau d'adaptation et avec réseau d'adaptation. Dans la cellule de mesure "sans réseau d'adaptation", la polarisation est effectuée en plaçant un fil de thermo-compression entre la connexion DC (By-Pass) et la ligne microruban.

Sur la figure 89a, nous observons le courant de drain (I_d) en fonction de la tension drain-source (V_{ds}) pour différentes tensions grille-source (V_{gs}). Cette caractéristique est typique d'une oscillation. En effet, nous devrions observer une évolution croissante du courant de drain (I_d) avec la tension drain-source (V_{ds}) appliquée. Ce n'est pas le cas ; le courant chute pour une tension V_{ds} de l'ordre de 0,6 V (nous nous plaçons à $V_{gs} = 0,5 \text{ V}$). A titre de comparaison, nous présentons figure 89b les caractéristiques statiques $I_d = \text{fonction}(V_{ds})$ du même transistor placé dans la même cellule que précédemment, mais avec un réseau d'adaptation appropriée. Nous pouvons constater qu'il n'y a pas d'oscillation.

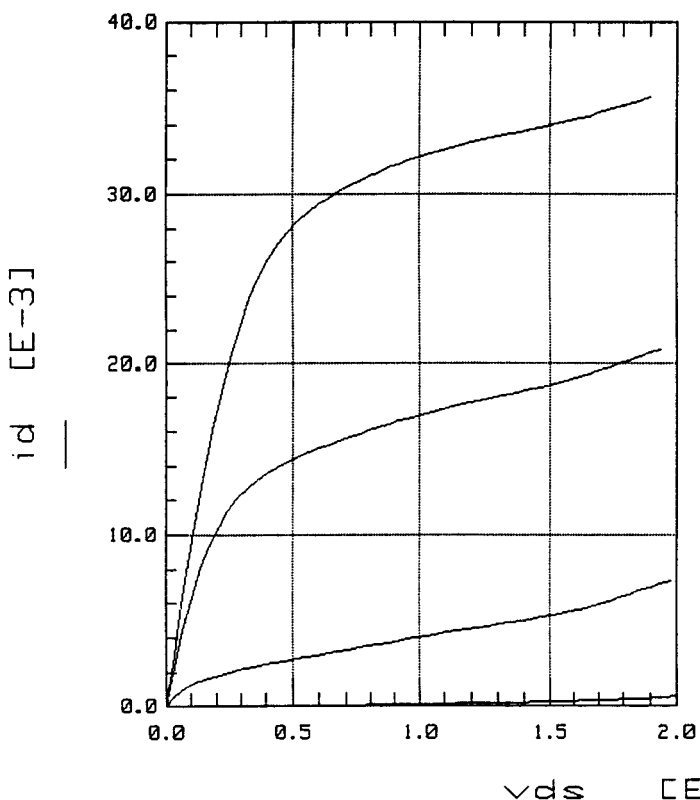
De même, nous présentons figure 90a, 90b l'évolution de la transconductance g_m en fonction de la tension V_{gs} appliquée. La figure 90a est la représentation typique d'une oscillation. Les caractéristiques statiques des figures 89b et 90b suivent des évolutions conventionnelles.

Afin de mettre en évidence la présence d'une oscillation d'un point de vue expérimental, nous avons imaginé un montage permettant de détecter celle-ci. Nous avons placé un cornet, relié à un analyseur de spectre, au dessus du composant. Celui-ci étant placé dans la cellule sans réseau d'adaptation. De cette manière, nous avons pu détecter la présence d'un phénomène d'oscillation.



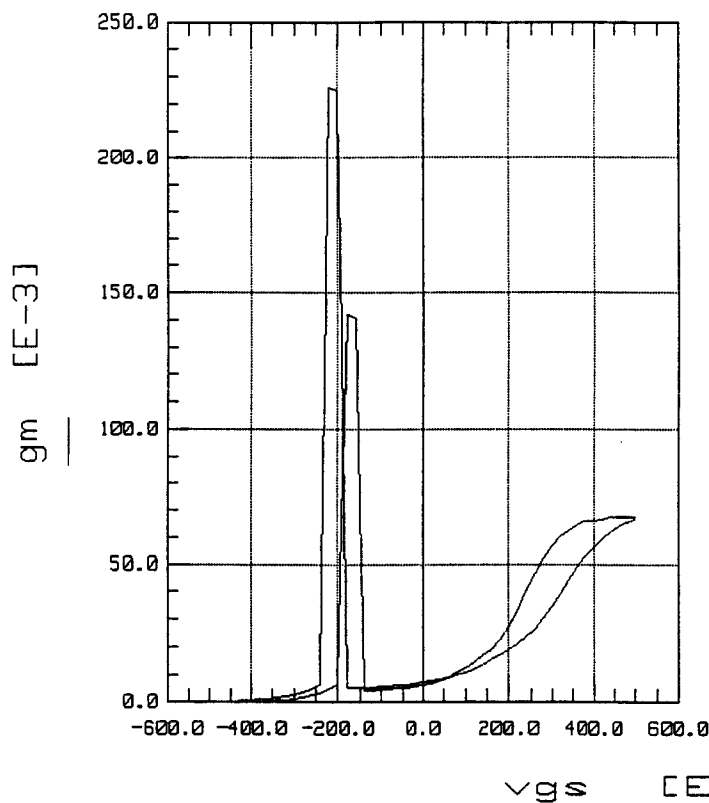
IEMN-CHS
CENTRALE de CARACTERISATION
Date: 21/10/1993
ECHANTILLON: TOUTATIS
Surface : 2*50*.1 μm^2
Destinataire: JF KRUCK
Parametres Mesures DC en Volts:
Vgs min= -.5V Vgs max= .5V
Step Vgs = .25 V
Vds max = 1.5 V
Gm trace pour Vds = 1.0V et 1.5V
commentaire :

fig 89a: Evolution du courant I_d , du T.E.C monté dans la cellule sans réseau d'adaptation, en fonction de la tension drain-source appliquée, pour différentes tensions grille-source.



IEMN-CHS
CENTRALE de CARACTERISATION
Date: 23/09/1993
ECHANTILLON: TOUTATIS
Surface : 2*50*.1 μm^2
Destinataire: JF KRUCK
Parametres Mesures DC en Volts:
Vgs min= -0.5V Vgs max= .5V
Step Vgs = .25 V
Vds max = 2 V
Gm trace pour Vds = 1V et 1.5V
commentaire :

fig 89b: Evolution du courant I_d , du T.E.C monté dans la cellule avec réseau d'adaptation, en fonction de la tension drain-source appliquée, pour différentes tensions grille-source.



IEMN-CHS
CENTRALE de CARACTERISATION
Date: 21/10/1993
ECHANTILLON: TOUTATIS
Surface : 2*50*.1 μm^2
Destinataire: JF KRUCK

Parametres Mesures DC en Volts:

Vgs min= -.5V Vgs max= .5V

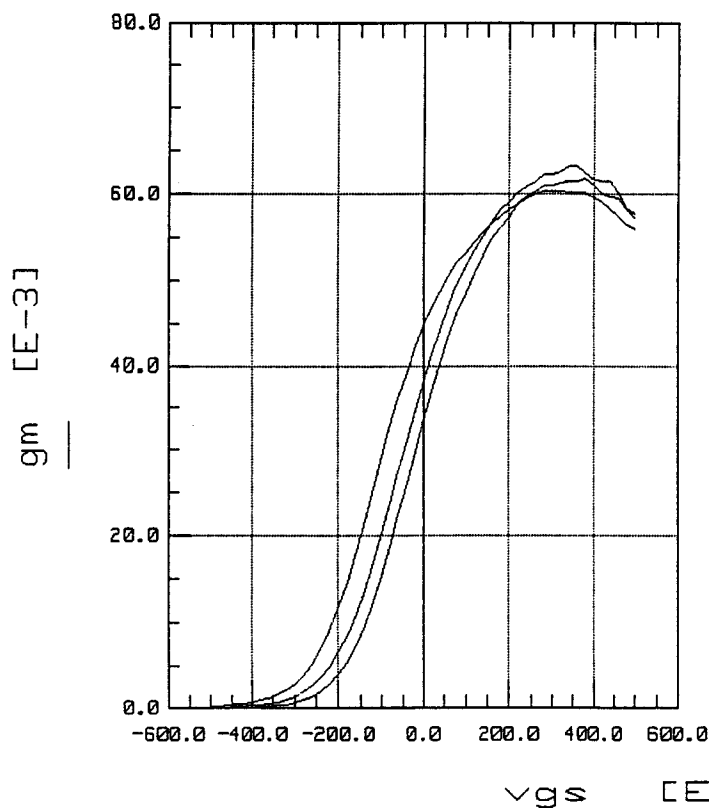
Step Vgs = .25 V

Vds max = 1.5 V

Gm trace pour Vds = 1.0V et 1.5V

commentaire :

fig 90a: Evolution de la transconductance g_m , du T.E.C monté dans la cellule sans réseau d'adaptation, en fonction de la tension grille-source appliquée, pour différentes tensions drain-source.



IEMN-CHS
CENTRALE de CARACTERISATION
Date: 23/09/1993
ECHANTILLON: TOUTATIS
Surface : 2*50*.1 μm^2
Destinataire: JF KRUCK

Parametres Mesures DC en Volts:

Vgs min= -0.5V Vgs max= .5V

Step Vgs = .25 V

Vds max = 2 V

Gm trace pour Vds = 1V et 1.5V et 2V

commentaire :

fig 90b: Evolution de la transconductance g_m , du T.E.C monté dans la cellule avec réseau d'adaptation, en fonction de la tension grille-source appliquée, pour différentes tensions drain-source.

Nous présentons figure 91, le spectre correspondant à l'expérience précédente. Nous pouvons observer une oscillation située à environ 10 GHz. L'amplitude indiquée de - 46 dBm n'est pas la valeur réelle de l'oscillation. En effet, nous avons placé le cornet à une certaine distance du composant. Quoi qu'il en soit, on constate clairement que cette oscillation possède une amplitude importante vis-à-vis du plancher du bruit.

Remarque : Le cornet utilisé possède une bande passante limitée (8-12 GHz). Dans cette bande de fréquence, nous n'avons détecté que cette raie. Nous ne pouvons pas affirmer, avec certitude, qu'il n'en existe pas dans d'autres bandes de fréquences et notamment en dessous de 8 GHz. Cette réflexion nous vient du fait que le composant est d'autant plus instable en basse fréquence.

Conclusion

Cette étude nous a permis, en particulier, de comprendre les raisons pour lesquelles on ne retrouvait pas toujours les paramètres "attendus" d'un point de vue théorique (paramètres [S], gain,...) lors de caractérisations de TEC en bande V.

Nous insistons ici sur le fait qu'une oscillation, qui s'effectue dans une autre bande de fréquence que celle où l'on caractérise le TEC, a des conséquences sur les performances hyperfréquences du composant.

Avant de caractériser un TEC en hyperfréquence, il nous semble souhaitable de vérifier que celui-ci n'oscille pas. Par conséquent, un relevé des caractéristiques statiques ($I_d = \text{fonction}(V_{ds}, V_{gs})$) du composant dans la cellule doit être effectué.

Remarque concernant l'emploi des pointes hyperfréquences en bande V :

Nous disposons au sein du laboratoire de sondes (ou pointes) hyperfréquences, permettant la caractérisation d'éléments actifs ou passifs en bande V. Ces pointes ont été mises au point par E.M. Godshalk (cf. Chapitre I : "Transition guide rectangulaire ridgé - ligne coplanaire"). L'arrivée et l'utilisation de ces pointes, au sein du laboratoire, s'est faite en Février 1994. A cette date, notre cellule de mesure était au point, ce qui nous a permis d'effectuer un grand nombre de caractérisations. Néanmoins, comme nous le verrons par la suite, nous avons utilisé ces pointes afin de comparer les résultats avec ceux obtenus dans la cellule de mesure.

Il nous est arrivé, à plusieurs reprises, de voir que le composant oscillait quand les pointes hyperfréquences lui étaient appliquées. Ces phénomènes d'oscillations apparaissent essentiellement dans le cas de composants hautement performants.

Nous apportons ici une hypothèse qui permet de comprendre ce phénomène. Celle-ci est la suivante :

E.M. Godshalk, dans sa mise au point des sondes, n'a pas prévu de réseau d'adaptation nécessaire à la stabilité du TEC. Les pertes d'insertions d'une pointe sont, rappelons-le, d'environ 4 dB dans la bande V. Dans le cas d'un TEC moyennement performant, ces pertes d'insertions peuvent suffire à rendre stable le composant. Ce n'est pas toujours le cas des composants destinés aux applications millimétriques.

Cette remarque générale est adressée aux utilisateurs de ce type de sonde hyperfréquence. Nous conseillons à ces utilisateurs de vérifier que le composant n'oscille pas (par une mesure $I_D = f(V_{ds}, V_{gs})$ statique) avant de caractériser celui-ci en bande V.

III.2 REALISATION DU RESEAU D'ADAPTATION À L'AIDE DE COMPOSANTS HYBRIDES

Afin d'éviter les phénomènes d'oscillations décrits précédemment, nous nous sommes inspirés, de l'étude décrite au Chapitre II pour concevoir le réseau d'adaptation, de la cellule de mesure, à l'aide de composants hybrides. Pour rappel, contrairement à l'étude du Chapitre II, le réseau d'adaptation ne peut être intégré à cause de la nature du substrat en Téflon. Ainsi, nous avons réalisé pratiquement le réseau d'adaptation illustré figure 83 (Chapitre II), avec toutefois quelques variantes, à l'aide de composants hybrides. Par exemple, la ligne de transmission de longueur $\lambda_g/4$, permettant de ramener une impédance élevée sur la ligne microruban, a été remplacée par une inductance L. Nous présentons, figure 92, le schéma synoptique du montage que nous avons réalisé concrètement. La valeur de l'inductance L a été optimisée à l'aide du logiciel MDS. Celle-ci est de l'ordre de 2 nH. La résistance R a été réalisée sur un substrat diélectrique d'Arséniure de Gallium (AsGa). La capacité C_2 est une capacité "chip" disponible dans le commerce.

Nous présentons figure 93, les paramètres $[S_{ij}]$ de la cellule de mesure, en montage "Thru", avec le réseau d'adaptation. Nous constatons immédiatement la présence d'une perturbation aux environs de 70 GHz.

Les facteurs de transmission sont de l'ordre de -13 dB à 70 GHz alors qu'ils sont de l'ordre de -3 dB dans le reste de la bande. Les facteurs de réflexion sont de l'ordre de -7 dB à 70 GHz, alors qu'ils sont meilleurs que -15 dB dans le reste de la bande. Hormis ce phénomène de résonance à 70 GHz, les résultats dans le reste de la bande de fréquence sont conformes à la simulation menée au Chapitre II (cf. figure 85b).

A ce stade, il nous est apparu opportun de ne plus considérer les éléments intervenants dans le réseau d'adaptation (R, C_2) comme idéaux. En effet, la présence de la perturbation décrite précédemment ne pouvait s'expliquer que par l'apport d'éléments parasites qui n'ont pas été pris en compte lors de la simulation. Nous avons donc décidé de mener des caractérisations rigoureuses des éléments hybrides constituant le réseau d'adaptation. Celles-ci pourront nous permettre d'effectuer des rétro-simulations susceptibles d'expliquer ces perturbations.

III.2.1. Le calibrage de la cellule de mesure

Afin de connaître avec un maximum d'exactitude les paramètres hyperfréquences (paramètres [S] pour un composant passif, paramètres [S], gain, bruit

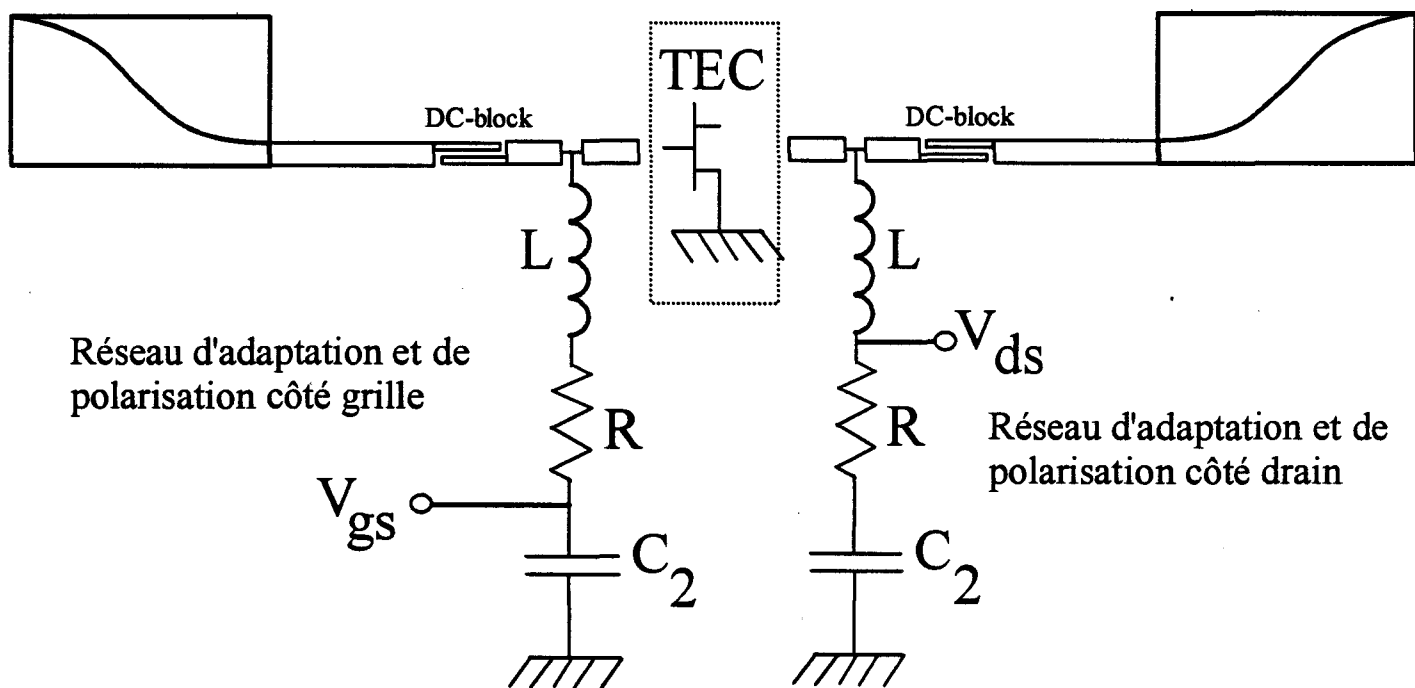


fig 92:Schéma synoptique du réseau d'adaptation réalisé à l'aide de composants hybrides.

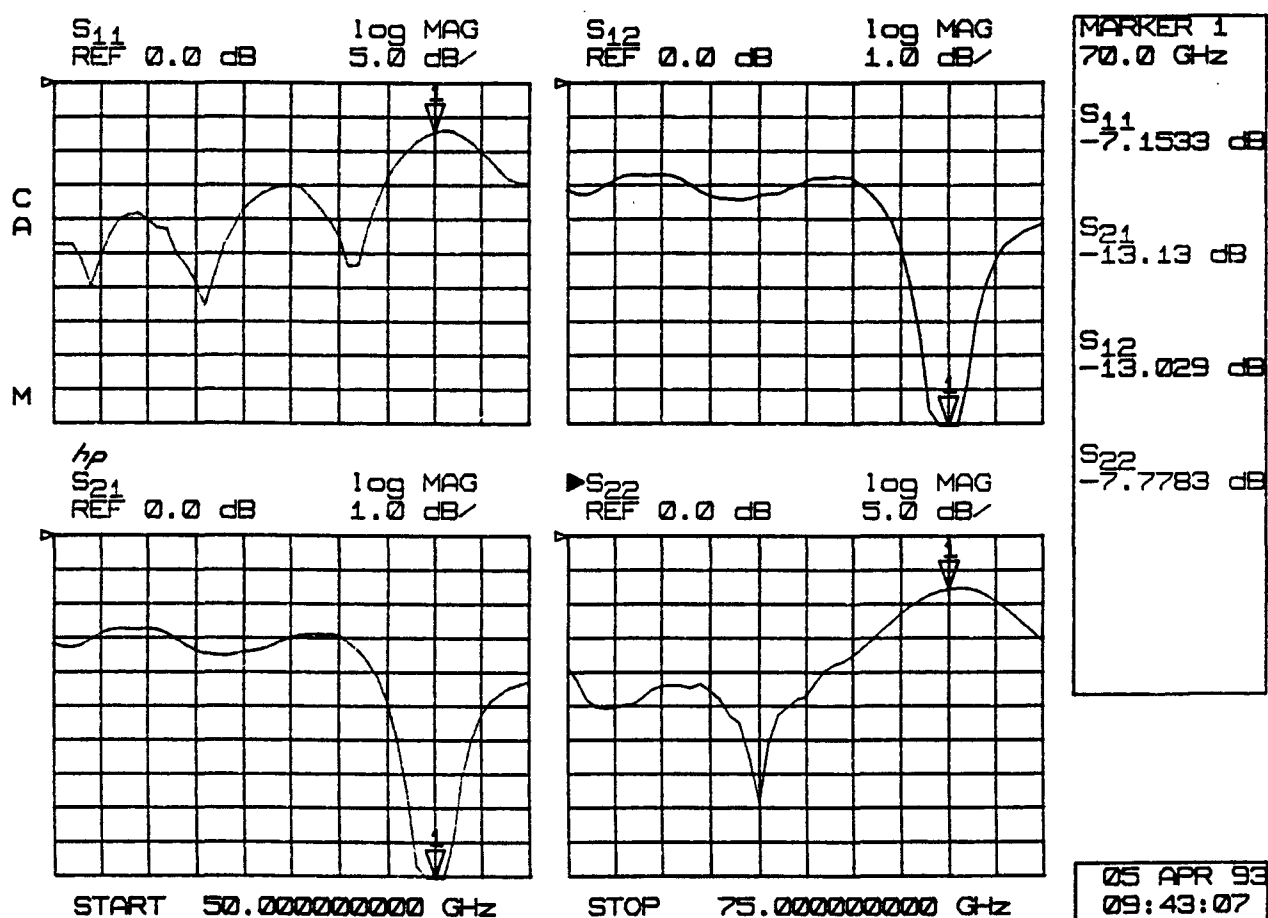


fig 93:Evolution des paramètres $[S_{ij}]$ de la cellule en montage "Thru", avec le réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

pour un composant actif), il est nécessaire d'effectuer un calibrage dans les plans d'entrée et de sortie du dispositif à caractériser. Cette opération a pour objectif de corriger les imperfections systématiques de l'ensemble formé par l'analyseur de réseau et de la cellule de mesure.

Une étude exhaustive traitant des méthodes d'étalonnages a été effectuée par G. Dambrine [1]. Les méthodes d'étalonnages communément employées sont :

*** La méthode "L.R.L." (Line, Reflect, Line)**

Cette méthode requiert deux lignes de transmission d'impédance connue, mais de longueur différente et d'une charge fortement réfléchive Γ_c inconnue.

Remarque : La charge réfléchive Γ_c sera supposée identique dans les deux plans de calibrage.

*** La méthode "T.R.L." (Thru, Reflect, Line)**

Cette méthode est identique à la méthode "L.R.L." dans le cas où l'on prend une ligne de transmission supposée de longueur nulle (Thru).

*** La méthode "T.S.D." (Thru, Short, Delay)**

Dans cette méthode, on considère que la charge réfléchive Γ_c est un court-circuit.

Remarque : Γ_c est supposée connue.

Pour notre part, nous avons effectué un calibrage de type "T.R.L." pour corriger les imperfections de l'ensemble formé par l'analyseur de réseau et de la cellule de mesure. Ce choix est justifié par les considérations suivantes :

- La méthode "T.S.D." nécessite de disposer d'un court circuit parfaitement connu. La réalisation pratique de ce type de standard est quasiment impossible ou très difficilement réalisable dans notre cas particulier où la ligne de transmission est une ligne microruban.

- La méthode "L.R.L." est bien adaptée pour des plans de référence de nature différente ; lorsque nous ne pouvons pas réaliser un standard "Thru". Ce n'est pas le cas de la cellule, par conséquent, nous avons utilisé la méthode "T.R.L."

III.2.1.1. Choix de la longueur de la ligne de transmission pour le calibrage "T.R.L."

La longueur de la ligne de transmission doit être calculée en fonction de la bande de fréquence où s'effectue le calibrage. Cette longueur de ligne multipliée par la constante de propagation β doit être comprise entre 18° et 162° [1]. Ces limites correspondent respectivement à la fréquence basse et haute de la bande de mesure.

$$18^\circ < \beta \cdot \Delta l < 162^\circ$$

β = constante de propagation dans la ligne de transmission

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{2\pi}{c} \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \cdot f \quad \begin{cases} c = \text{vitesse de la lumière} \\ \epsilon_{\text{reff}} = \text{constante diélectrique effective} \\ f = \text{fréquence de travail} \end{cases}$$

Δl = écart de longueur des deux lignes de transmission : $|l_1 - l_2|$
(dans notre cas particulier de calibrage "T.R.L.", la longueur l_1 est égale à 0, on a donc $\Delta l = l_2$).

En calculant la valeur de la constante de propagation β à 50 GHz et à 75 GHz et en prenant une longueur de 1 mm pour la ligne de transmission, on s'aperçoit que l'on vérifie aisément le critère précédent. En effet, on a :

$$84^\circ < \beta \Delta l < 127^\circ$$

III.2.1.2. Les résultats pratiques du calibrage

Nous présentons figure 94a,94b,94c,94d un résultat de calibrage obtenu avec la cellule. Ce calibrage comprend 401 points de mesures entre 50 et 75 GHz. Ce résultat correspond à un tronçon de ligne de 1 mm intercalé et connecté entre les deux plans de référence, tel qu'il est représenté sur la figure 95. Ce tronçon de ligne n'a pas été utilisé lors de l'étalonnage. Cette expérience n'a pour but que de vérifier la reproductibilité des mesures dans la cellule.

Nous constatons une très grande efficacité du calibrage. Celui-ci corrige les imperfections de notre cellule de mesure. En effet, le facteur de transmission S_{12} (figure

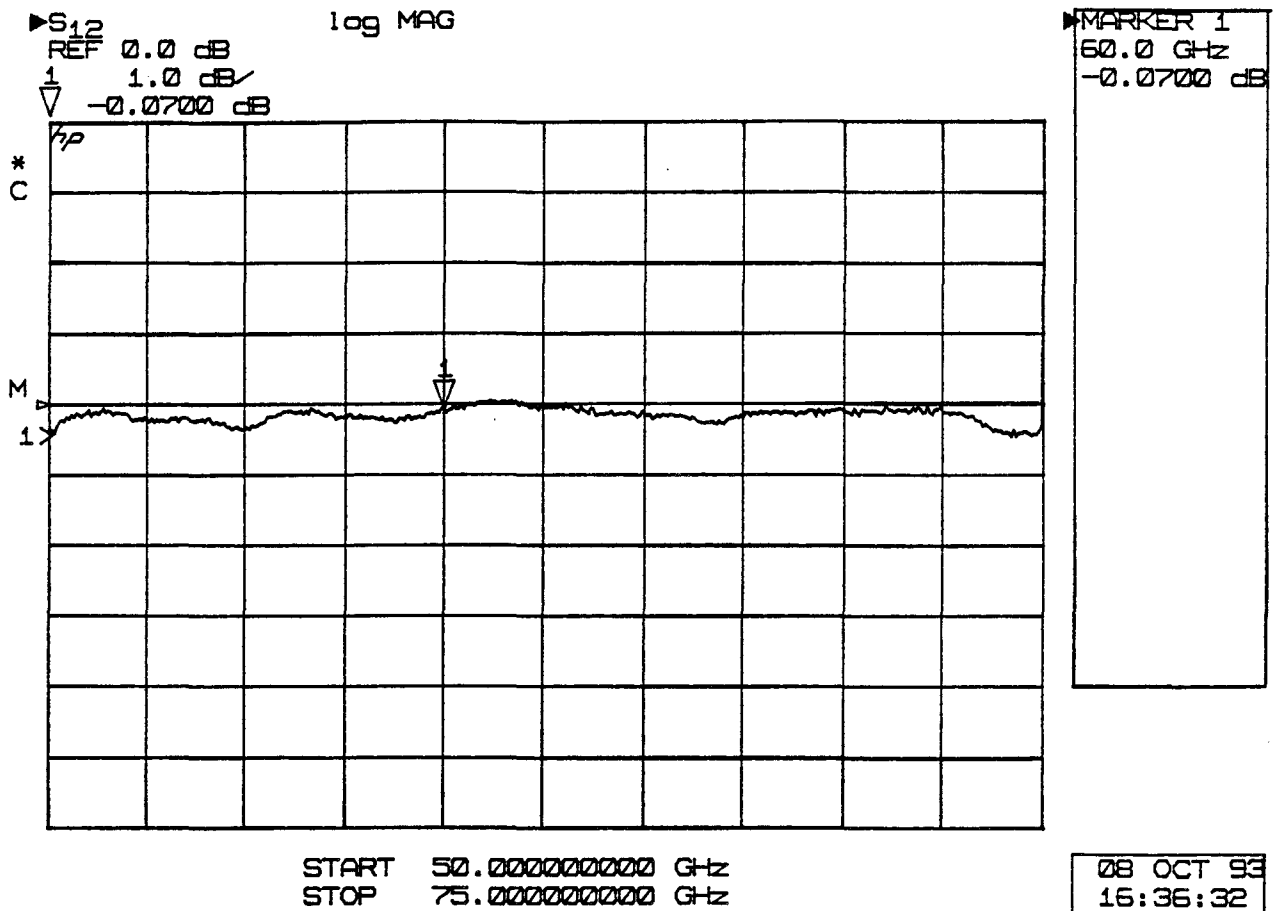


fig 94a: Evolution du facteur de transmission S₁₂ d'une ligne de 1mm de longueur, après calibrage de la cellule, en fonction de la fréquence.

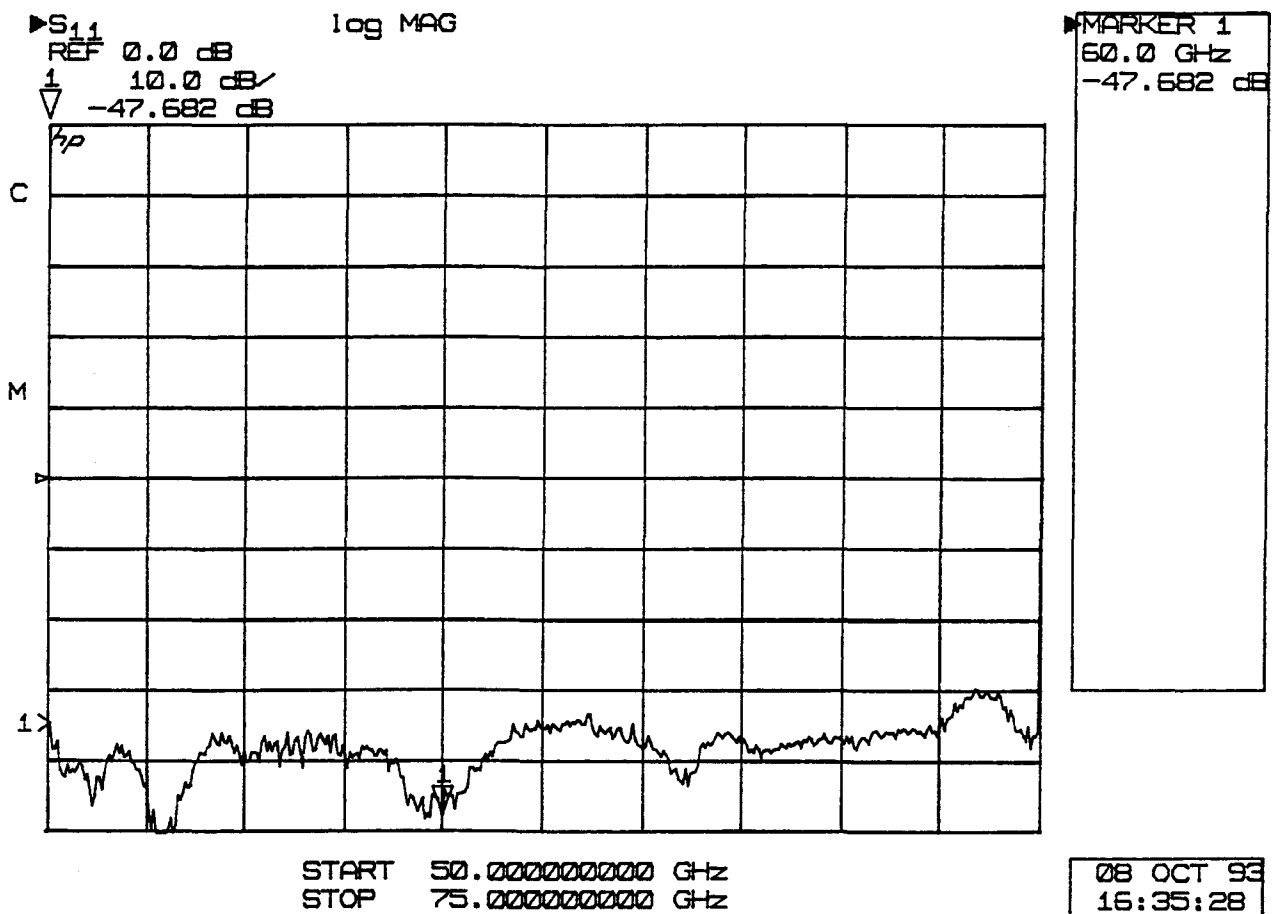


fig 94b: Evolution du facteur de réflexion S₁₁ d'une ligne de 1mm de longueur, après calibrage de la cellule, en fonction de la fréquence.

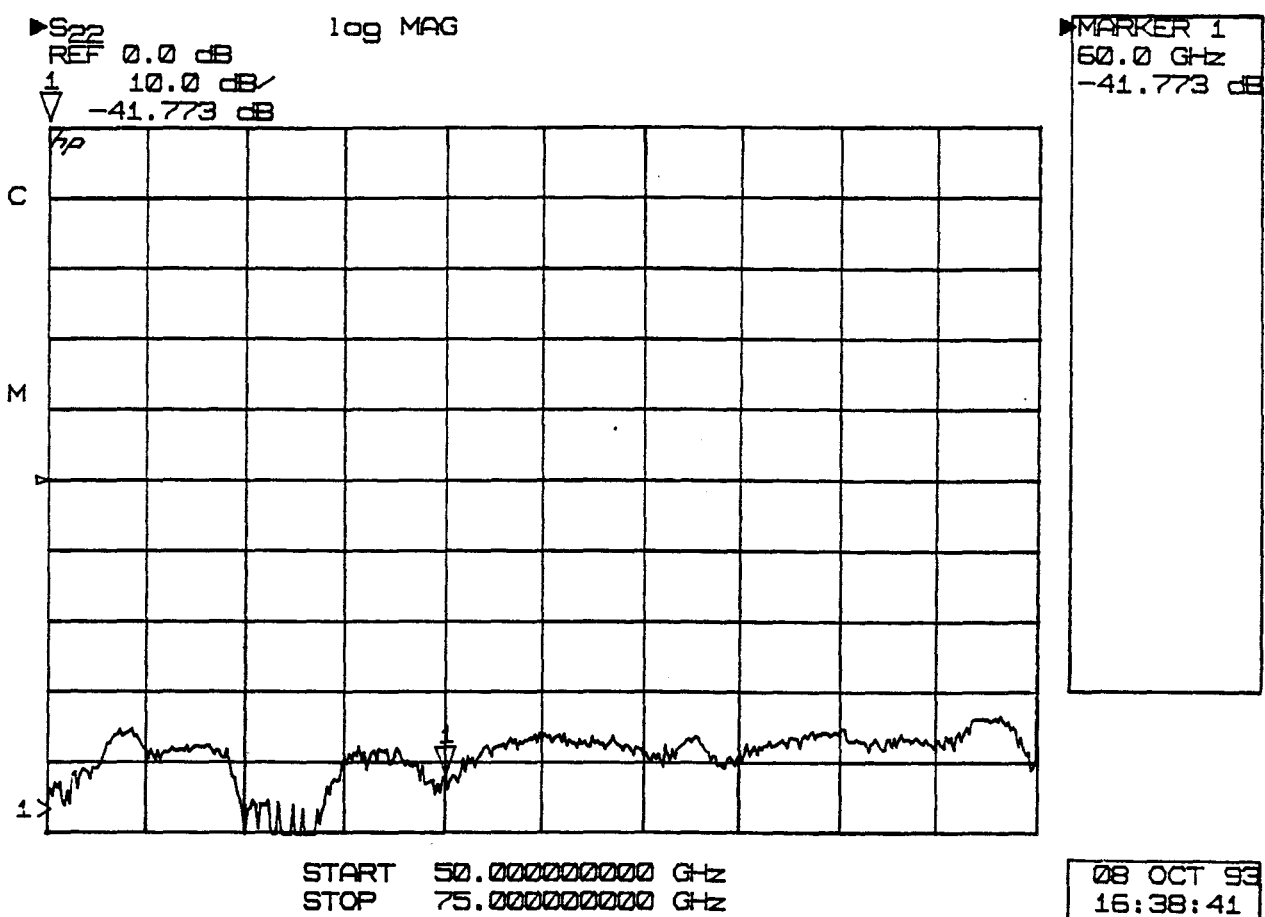


fig 94c: Evolution du facteur de réflexion S_{22} d'une ligne de 1mm de longueur, après calibrage de la cellule, en fonction de la fréquence.

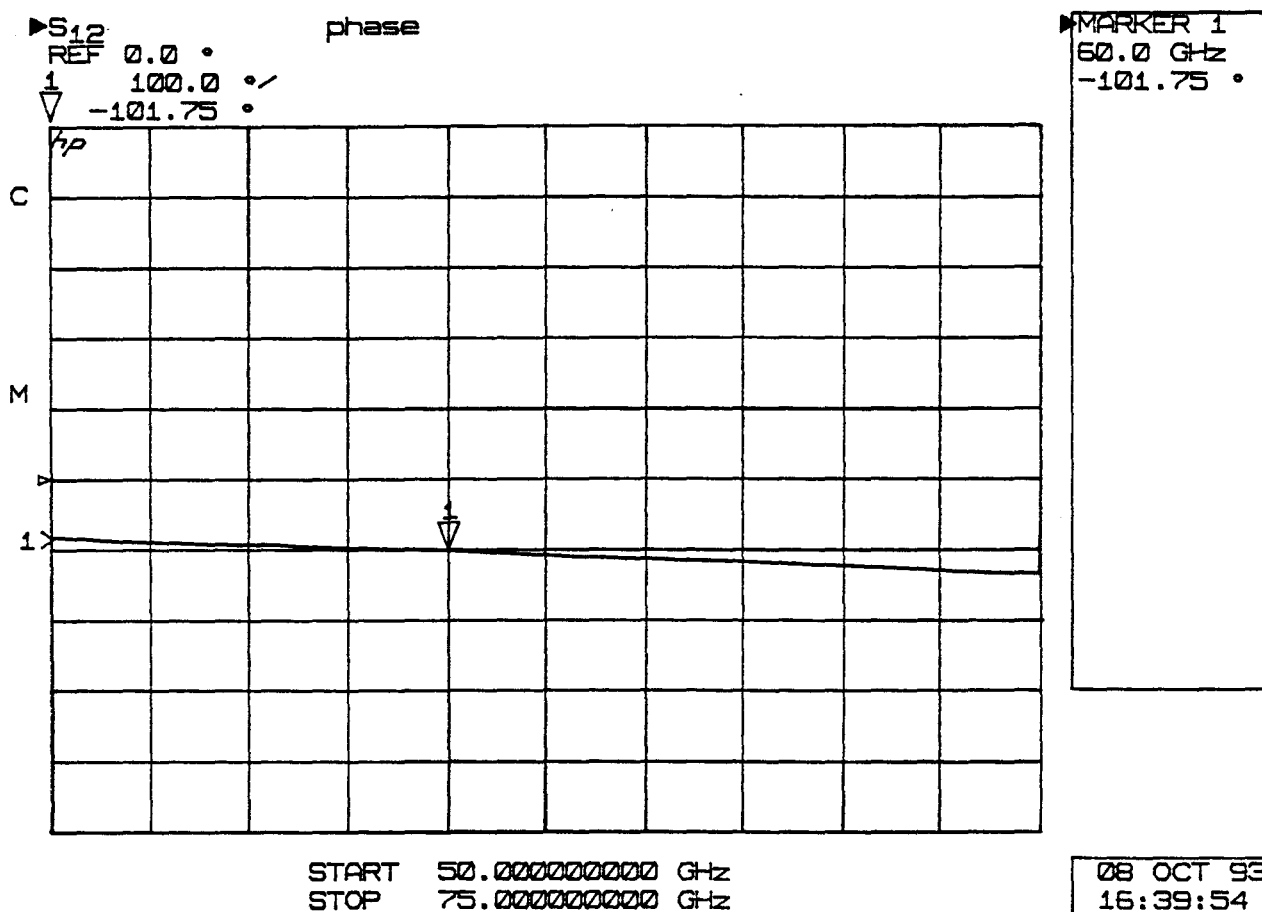


fig 94d: Evolution de la phase du facteur de transmission S_{12} d'une ligne de 1mm de longueur, après calibrage de la cellule, en fonction de la fréquence.

94a) est inférieur à 0,4 dB (-0,07 dB à 60 GHz), les facteurs de réflexion S_{11} (figure 94b) et S_{22} (figure 94c) sont meilleurs que -30 dB et -35 dB dans la bande de fréquence comprise entre 50 et 75 GHz (-47,7 dB et -41,7 dB à 60 GHz respectivement).

Le facteur de transmission S_{12} peut traduire, au premier ordre, les pertes dans la ligne de 1 mm. Néanmoins, il existe, à certaines fréquences, des plus fortes pertes. Celles-ci peuvent être attribuées à la non reproductibilité des thermo-compressions qui connectent les lignes de transmissions.

Afin de vérifier le critère relatif à la longueur de la ligne de transmission, nous avons représenté, figure 94d, l'évolution de la phase du facteur de transmission. Celle-ci est parfaitement linéaire en fonction de la fréquence. La phase est de l'ordre de -80° à 50 GHz et de -130° à 75 GHz. Ces résultats pratiques sont tout à fait cohérents avec ceux prévus théoriquement.

Nous avons représenté sur la figure 96 l'évolution du paramètre S_{11} quand la ligne microruban est en circuit ouvert et après calibrage de la cellule de mesure.

Nous constatons une très faible évolution de type capacitif et fortement réflectif en fonction de la fréquence. Cette évolution s'explique par les effets de bord à l'extrémité de la ligne microruban. Ceux-ci peuvent s'apparenter au premier ordre à une capacité C.

Lors de l'étalonnage, la ligne microruban en circuit ouvert a joué le rôle de l'élément réflectif. Nous avons calculé la capacité C équivalente à la ligne microruban en circuit ouvert à l'aide des formules données par K.C. Gupta [2]. Celles-ci sont les suivantes :

$$* \frac{\Delta l_{oc}}{h} = 0,412 \frac{\epsilon_{re} + 0,3}{\epsilon_{re} - 0,258} \left[\frac{\frac{W}{h} + 0,264}{\frac{W}{h} + 0,8} \right]$$

$$* \Delta l_{oc} = C_{oc} \cdot \frac{c \cdot Z_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}$$

Ainsi connaissant les caractéristiques du substrat (hauteur h) et la largeur de la ligne microruban (W), nous pouvons calculer la capacité C. Celle-ci a une valeur de l'ordre de 10 fF à 60 GHz.

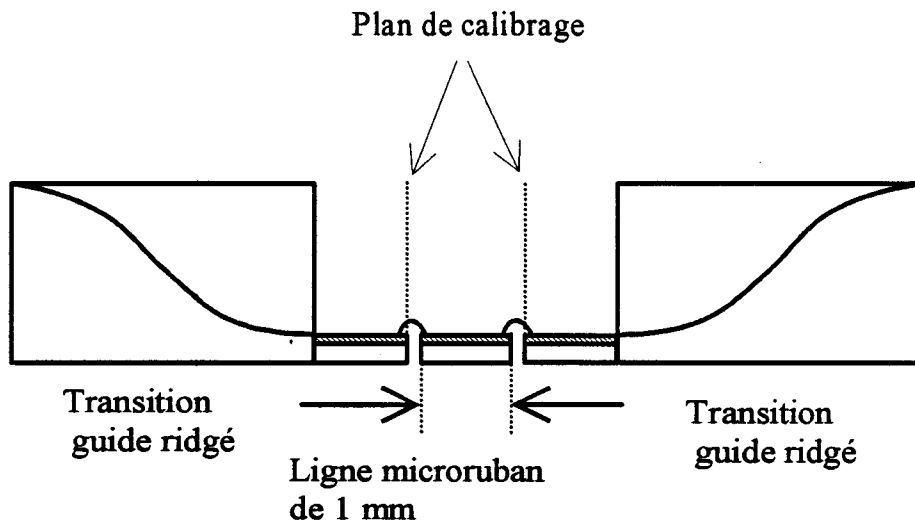


fig 95:Schéma synoptique de la double transition avec une ligne microruban de 1 mm intercalée.

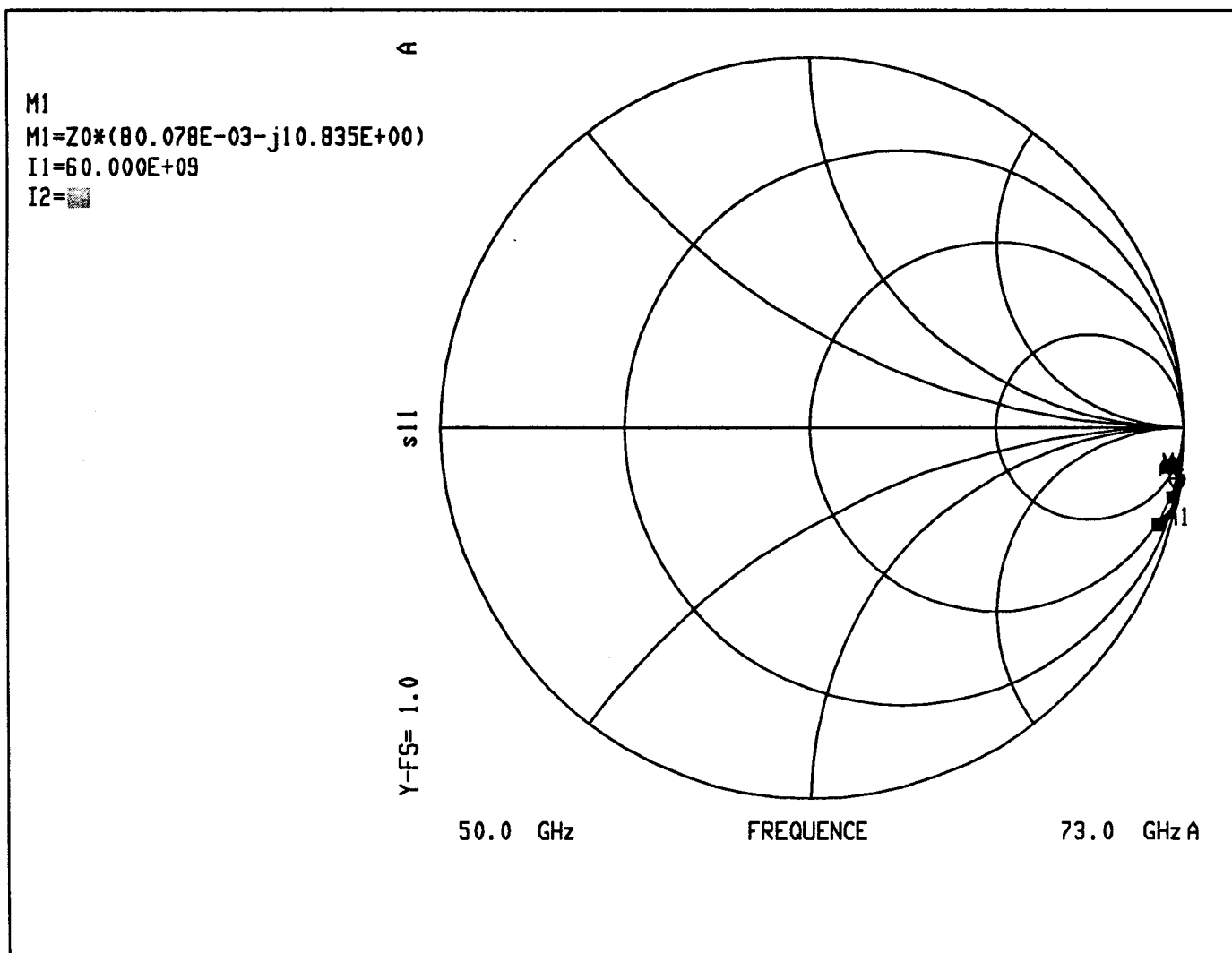


fig 96:Evolution du facteur de réflexion S11, de la ligne microruban en circuit ouvert, après calibrage de la cellule, en fonction de la fréquence.

Cette valeur théorique a été introduite comme paramètre de standard dans l'analyseur du réseau (cal Kit). Après étalonnage, le résultat pratique correspondant au circuit ouvert nous a montré qu'en réalité cette capacité était d'environ de 15 à 20 fF.

III.2.2. Réalisations et caractérisations des composants hybrides

III.2.2.1. La réalisation des résistances

Dans l'objectif de réaliser notre réseau d'adaptation, nous avons conçu et réalisé les résistances. Ceci s'explique par le fait que nous n'avons pas trouvé, auprès des distributeurs de matériaux hyperfréquences, des résistances répondant à nos critères de sélections suivants :

- La résistance doit présenter une valeur constante dans une large bande de fréquence (0-30 GHz minimum pour assurer l'adaptation du TEC sous la fréquence de coupure du guide rectangulaire).

- La résistance doit occuper un espacement minimal afin qu'elle puisse s'intégrer facilement dans notre cellule de mesure.

Les résistances ont été réalisées sur un substrat diélectrique d'Arséniure de Gallium (AsGa). Le principal critère de conception de ces résistances, consistait à réduire au maximum les dimensions des résistances et des plots de contacts afin de limiter les éléments parasites (capacité de plot, effet de propagation). Nous nous sommes inspirés de l'ouvrage de R. Williams [3] pour réaliser ces résistances. La valeur d'une résistance R est donnée par la relation suivante :

$$R = R_{\square} \frac{L}{W} + \frac{2R_c}{W}$$

avec : $R_{\square}$ = la résistance carré (Ω)

L = la distance entre les deux contacts ohmiques (mm)

W = la largeur du barreau résistif (mm)

R_c = la résistance de contact pour une unité de longueur (Ω .mm)

La topologie de la résistance est représentée figure 97.

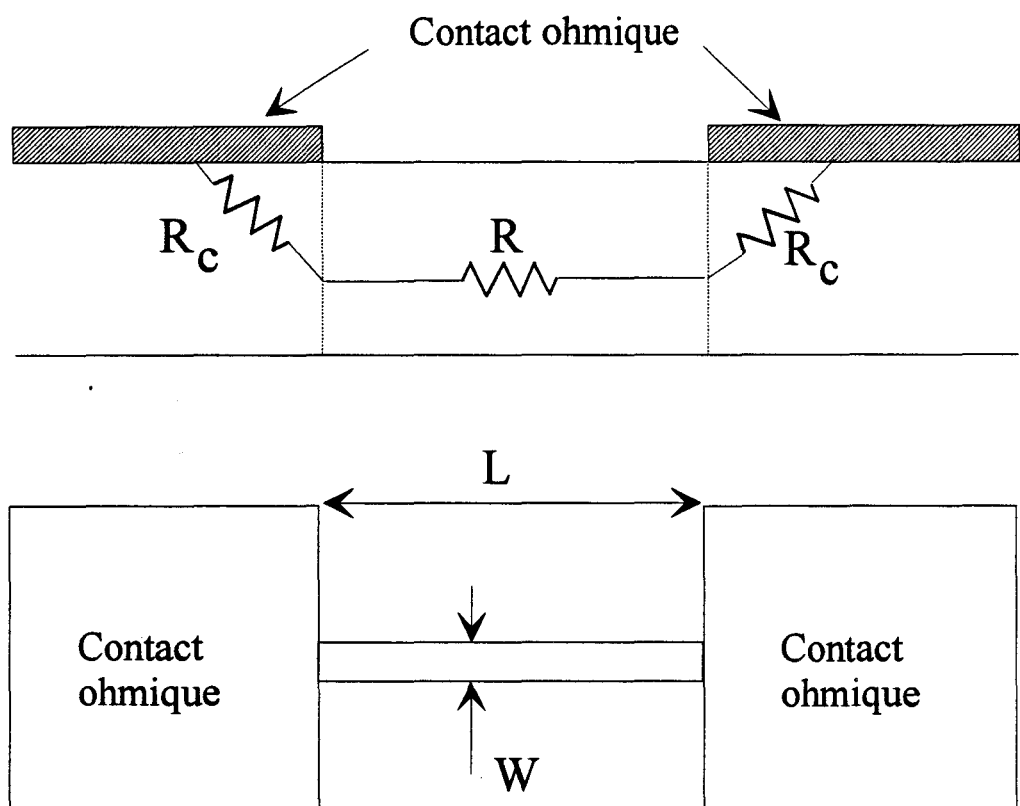


fig 97: Représentation de la résistance réalisée sur GaAs.

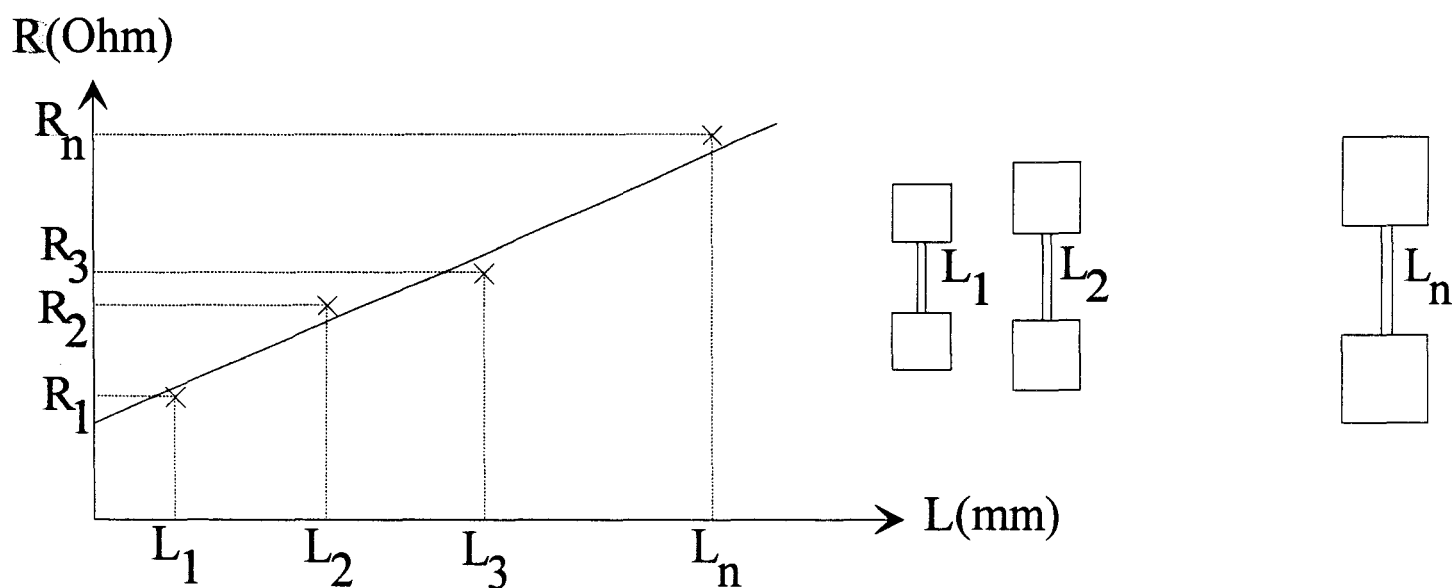


fig 98: Représentation de la courbe permettant de déterminer la résistance de contact et la résistance carré.

Remarques : La résistance R_c d'un contact ohmique de type "planar" est défini comme étant la résistance entre la métallisation est le bord du plan perpendiculaire au contact ohmique. Typiquement R_c est de l'ordre de 0,1 Ω .mm.

III.2.2.2. Détermination expérimentale de la résistance carré $R_{\square}$ et de la résistance de contact R_c

Nous avons déterminé expérimentalement la valeur des résistances $R_{\square}$ et R_c à partir d'une échelle de résistance test. La procédure est relativement simple. En effet, il suffit de réaliser plusieurs résistances de longueur variable (la largeur du barreau résistif est fixe). On mesure ces résistances sous pointes et on trace les évolutions des résistances en fonction de la longueur L. On obtient une courbe semblable à la figure 98. Il s'agit d'une droite de type :

$$R = aL + b$$

Connaissant les couples de valeur (R_i, L_i), on détermine le coefficient directeur a, qui est égal au rapport $R_{\square}/W$, ainsi que l'ordonnée à l'origine b qui n'est autre que $\frac{2R_c}{W}$.

Remarque : La précision sur la pente a, ainsi que sur l'ordonnée à l'origine b, augmente avec le nombre des résistances réalisées de longueur $L_1, L_2, \dots, L_n$.

Expérimentalement, nous avons obtenu une résistance carré de 178 Ω et une résistance de contact de 0,11 Ω .mm.

$$R_{\square} = 178 \Omega \quad \text{et} \quad R_c = 0,11 \Omega.mm$$

Remarque : La valeur de la résistance carré $R_{\square}$ pouvait être approximée à l'aide de l'abaque représenté figure 99. En effet, nous disposions d'une couche active de hauteur 1 μ m, la concentration de dopant était de $n = 2,2 \cdot 10^{17} \text{ At.cm}^{-3}$. A ce couple de valeur, l'abaque illustré figure 99 nous donne une valeur de la résistance carré de l'ordre de 160 Ω .

Les valeurs de résistances (carré et contact) étant déterminées, nous avons effectué un masque afin de réaliser les résistances intervenant dans notre réseau

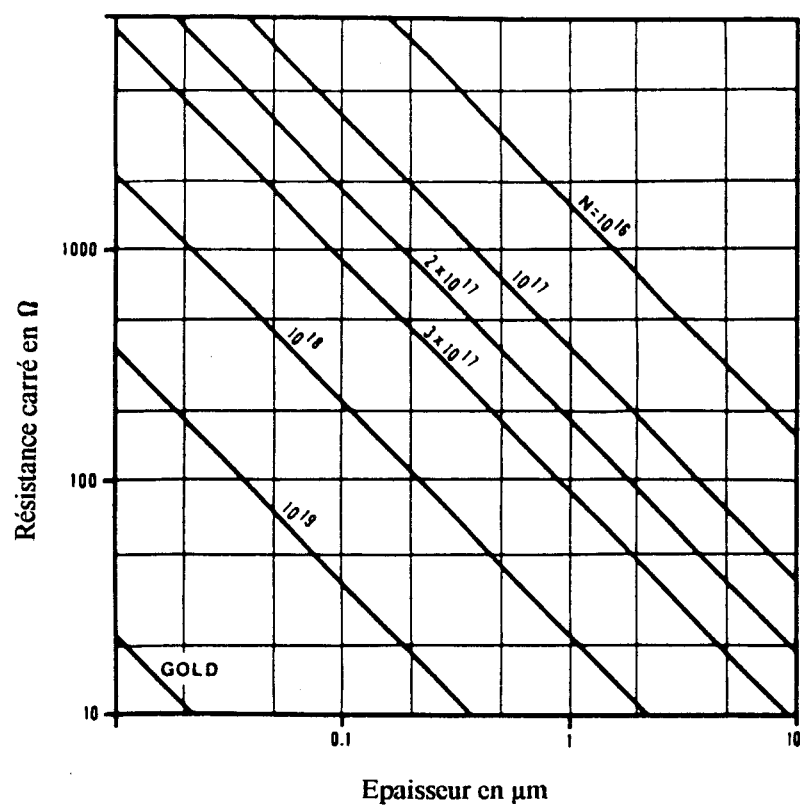


fig 99:Abaque permettant la détermination de la résistance carré (d'après Williams).

d'adaptation. Les couples de dimensions (L,W) des résistances ont été calculés afin d'obtenir des valeurs de résistances comprises entre 50 Ω à 1000 Ω .

Remarques :

- Les plots de contact ont une surface de 50 μm x 50 μm . C'est la surface minimale pour venir connecter la résistance à l'aide d'un fil d'or thermo-compressé de diamètre 12 μm .

- Les résistances réalisées seront groupées par ensemble de trois. Cette technique nous permettra de changer de résistance aisément. En effet, l'ensemble des trois résistances étant monté dans la cellule de mesure, il suffira de modifier les connexions de la résistance pour modifier la valeur de celle-ci. De cette façon, nous pourrons observer les changements qui se produisent sur les performances hyperfréquences de la cellule.

III.2.2.3. La caractérisation hyperfréquence des résistances

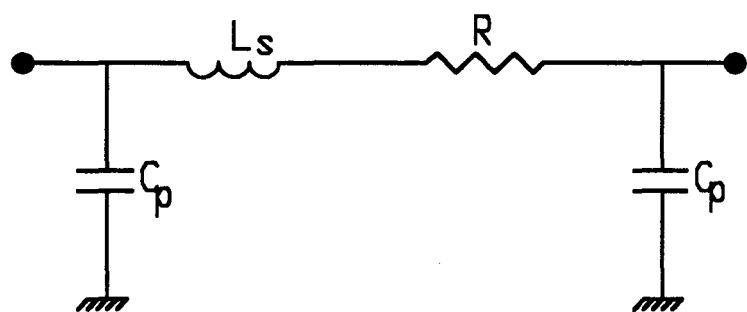
Le schéma équivalent communément employé d'après R. Goyal [4] pour ce genre de résistance est représenté figure 100. Ce schéma est constitué d'une résistance R, de deux capacités de plot C_p et d'une inductance série L_s .

Afin d'étudier le comportement d'une résistance en fonction de la fréquence et de valider le modèle équivalent, nous avons caractérisé une résistance jusque 26,5 GHz. Le montage permettant cette caractérisation est illustré figure 101. La résistance est rapportée sur un motif de test coplanaire "carrier" en forme de H. Ce "carrier" est utilisé pour la mesure sous pointes hyperfréquences de dispositifs en puce. Les accès 1 et 2, de la figure 101, représentent des lignes de propagation de type coplanaire où seront positionnées les pointes de mesure.

La connexion entre les lignes coplanaires et les plots de contacts de la résistance s'effectue à l'aide de fils d'or thermo-compressés.

L'inductance L_1 représente la self équivalente du fil d'or. La capacité C_c représente la capacité équivalente du couplage entre l'accès 1 et la masse du "carrier".

La résistance a été caractérisée en dipôle. L_2 représente l'inductance équivalente d'un fil d'or permettant de connecter le plot de contact de la résistance à la masse du "carrier" (cf. figure 101).



R =Resistance

C_p =Capacite de plot

L_s =Inductance du barreau
semi-conducteur

fig 100:Représentation du schéma électrique équivalent de la résistance (d'après Goyal).

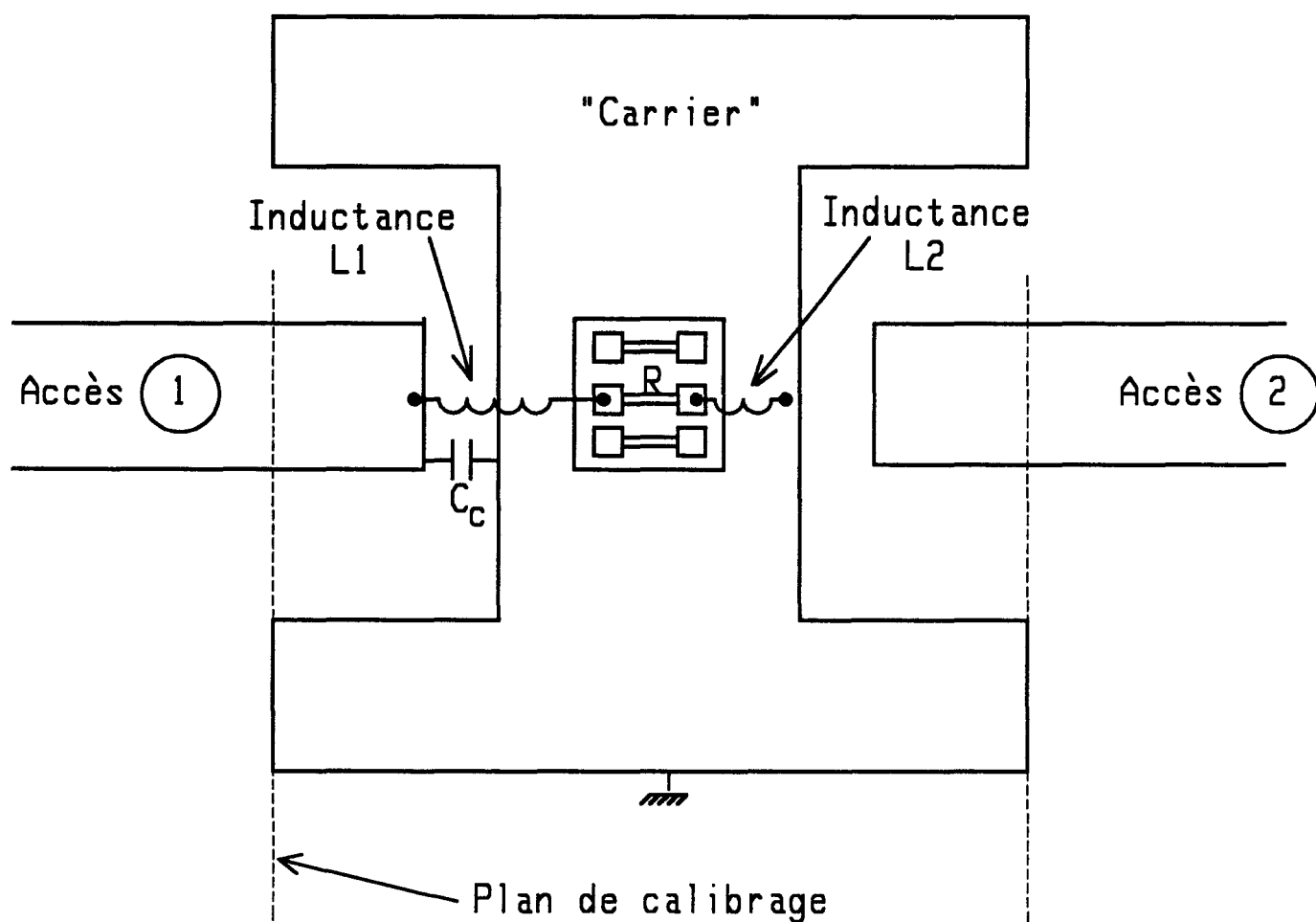


fig 101:Représentation du montage permettant la caractérisation de la résistance entre 1et 26.5 GHz.

Un calibrage a été effectué dans le plan de sortie de la ligne coplanaire correspondant à l'accès 1.

Nous avons relevé expérimentalement le facteur de réflexion S_{11} et déduit la partie réelle de l'impédance Z , la partie imaginaire de Z et la partie imaginaire de l'admittance Y , avec :

$$Z = Z_0 \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \quad \text{et} \quad Y = \frac{1}{Z}$$

S_{11} = facteur de réflexion du port 1

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne coplanaire

Parallèlement, nous avons mené une simulation, à l'aide du logiciel MDS (HP), pour confronter les mesures aux données théoriques obtenues à partir du modèle de la résistance selon R. Goyal [4]. Le schéma électrique représenté à la figure 102, comprend d'une part le schéma électrique équivalent de la résistance et d'autre part les éléments parasites du système de mesure.

Afin de rester le plus réaliste possible, les valeurs des éléments de ce schéma équivalent ont été choisis de la façon suivante :

$R = 90 \, \Omega$, valeur mesurée en continu

$C_p = 15 \, \text{fF}$, valeur obtenue à partir des travaux de A. Higashisaka [5]

$L_1 = 1 \, \text{nH}$ et $L_2 = 0,1 \, \text{nH}$

$C_c = 35 \, \text{fF}$

Ces valeurs d'inductances de connexion et de capacité de couplage ont été estimées à partir de mesures spécifiques correspondante au "carrier" en circuit ouvert et en court circuit avec un fil de connexion.

Remarques : L'inductance L_s du barreau semi-conducteur (cf. figure 100) prévu par R. Goyal sont négligeables dans le cas présent. En effet, la longueur du barreau semi-conducteur est très faible (10 à 50 μm).

Nous présentons les résultats expérimentaux et les résultats issus du schéma électrique équivalent figure 103a,103b,103c entre 1 et 26,5 GHz. Le trait plein correspond aux mesures pratiques. Le trait pointillé représente l'évolution théorique du modèle.

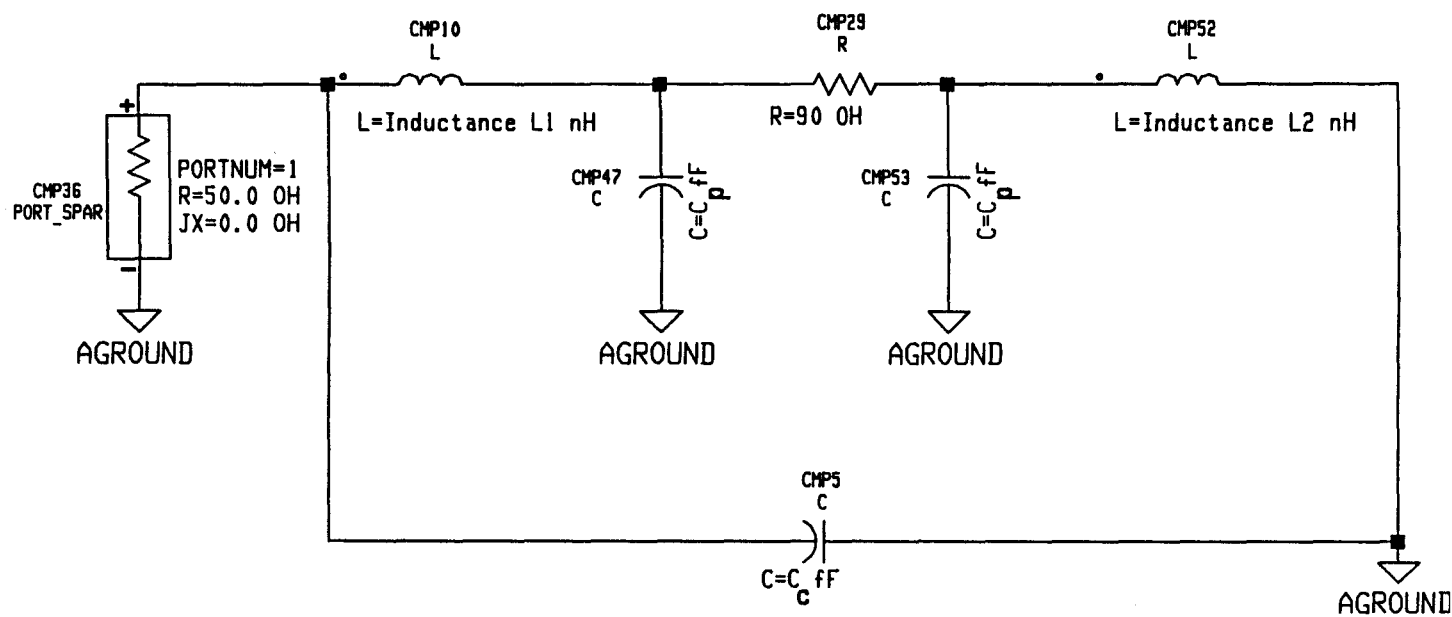


fig 102:Représentation du schéma électrique du montage permettant la caractérisation de la résistance entre 1et 26.5 GHz.

Nous observons une parfaite concordance sur les trois évolutions (partie réelle de Z (figure 103a), partie imaginaire de Z (figure 103b) et partie imaginaire de Y (figure 103c)) en fonction de la fréquence. Ceci nous indique, d'une part, que le modèle de la résistance est valide et, d'autre part, que notre schéma électrique équivalent à notre montage correspond bien à la réalité physique.

Cette caractérisation étant effectuée entre 1 et 26,5 GHz, nous avons mesuré les évolutions de cette même résistance entre 50 et 75 GHz. Cette opération s'est effectuée avec la cellule de mesure.

En effet, nous désirions comparer les mesures avec les valeurs issues de l'extrapolation de notre modèle électrique équivalent. Toutefois, ce dernier doit être quelque peu modifié. En effet, si le modèle électrique équivalent de la résistance demeure le même, les éléments parasites propres au système de mesure sont différents. Ceci s'explique par le fait suivant : notre cellule de mesure a une topologie différente que celle employée précédemment. De plus, la résistance est positionnée sur un insert métallique intercalé entre nos deux demies cellules de mesure (montage en quadripôle).

Nous représentons, figure 104, le schéma électrique équivalent du montage. Les éléments intervenant dans ce montage sont les suivants :

- Les ports 1 et 2 symbolisent l'impédance caractéristique des lignes microruban.
- $C_{\text{bout}} = 15 \text{ fF}$ représente la capacité de bout de la ligne microruban déterminée lors de l'étalonnage de la cellule.
- $L_1 = L_2 \equiv 0,25 \text{ nH}$, les inductances équivalentes des deux fils d'or permettant de connecter la résistance aux lignes microruban.

Remarque : L'insert étant réglable en hauteur, les plots de la résistance sont parfaitement sur le même plan que les lignes d'accès. De plus, la largeur de cet insert correspond pratiquement à la dimension de la puce. Par conséquent, nous avons pu réduire les longueurs des connexions par rapport à l'expérience précédente.

En plus, de ce schéma de base, nous avons dû considérer l'influence de la résistance voisine $R_V = 150 \Omega$ de celle à caractériser, étant donné la fréquence d'étude. Pour cela, nous avons fait intervenir une capacité de couplage C_{couplage} entre les deux résistances. Après optimisation, cette capacité a été estimée à environ 10 fF.

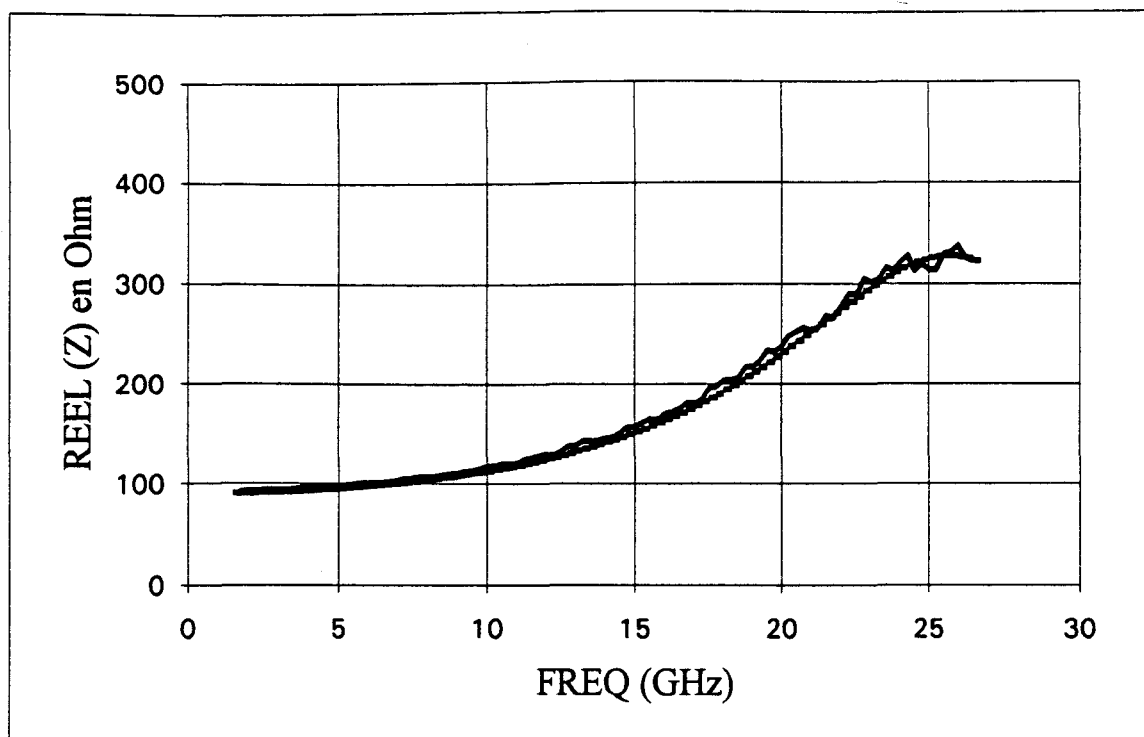


fig 103a: Evolution de la partie réelle de Z en fonction de la fréquence

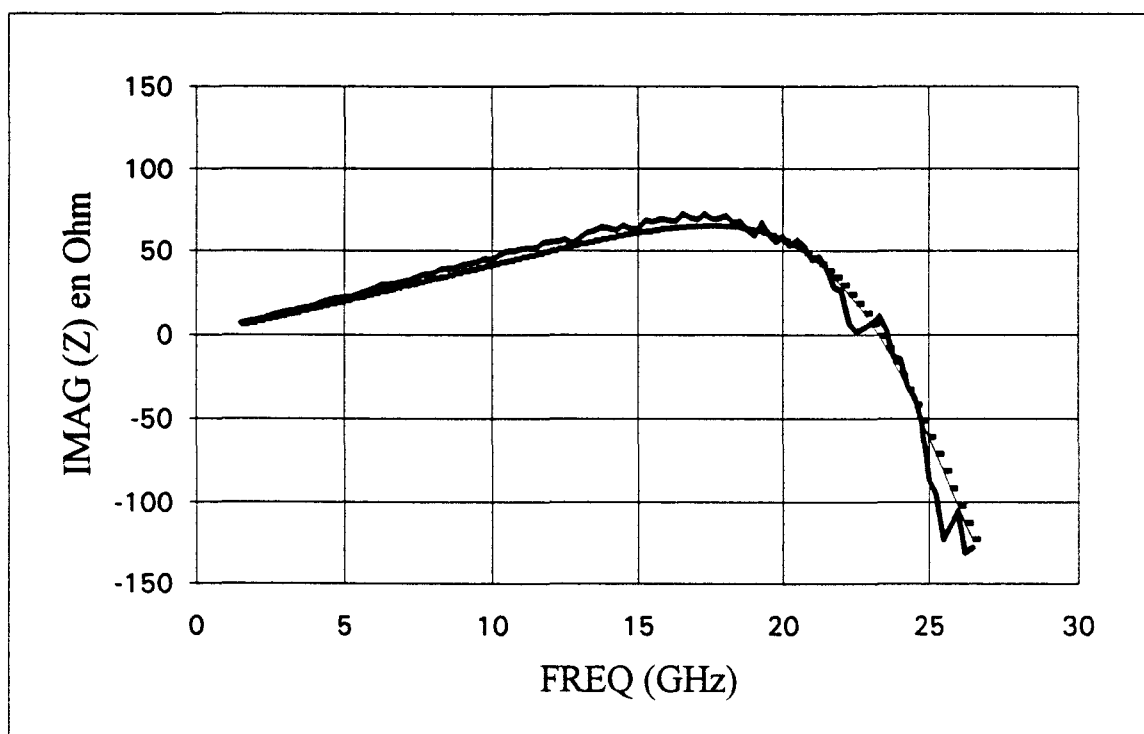


fig 103b: Evolution de la partie imaginaire de Z en fonction de la fréquence.

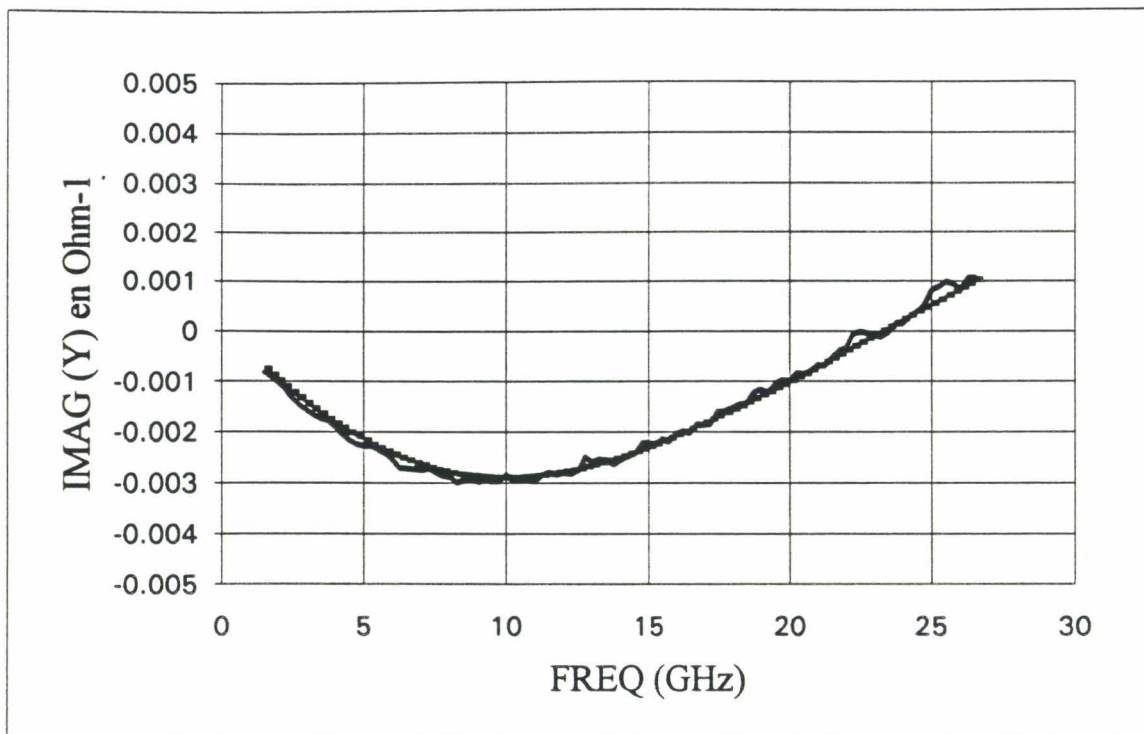


fig 103c: Evolution de la partie imaginaire de Y en fonction de la fréquence.

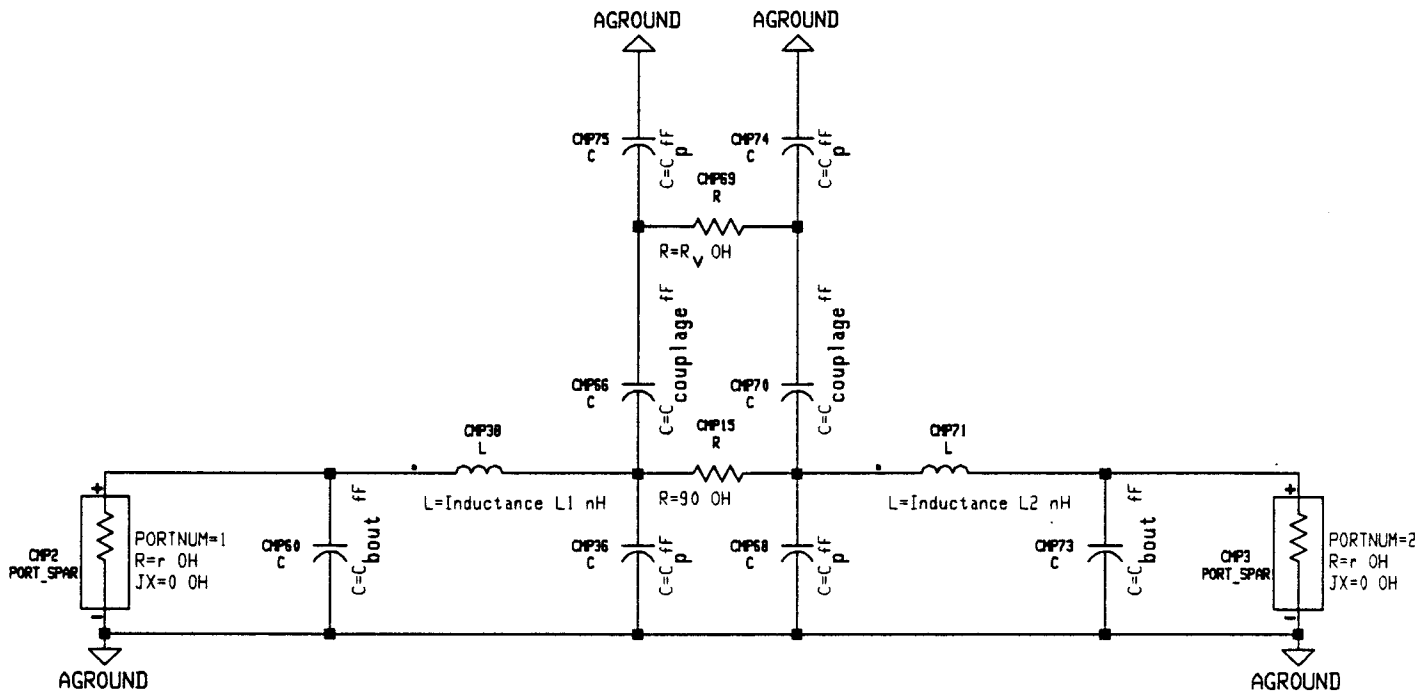


fig 104: Représentation du schéma électrique du montage permettant la caractérisation de la résistance entre 50 et 75 GHz.

Nous présentons, figure 105a,105b,105c, les évolutions des paramètres $[S_{ij}]$ mesurées et calculées à partir du schéma équivalent en fonction de la fréquence. Sur la figure 105a, nous avons représenté l'évolution pratique et théorique du facteur de transmission ($dB(S_{12})$) entre 50 et 75 GHz. Le trait fin correspond aux valeurs issues de la simulation. Le trait gras représente les valeurs expérimentales.

Un très bon accord peut être observé sur le paramètre de transmission S_{12} jusqu'à environ 70 GHz. D'autre part, nous pouvons observer que les évolutions théoriques et expérimentales des facteurs de réflexion S_{11} (figure 105c) et S_{22} (figure 105b) sont semblables. Toutefois, sur ces derniers paramètres, on constate des écarts pouvant aller jusqu'à 5 dB. Cet écart est très sensible aux éléments d'accès (inductance L_1 et L_2 et capacité de bout C_{bout}) du système de mesure. Nous n'avons pas cherché à optimiser ces éléments afin d'obtenir un meilleur accord.

Grâce à la caractérisation pratique de la résistance et grâce à la validation du modèle électrique équivalent de cette dernière, nous connaissons les caractéristiques (valeur de la résistance, capacité de plot, éléments parasites) et l'évolution fréquentielle de la résistance. Cette connaissance nous permettra de quantifier et de prévoir l'influence du réseau d'adaptation sur les performances hyperfréquences de notre cellule de mesure destinée à la caractérisation d'éléments actifs.

III.2.2.3. La caractérisation hyperfréquence de capacités

Tout comme la caractérisation des résistances, la caractérisation de capacité, élément du réseau de polarisation, est indispensable pour connaître son évolution fréquentielle et son schéma équivalent.

Nous allons ici caractériser cette capacité entre 50 et 75 GHz. Cette capacité C_2 , illustrée à la figure 92, joue un rôle important. Elle doit court-circuiter le signal hyperfréquence dans une très large gamme de fréquence.

Cette capacité C_2 de 10 pF, nous a été fournie par un distributeur de matériel hyperfréquence. Celui-ci nous garantissait un fonctionnement correct jusque 40 GHz. Etant donné que l'emploi de cette capacité s'effectuait en bande V, nous avons caractérisé celle-ci afin de vérifier que son fonctionnement était convenable entre 50 et 75 GHz. Cette opération s'est faite avec la cellule de mesure.

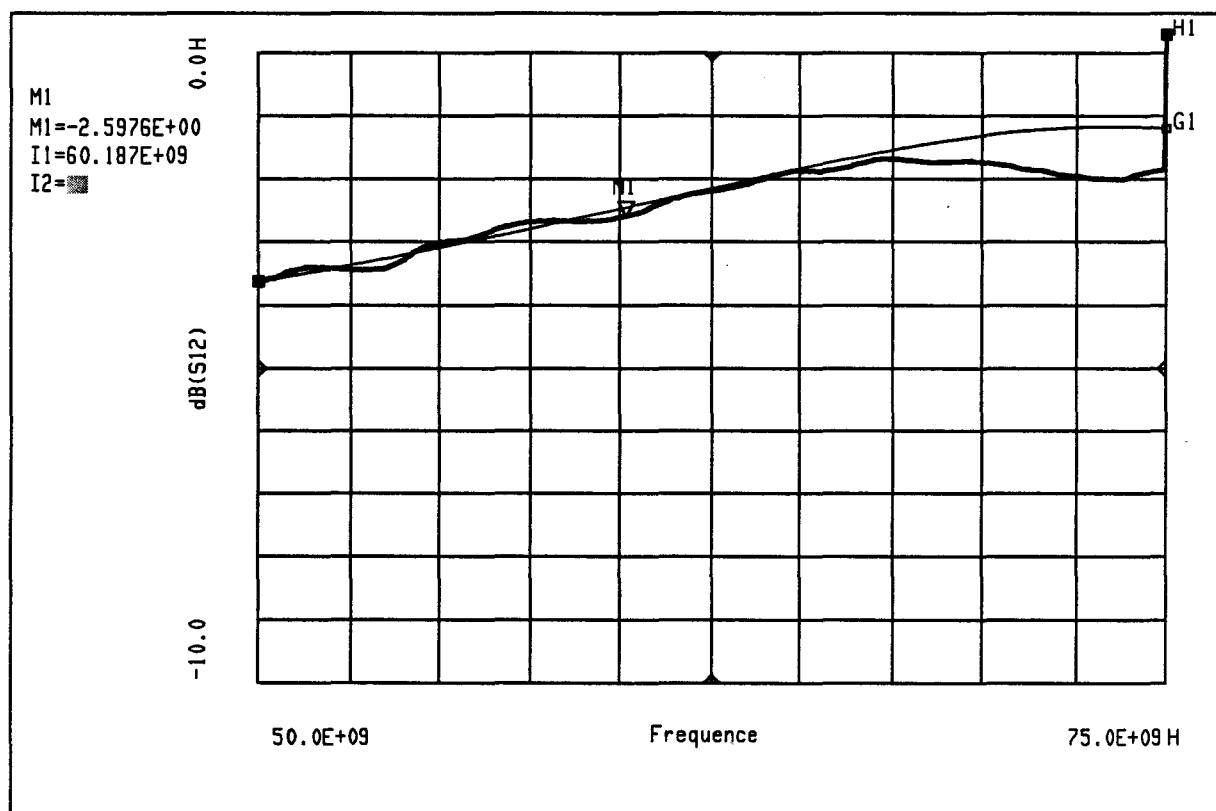


fig 105a: Evolution du facteur de transmission S12, de la résistance (mesurée et simulée), en fonction de la fréquence.

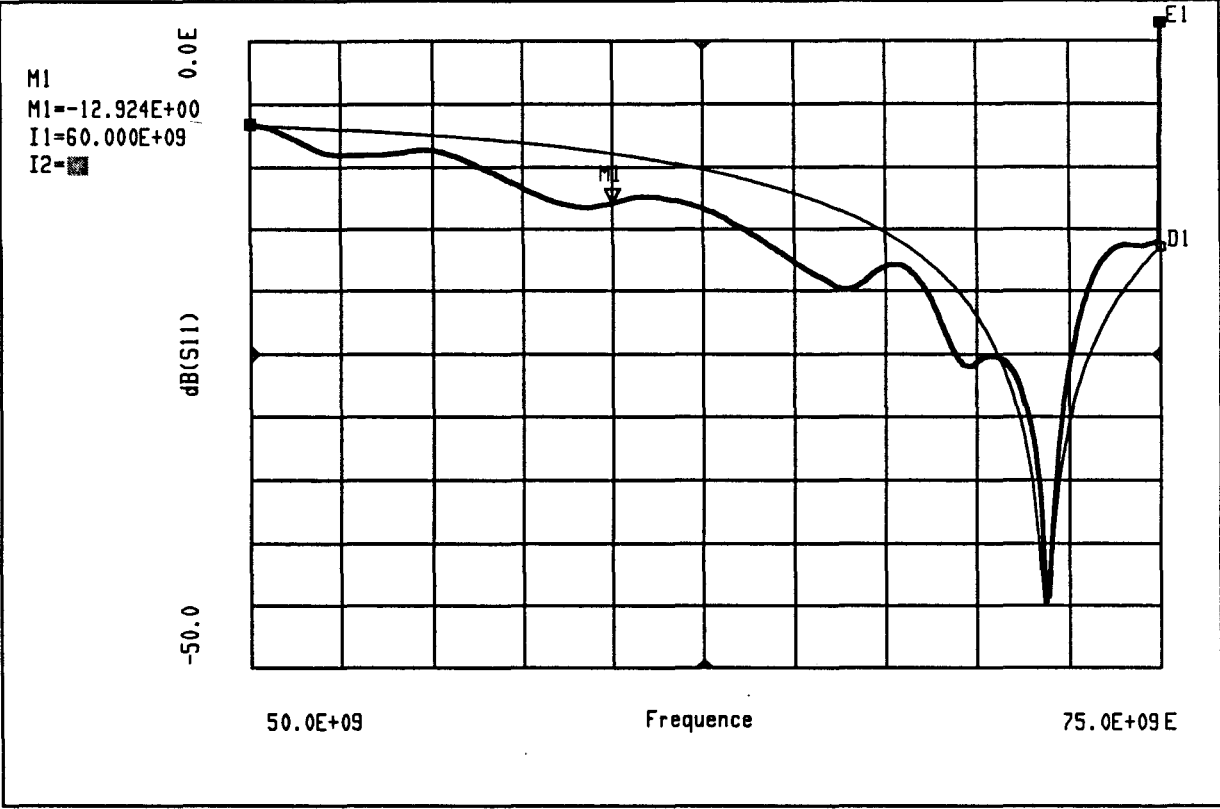


fig 105b: Evolution du facteur de réflexion S_{11} , de la résistance (mesurée et simulée), en fonction de la fréquence.

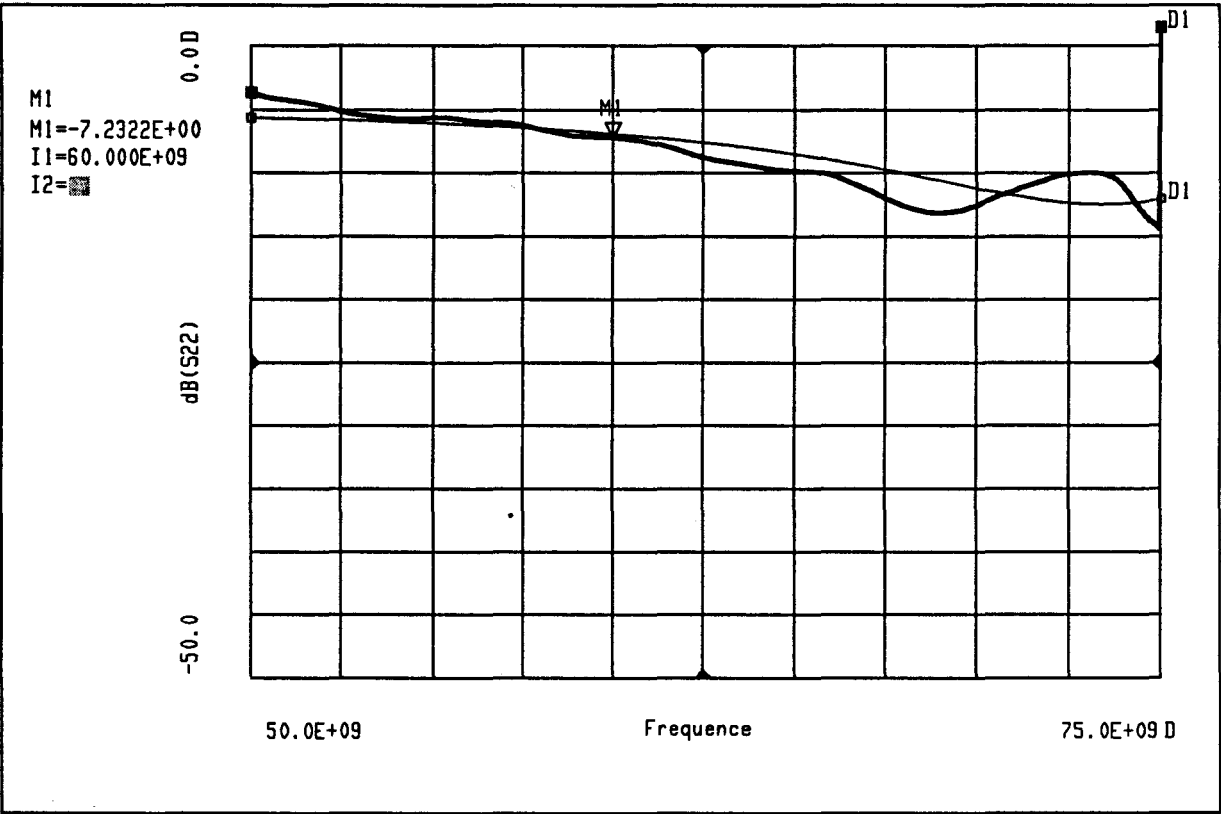


fig 105c: Evolution du facteur de réflexion S_{22} , de la résistance (mesurée et simulée), en fonction de la fréquence.

Nous présentons, figure 106, le schéma synoptique du montage permettant cette caractérisation. Explicitons ce schéma :

La capacité C_2 est collée sur un insert et celle-ci est connectée à notre dernière cellule de mesure par l'intermédiaire d'un fil d'or. Un calibrage de type "T.R.L." a été effectuée dans le plan de sortie de la ligne microruban. De cette façon, on peut définir un schéma électrique équivalent de ce montage pratique (cf. figure 107). Comme dans la caractérisation de la résistance, le port 1 représente l'impédance caractéristique de la ligne microruban, C_{bout} est la capacité de bout de cette dernière. L'inductance L représente l'inductance équivalente d'un fil d'or permettant de connecter la ligne microruban à la capacité C_2 .

Nous avons représenté figure 108 l'évolution expérimentale de la capacité (trait ++) et l'évolution des valeurs issues du modèle électrique équivalent du montage (trait fin) en fonction de la fréquence (50-75 GHz). Nous observons une bonne concordance des deux évolutions. Ceci nous indique que le schéma électrique équivalent du montage est valide et que la capacité C_2 joue son rôle dans la bande V (court-circuit). En effet, l'évolution de la figure 108 correspond pratiquement au facteur de réflexion de l'inductance L .

Remarques : Les valeurs des éléments qui interviennent dans le modèle électrique équivalent sont :

- la capacité C_2 est égale à 10 pF (capacité à caractériser)
- L'inductance L est égale à 0,1 nH
- La capacité de bout (C_{bout}) est égale à 15 fF.

Tout comme la caractérisation des résistances, la caractérisation de la capacité est indispensable afin de connaître son évolution fréquentielle et son schéma équivalent. Une méconnaissance de ce dernier ou une sous estimation d'éléments parasites peut se révéler préjudiciable. Cet aspect sera mis en évidence par la suite.

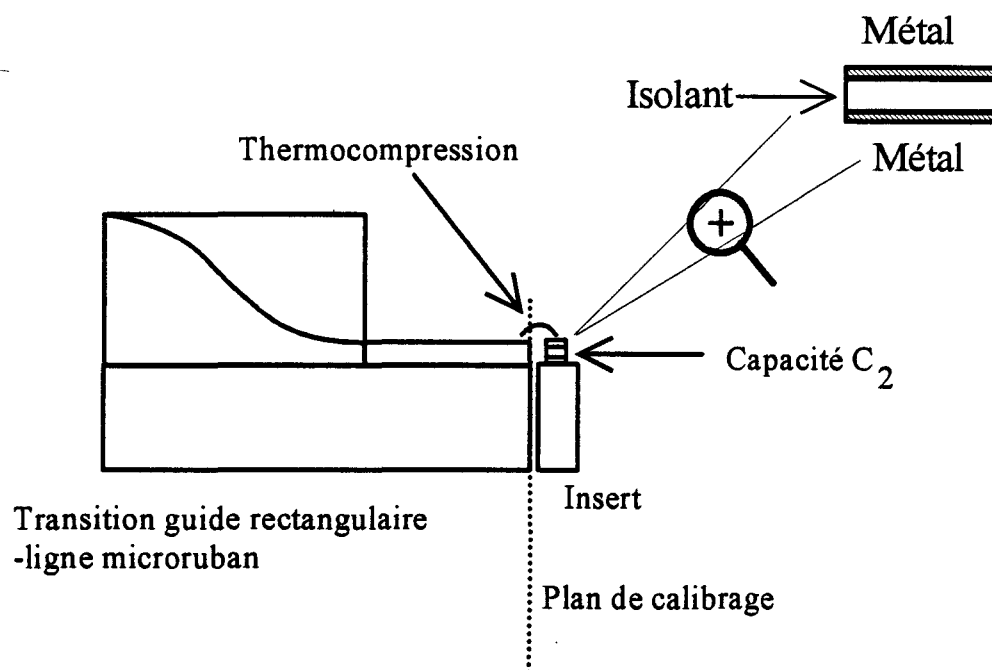


fig 106: Représentation du montage permettant la caractérisation de la capacité C_2 .

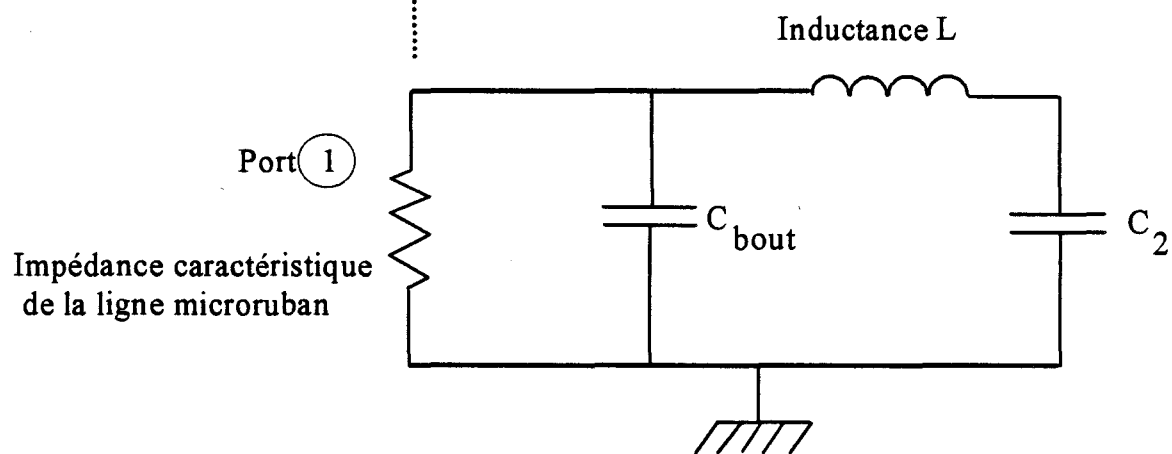


fig 107: Représentation du schéma électrique équivalent du montage permettant la caractérisation de la capacité C_2 .

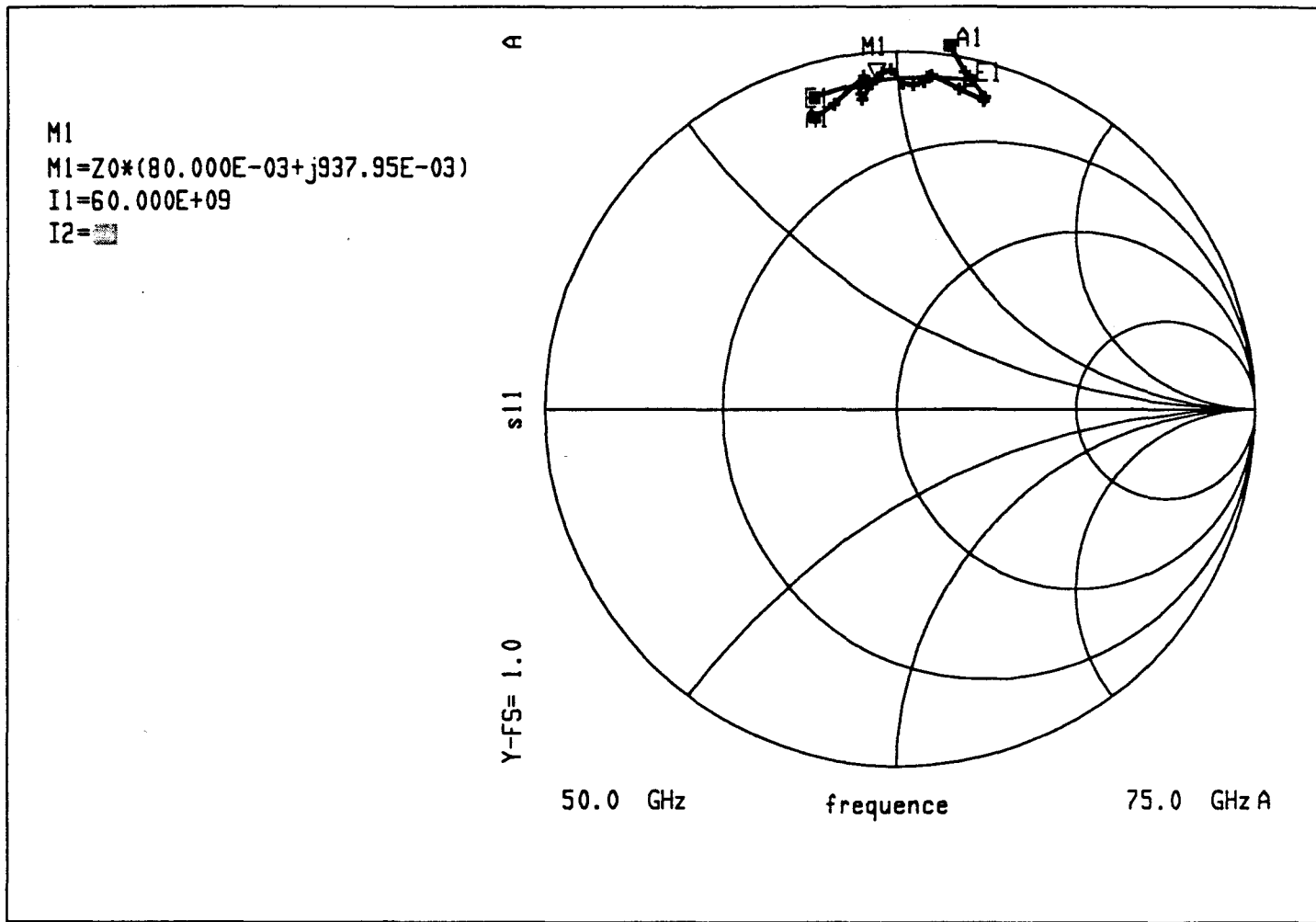


fig 108: Evolution du facteur de réflexion S11, de la capacité (mesurée et simulée), en fonction de la fréquence.

III.3. INFLUENCE DES ELEMENTS PARASITES SUR LE RESEAU D'ADAPTATION

III.3.1. Avant propos

Après avoir caractérisé chaque élément passif constituant le réseau d'adaptation, nous avons entrepris une simulation permettant de prévoir les performances hyperfréquences du réseau d'adaptation dans la cellule de mesure. Au cours de cette simulation, nous avons repris le schéma équivalent correspondant aux résistances et aux capacités précédemment étudiées. Par contre, les selfs d'interconnexions représentant les inductances équivalentes des fils d'or sont des paramètres dépendants du montage et donc variables. Nous observerons la qualité du réseau d'adaptation en fonction de la valeur donnée à ces inductances. Cette étude nous a permis de comprendre les phénomènes de résonances présentés au début de ce Chapitre (cf. figure 93).

III.3.2. Le schéma électrique équivalent du réseau d'adaptation

Nous présentons, figure 109, le schéma électrique équivalent du réseau d'adaptation. En effet, nous voulions connaître le facteur de réflexion S_{11} ramené, par le quadripôle d'adaptation, sur la ligne microruban de la cellule de mesure. Les éléments constituant ce réseau sont :

- Le port 1 qui représente la ligne microruban de la cellule d'impédance caractéristique égale à 75Ω
- Une inductance fixe égale à 2 nH , permettant la connexion entre la ligne microruban et la résistance. Cette inductance a été optimisée à l'aide du logiciel MDS.
- L'ensemble formé par la résistance ($R = 90 \Omega$) avec ses éléments parasites (capacités de plot, capacités de couplage)
 - Une inductance variable
 - La capacité C_2 égale à 10 pF .

Grâce à ce schéma électrique équivalent, nous allons pouvoir observer l'évolution du paramètre de réflexion S_{11} ou de l'impédance équivalente Z en fonction de la fréquence et en fonction de la valeur donnée à l'inductance variable.

Remarque : Nous avons posé :

$$\text{Partie réelle de } Z = \text{Re} \left[75 \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right) \right]$$

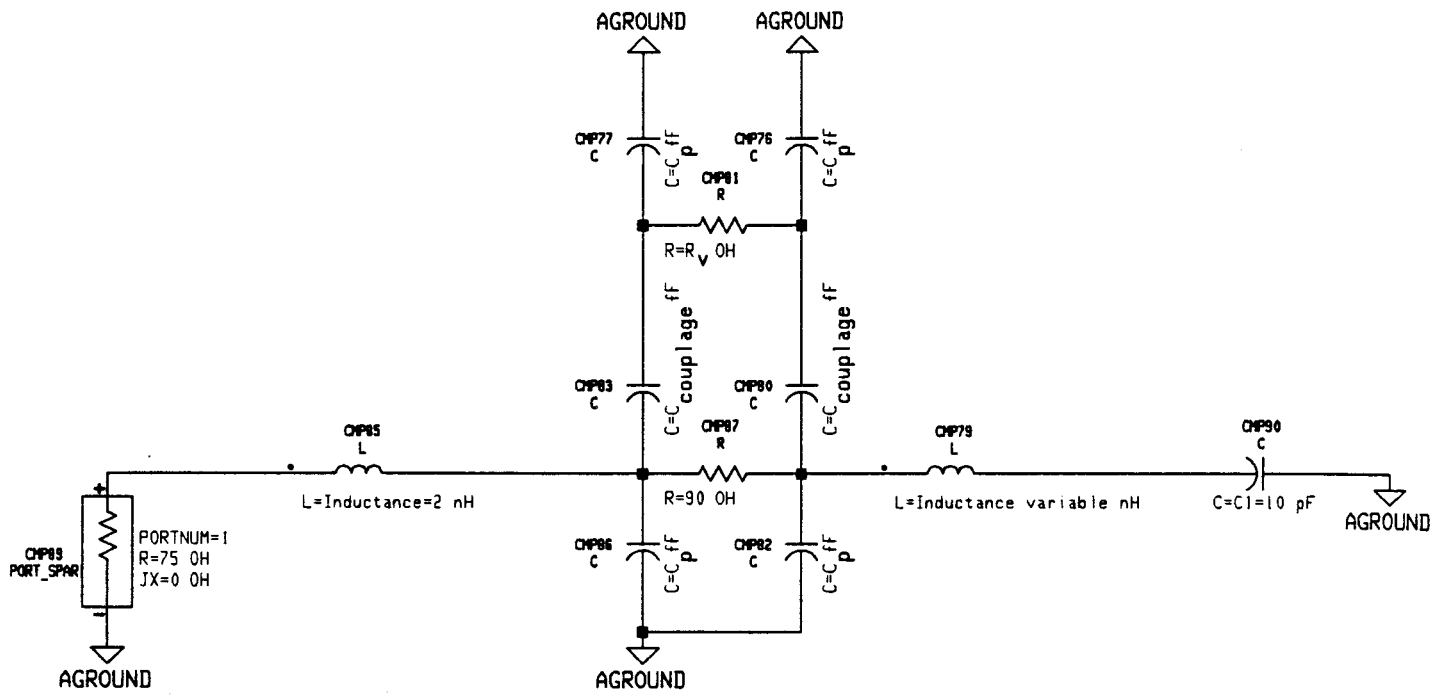


fig 109:Représentation du schéma électrique équivalent du réseau d'adaptation.

et
$$\text{Partie imaginaire de } Z = \operatorname{Re} \left[75 \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right) \right]$$

Nous présentons figure 110a,110b,110c les évolutions de $\operatorname{Re}(Z)$ et $\operatorname{Im}(Z)$ et $S_{11}(\text{dB})$ dans une bande de fréquence comprise entre 10 et 100 GHz (échelle logarithmique) en fonction de la valeur de l'inductance.

Sur la figure 110a, dans une large bande de fréquence (1-30 GHz), la valeur de $\operatorname{Re}(Z)$ reste quasiment constante et proche de 90 Ω . C'est la valeur de la résistance choisie. Pour des fréquences supérieures à 30 GHz, les courbes suivent des évolutions correspondantes à un phénomène de résonance. Pour des valeurs d'inductance supérieures à 0,2 nH, le phénomène de résonance apparaît dans la bande concernée (50-75 GHz).

Sur la courbe 110b, nous avons représenté l'évolution de la partie imaginaire du réseau d'adaptation en fonction de la fréquence.

Afin de bien comprendre les phénomènes de perturbations qui peuvent se produire, nous avons représenté l'évolution du facteur de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence (cf. figure 110c).

Ces caractéristiques du réseau d'adaptation, pour une inductance de 0,2 nH correspondent aux objectifs que nous nous sommes fixés. En effet, en basse fréquence, le réseau d'adaptation absorbe en partie l'onde. Ainsi, le facteur de réflexion vu par le composant actif sera suffisamment faible (en linéaire) pour qu'il reste stable. En revanche, dans la bande de fréquence considérée (50-75 GHz), l'impédance présentée par le réseau d'adaptation ($L = 0,2$) est suffisamment grande (montage parallèle) pour ne pas perturber les caractéristiques de la cellule.

En conclusion, ce n'est qu'après avoir effectué, d'une part, des caractérisations des éléments constituant le réseau d'adaptation (Résistance et Capacité) et, d'autre part, cette étude que nous avons compris l'origine de la perturbation exposée au début de ce Chapitre.

Cette étude et cet exemple pratique nous montre clairement qu'il est absolument nécessaire de caractériser chaque élément constituant un circuit microonde, fonctionnant en gamme millimétrique, afin de connaître son schéma électrique équivalent.

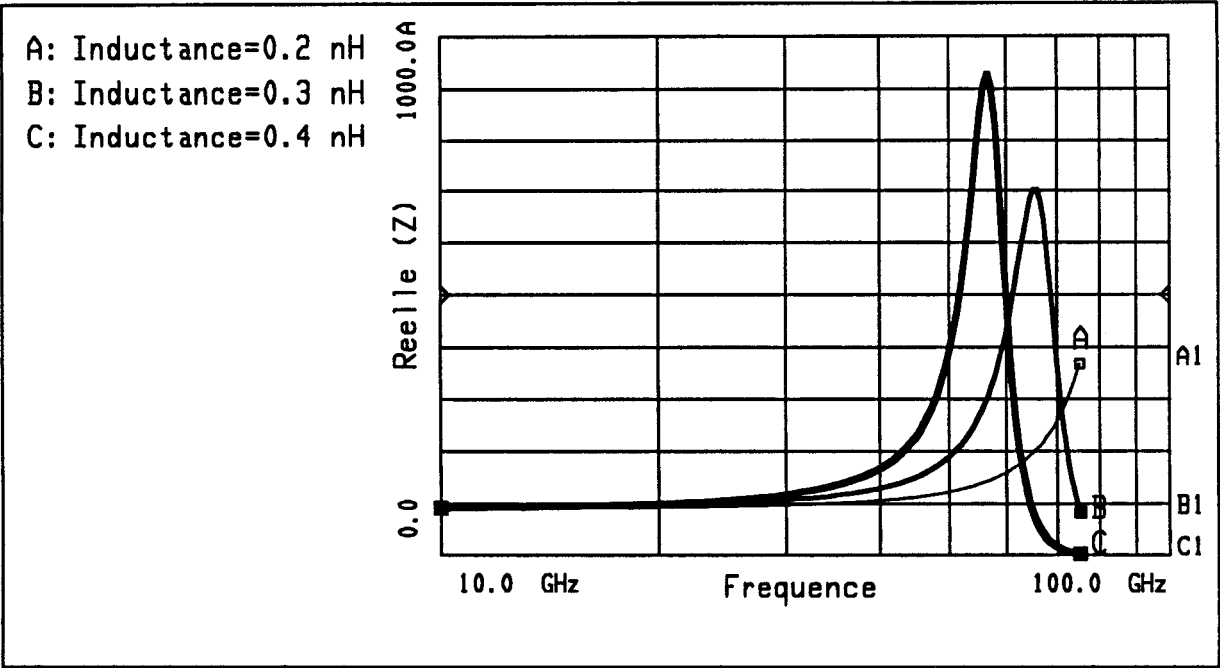


fig 110a: Evolution de la partie réelle de Z, du réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

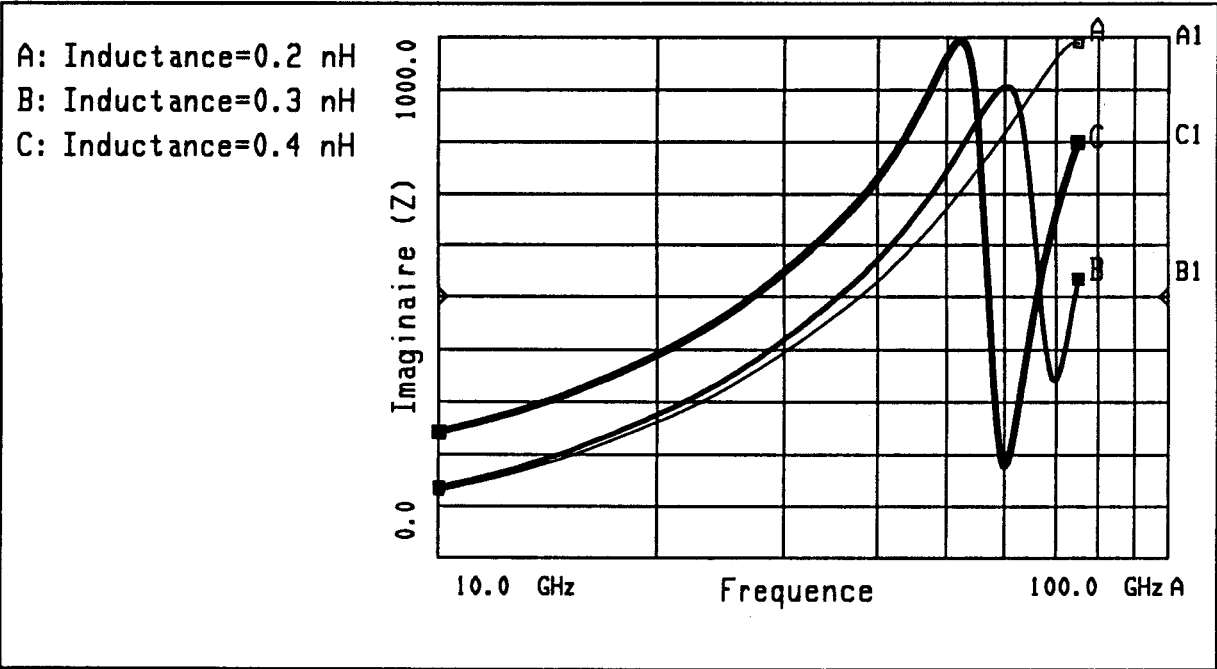


fig 110b: Evolution de la partie imaginaire de Z, du réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

Des simulations doivent être menées avec rigueur pour prévoir et quantifier les éventuels problèmes.

D'autre part, cette étude nous montre comment une variation minime (valeur de l'inductance) peut engendrer de fortes perturbations en hyperfréquence (bande V par exemple) alors qu'elles sont insignifiantes en plus basse fréquence.

De plus, il nous semble difficilement concevable, aux vues de cette étude et des problèmes rencontrés, de réaliser des circuits microondes à l'aide de composants hybrides pour des fréquences supérieures à 60 GHz.

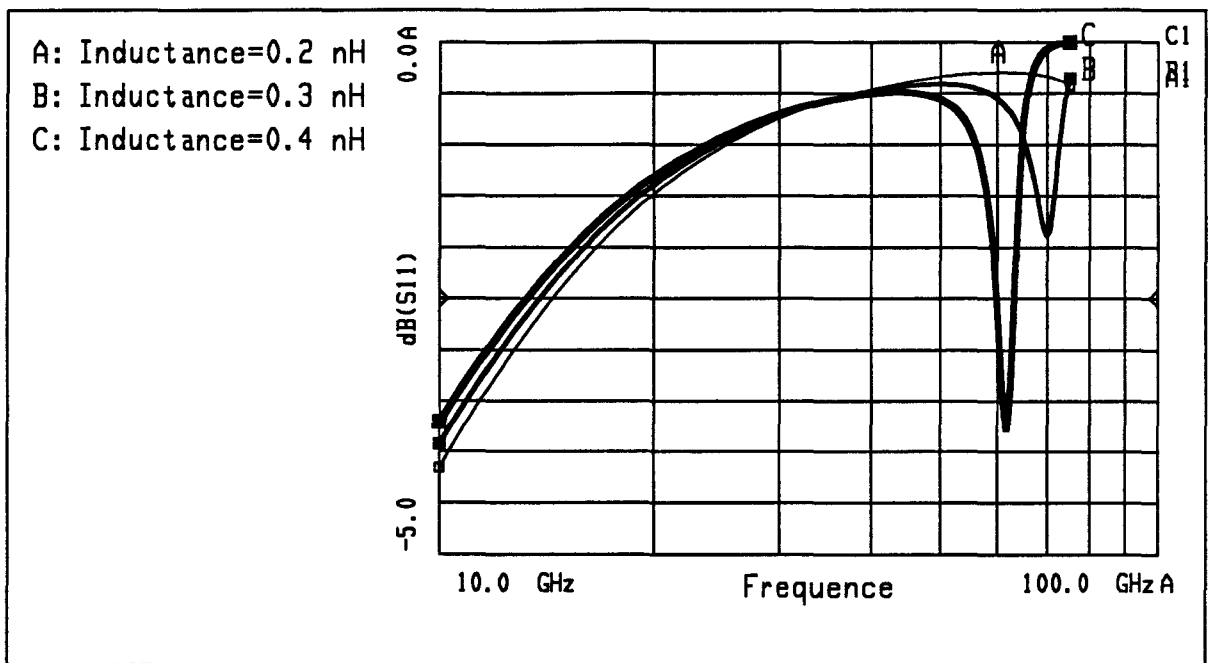


fig 110c: Evolution du facteur de réflexion S_{11} , du réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

III.4. PERFORMANCES HYPERFREQUENCES DE LA CELLULE DE MESURE AVEC SON RESEAU D'ADAPTATION PAR RAPPORT AUX SONDES DE MESURE

Bien que les sondes et la cellule de mesure n'aient pas les mêmes vocations, cette étude nous permettra de les situer l'une par rapport à l'autre, d'un point de vue performances hyperfréquences et d'un point de vue utilisation pratique.

Nous présentons figure 111a, 111b les paramètres S_{11} et S_{12} pratiques de notre cellule de mesure avec leurs réseaux d'adaptations (côté grille et côté drain).

Une représentation du schéma synoptique de cette cellule est illustré figure 112. Des fils d'or permettent l'interconnexion des lignes microruban issues des deux demies-cellules.

La figure 111a nous donne l'évolution du facteur de réflexion de la cellule de mesure en montage "Thru", vue par le côté 1 en fonction de la fréquence. Celui-ci est meilleur que - 14 dB dans la bande V (- 16 dB à 60 GHz).

La figure 111b nous montre l'évolution du facteur de transmission S_{12} de la cellule de mesure en fonction de la fréquence. Celui-ci est de l'ordre de - 4 dB entre 50 et 75 GHz (-3,6 dB à 60 GHz).

Les deux autres paramètres [S] (S_{11} et S_{21}) sont sensiblement équivalents. En première approximation, on peut donc estimer des pertes d'insertions de 2 dB et un facteur de réflexion bien meilleur que - 15 dB pour une demi cellule et ceci dans toute la bande V. A titre de comparaison, une sonde mise au point par Godshalk présente des pertes d'insertions de 4 dB et possède un facteur de réflexion qui est meilleur que - 11 dB (cf. figure 31 Chap. I) ! Ces caractéristiques sont à comparer avec celles d'une demie-cellule.

Nous avons mené une simulation du schéma électrique équivalent de notre cellule avec son réseau d'adaptation. Nous présentons figure 113a le facteur de réflexion ($\text{dB}(S_{11})$) de ce schéma électrique équivalent en fonction de la fréquence. Cette courbe est à comparer avec la figure obtenue en pratique (cf. figure 111a).

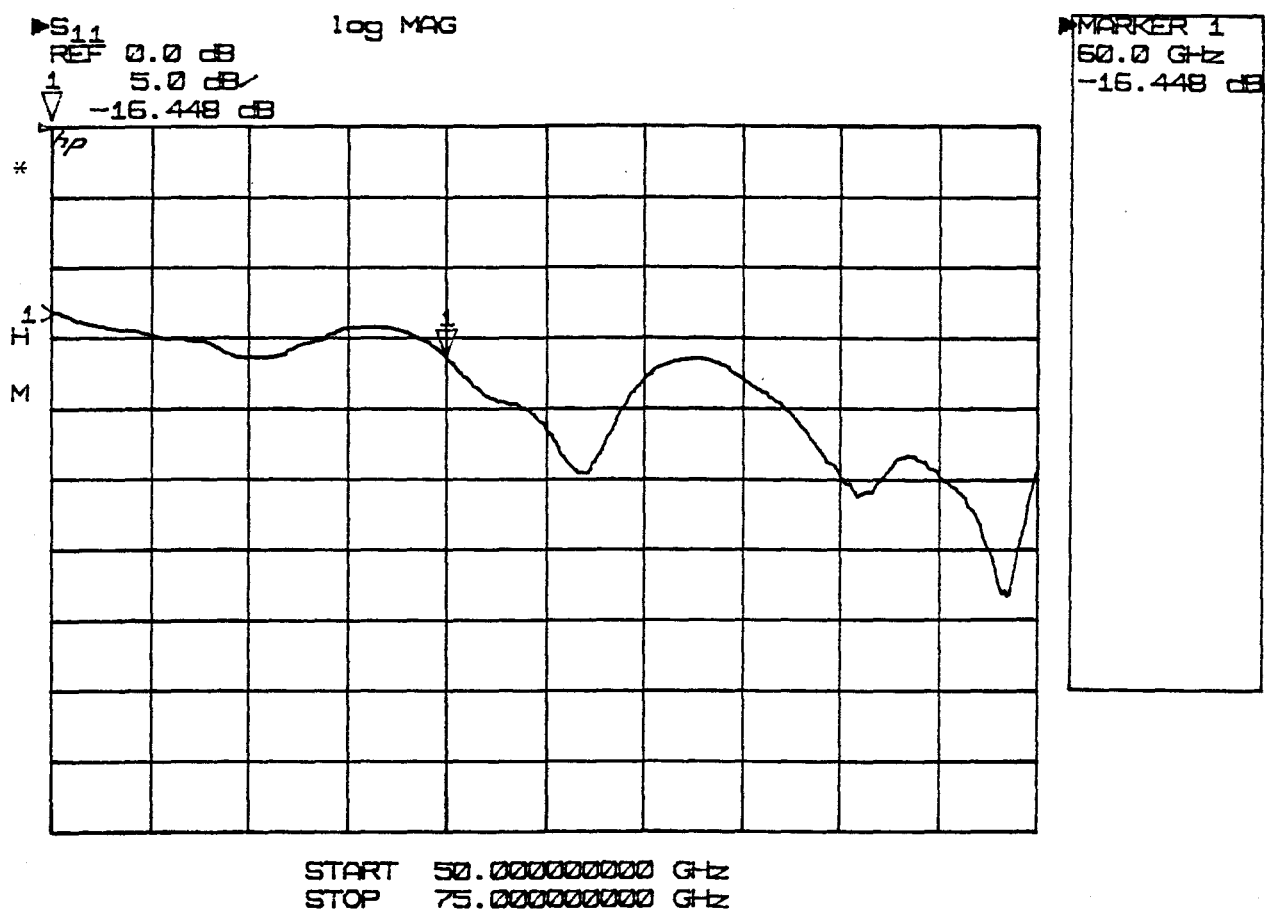


fig 111a: Evolution du facteur de réflexion S_{11} expérimental, de la cellule avec le réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

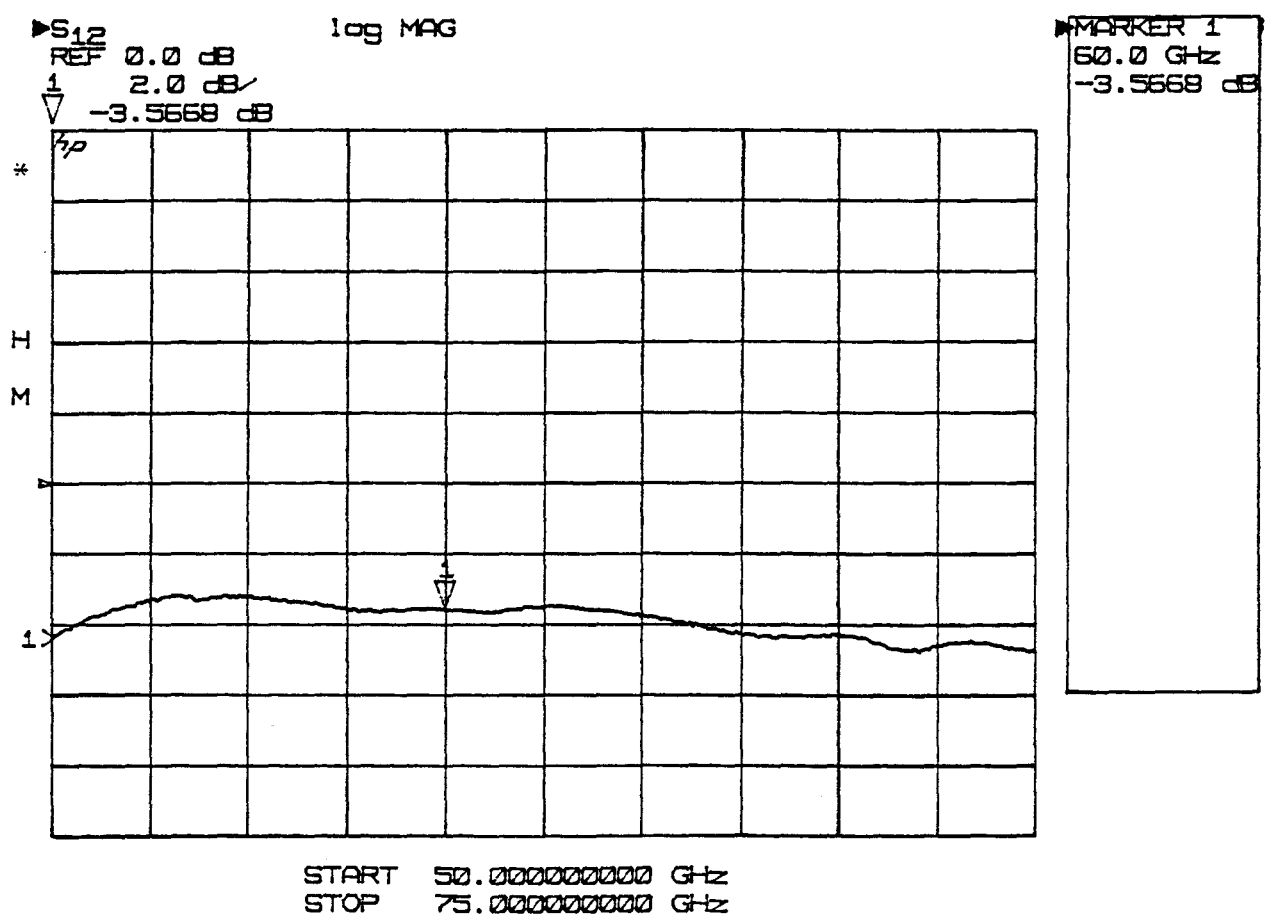


fig 111b: Evolution du facteur de transmission S_{12} expérimental, de la cellule avec le réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

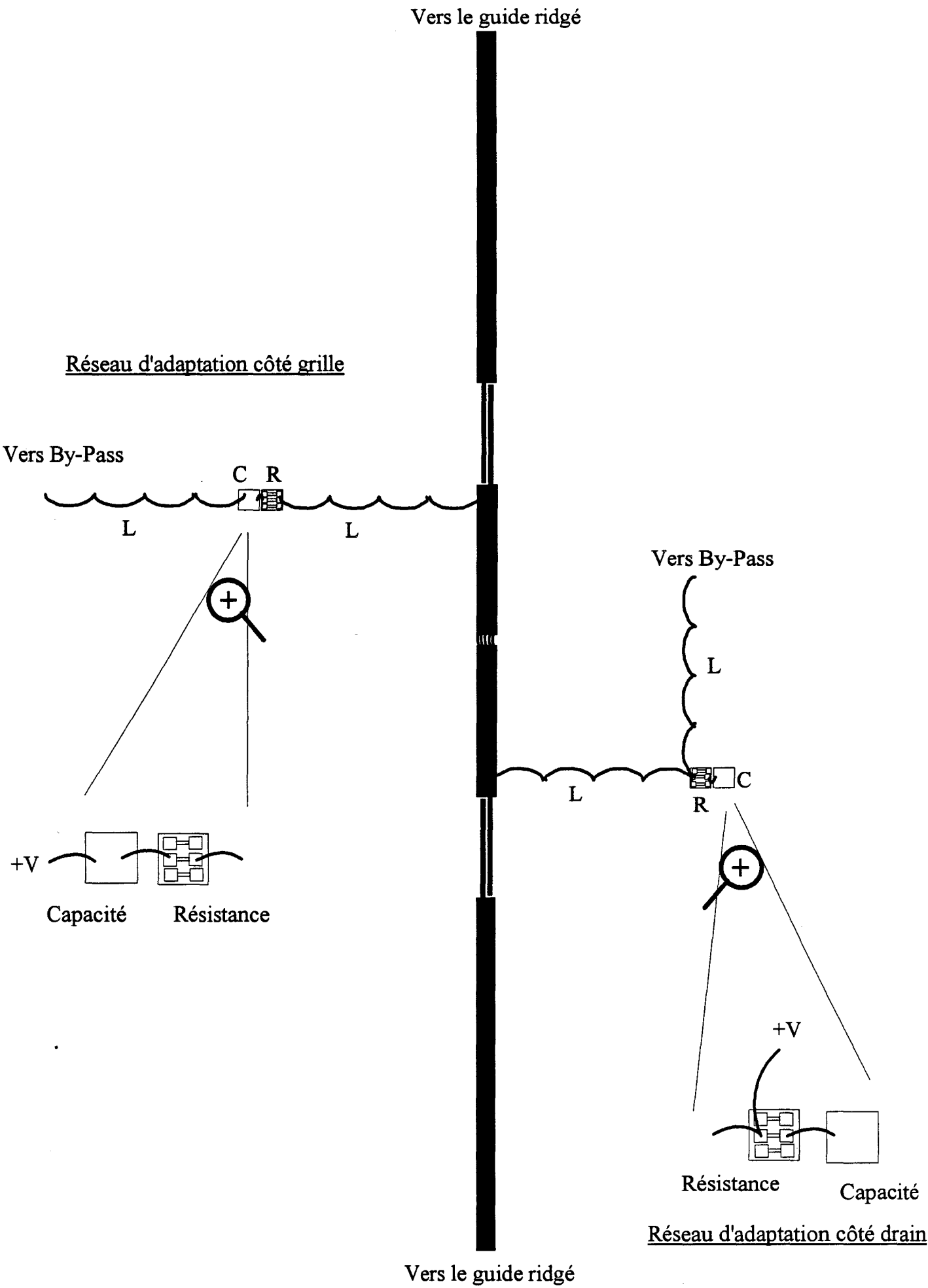


fig 112: Schéma synoptique, à l'échelle 20, de la cellule de mesure avec son réseau d'adaptation.

Le facteur de réflexion est meilleur que - 15 dB dans la bande V. Bien que ces deux courbes ne soient pas identiques, on peut estimer globalement que les amplitudes sont respectées.

De même, nous présentons figure 113b le facteur de transmission ($\text{dB}(S_{12})$) du schéma électrique équivalent en fonction de la fréquence. Le facteur de transmission est d'environ - 3,5 dB entre 50 et 75 GHz.

La figure 113b est à comparer avec la figure 111a obtenue pratiquement. Bien qu'il existe également quelques disparités entre les courbes pratiques et les courbes issues du modèle électrique équivalent, on peut estimer que ce dernier est valide et qu'il rend compte de la réalité physique.

En ce qui concerne le domaine d'utilisation des sondes, on peut dire qu'elles permettent d'effectuer des caractérisations systématiques (ou quasi systématiques) sur une plaquette de composants ou circuits intégrés. D'autre part, les pointes peuvent connecter l'élément à caractériser sans faire appel à des fils d'interconnexions. En effet, la technologie (substrat en alumine) et la conception des pointes (masse-signal-masse), permettent de contacter le dispositif sous test facilement. Enfin, l'invariance du système entre différentes mesures, et par conséquent la reproductibilité des mesures permettent des étalonnages plus efficaces que dans le cas d'une cellule avec connexion par fils.

En ce qui concerne la cellule de mesure, celle-ci n'a pas les mêmes objectifs. Nous estimons que c'est un outil de laboratoire destiné à des caractérisations précises (les performances le montrent) mais non systématiques. La topologie de la cellule ne permet d'ailleurs pas de connecter directement l'élément à caractériser. Il faut impérativement faire usage de fils d'or d'interconnexions. D'où une étape technologique supplémentaire vis-à-vis des sondes.

Nous pouvons citer un autre avantage très important que présente notre cellule par rapport aux sondes. Celui-ci est le suivant : Dans le cas de caractérisation d'éléments intégrés (amplificateur, mélangeur, ...) possédant déjà un réseau d'adaptation et de polarisation, il est possible d'utiliser la cellule initialement conçue, c'est-à-dire sans réseau d'adaptation. Les performances hyperfréquences de celle-ci sont alors de - 1 dB pour les pertes d'insertions et meilleur que - 20 dB pour le facteur de réflexion (il s'agit d'une demi cellule ; cf. figure 57 Chapitre II). De telles performances, sont particulièrement intéressantes pour la caractérisation précise de certains dispositifs microondes tels que les amplificateurs faible bruit. En effet, si l'on désire caractériser un

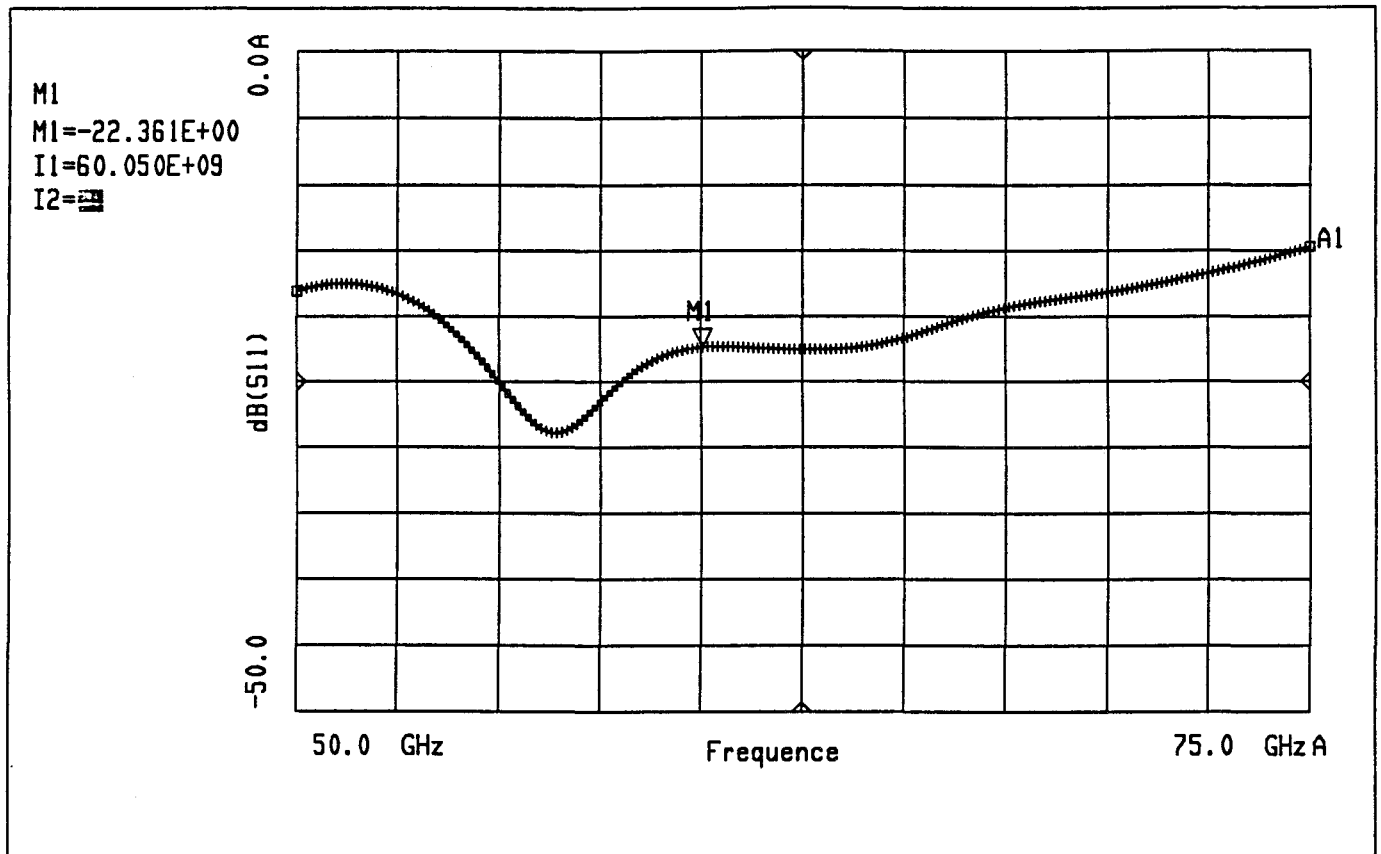


fig 113a: Evolution du facteur de réflexion S11, du schéma électrique équivalent de la cellule avec le réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

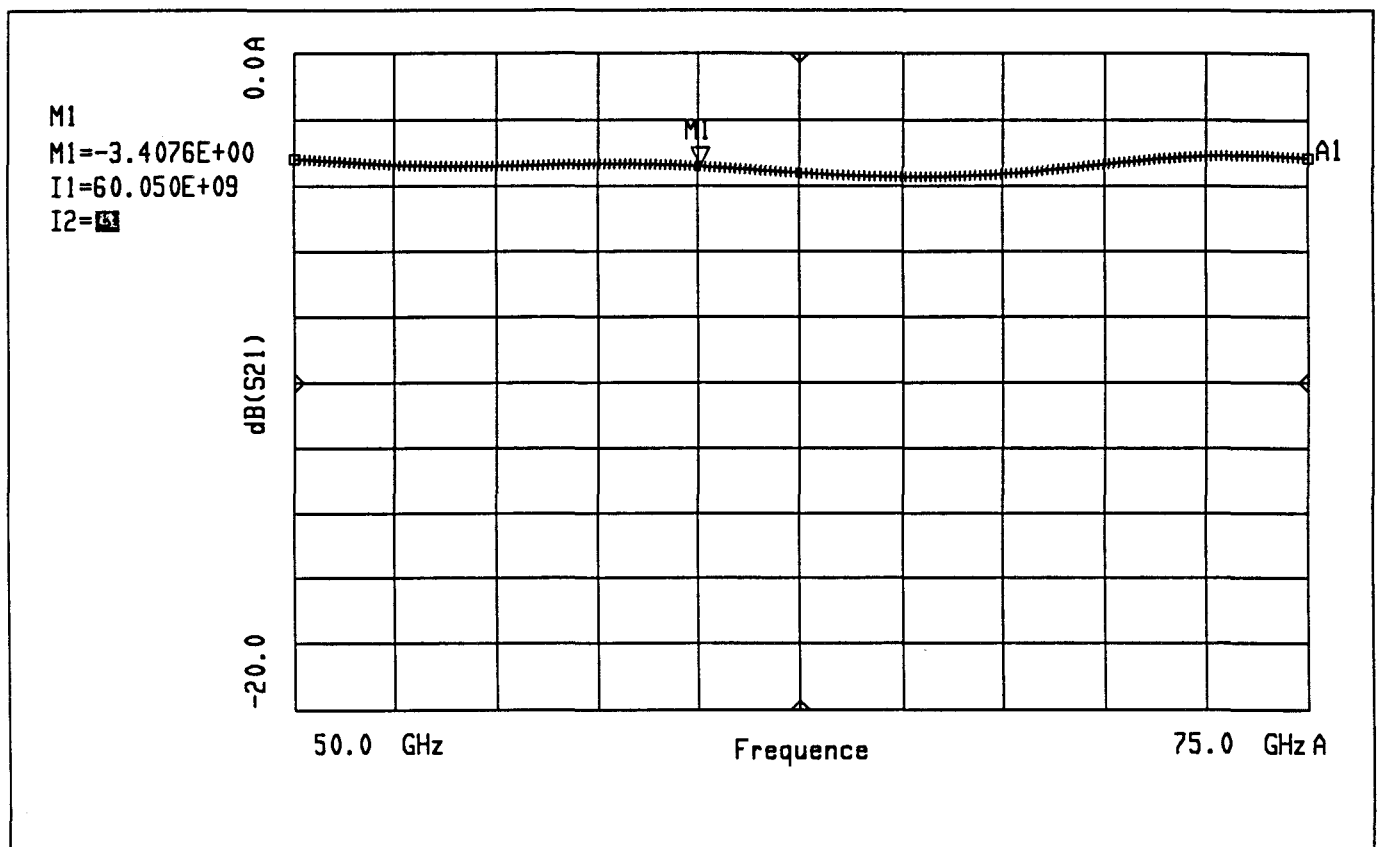


fig 113b: Evolution du facteur de transmission S12, du schéma électrique équivalent de la cellule avec le réseau d'adaptation, en fonction de la fréquence.

amplificateur intégré de gain $G = 20$ dB et de facteur de bruit $F = 4$ dB par exemple, nous pouvons utiliser la cellule de mesure sans problème.

En effet, en première approximation, et d'après la formule de Friis, le facteur de bruit donné par le mesureur de bruit F_1 (en dB) est égal à F (facteur de bruit de l'amplificateur en dB) additionné aux pertes d'insertion (P) d'une demie cellule en dB. Le gain G est important, l'influence du second étage est alors négligeable (les pertes en réflexions de la demie-cellule sont négligeables).

$$F_1 = F + P$$

avec : F_1 = Facteur de bruit donné par le mesureur de bruit (5 dB)

F = Facteur de bruit de l'amplificateur (4 dB)

P = pertes d'insertions d'une demi cellule (1 dB)

Par contre, la caractérisation en bruit de ce même amplificateur est très imprécise avec les sondes. En effet, les pertes d'insertion de ces dernières sont du même ordre de grandeur que le facteur de bruit de l'amplificateur. Ce même type d'imprécisions de mesure à l'aide des sondes hyperfréquences, peut être observé dans le cas de caractérisation d'amplificateurs ou de mélangeurs où l'on doit effectuer des rapports de puissance.

En effet, il est particulièrement difficile d'estimer la puissance délivrée au composant au travers d'un quadripôle présentant de fortes pertes d'insertion et de réflexion. Par ailleurs, une spécificité de la cellule réside dans le fait que l'on peut utiliser cette cellule en tant que boîtier microonde. Les bonnes performances de celle-ci, en particulier en ce qui concerne le facteur de réflexion, ne modifieront pas de façon sensible les caractéristiques d'un circuit intégré microonde inséré dans la cellule.

III.5. COMPARAISONS ENTRE LES CARACTERISATIONS DE TEC AVEC LA CELLULE DE MESURE ET CELLES OBTENUES AVEC LES POINTES HYPERFREQUENCES

Après avoir dressé un bilan comparatif entre les performances hyperfréquences de la cellule et des pointes, et après avoir indiqué leurs domaines d'utilisation, nous avons comparé les caractérisations de TEC issues des deux systèmes de mesure.

La plupart des TEC que nous avons caractérisés sont des composants pseudomorphiques conçus et réalisés par le laboratoire THOMSON. Ceux-ci dénommés "TOUTATIS" et "GRINGO", ont des longueurs de grille de 0,15 μm . La largeur de grille est, quant à elle, de 2 x 10 μm , 2 x 20 μm .

Remarques générales

Parmi le grand nombre de caractérisations que nous avons effectué, nous présenterons dans un souci de clarté les résultats les plus significatifs.

Nous nous sommes limités aux caractérisations faibles signaux (paramètres [S]), par conséquent nous avons écarté tous les composants à grand développement de grille.

Nous présentons figure 114a,114b,114c,114d les paramètres [S] d'un TEC obtenu avec notre cellule (trait fin) et avec les pointes hyperfréquences (trait ++). Le composant caractérisé est un TEC "GRINGO". Sa longueur et sa largeur de grille sont de 0,15 μm et de 2 x 20 μm respectivement. Les polarisations V_{ds} (tension drain - source) et V_{gs} (tension grille - source) sont de 2 volts et - 0,2 volts respectivement.

Nous présentons figure 114a, le facteur de transmission $\text{dB}(S_{21})$ du TEC en fonction de la fréquence. Nous observons une très bonne concordance entre les mesures issues de notre cellule et celles obtenues avec les pointes hyperfréquences et ceci entre 55 et 75 GHz.

La figure 114b, représente l'évolution du facteur de réflexion $\text{dB}(S_{11})$ en fonction de la fréquence. Nous observons une bonne similitude entre les deux systèmes de mesure entre 55 et 75 GHz.

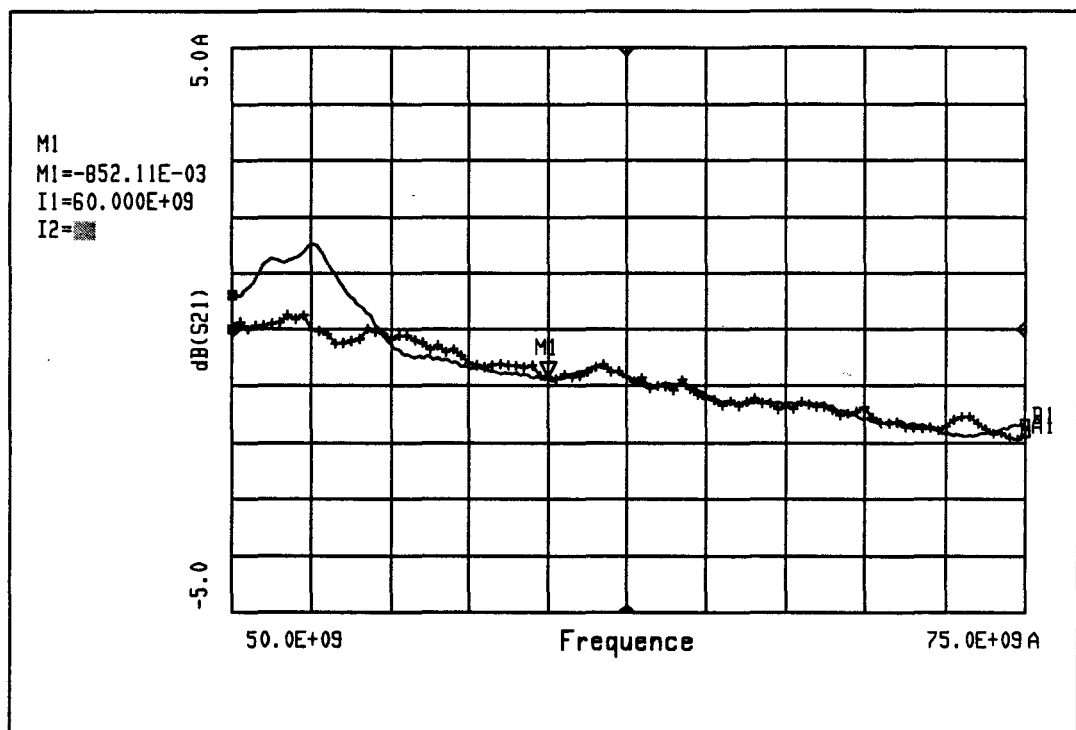


fig 114a: Evolutions du facteur de transmission S_{21} du transistor à effet de champ, issues des deux systèmes de mesures, en fonction de la fréquence.

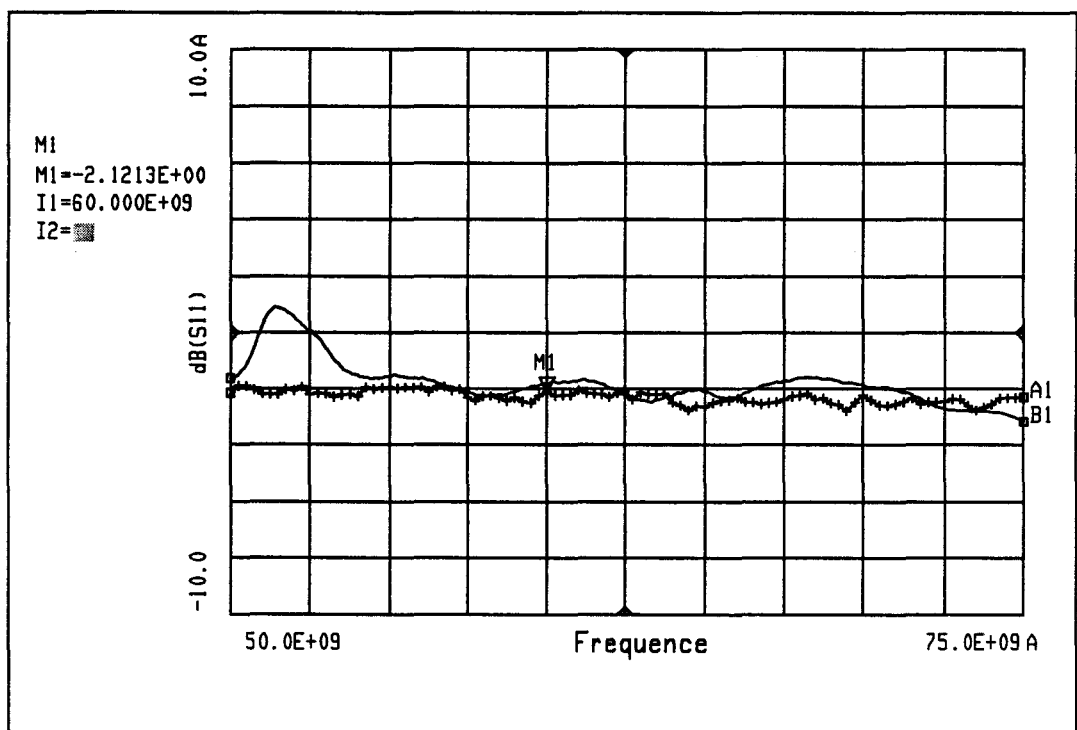


fig 114b: Evolutions du facteur de réflexion S_{11} du transistor à effet de champ, issues des deux systèmes de mesures, en fonction de la fréquence.

Nous présentons figure 114c, le facteur de réflexion $\text{dB}(S_{22})$ en fonction de la fréquence. L'observation de cette figure nous apprend que nous avons, là encore, une bonne concordance entre les deux systèmes de mesure et ceci entre 55 et 70 GHz.

Nous devons néanmoins noter deux points de désaccord entre ces deux types de caractérisation :

En premier lieu, en début de bande (50 - 52,5 GHz) une "remontée" de tous les paramètres $[S_{ij}]$ peut être observée. Ce désaccord ne peut être expliqué que par la variation (mécanique) d'un des éléments constituant la cellule et son réseau de polarisation lors des étapes de l'étalonnage.

En second lieu, concernant le seul paramètre S_{22} , en fin de bande (72,5 - 75 GHz), nous constatons un écart d'environ 2 dB. Cet écart est attribué à l'influence de l'inductance équivalente à la connexion de drain. Etant donné les petites dimensions des plots de grille et de drain du composant, un seul fil de connexion a été relié. Par conséquent, les inductances équivalentes sont de l'ordre de 0,15 à 0,2 nH, ce qui est important dans cette gamme de fréquence.

Nous présentons figure 114d, le facteur $\text{dB}(S_{12})$ en fonction de la fréquence. Celui-ci représente l'isolation entre la grille et le drain du TEC. La valeur de cette isolation, obtenue avec les sondes hyperfréquences, est de l'ordre de -15 dB entre 50 et 75 GHz. Par contre, nous obtenons avec notre cellule de mesure une isolation comprise entre -17 et -19 dB dans la bande de fréquence 55 - 75 GHz. Une telle variation, nous a surpris dans un premier temps, car aucun des trois paramètres décrits précédemment ne nous laissait présager cette différence sur la valeur de l'isolation. D'un point de vue théorique, celle-ci est d'environ -15 dB dans la bande V. Ce calcul a été mené par extrapolation des caractéristiques électriques du TEC, à partir d'un schéma équivalent déterminé en plus basse fréquence. La valeur de l'isolation obtenue avec les pointes hyperfréquences était donc conforme à la théorie.

A ce niveau, nous avons entrepris une étude qui devait nous permettre d'expliquer cet état de fait. Des indications précieuses nous ont permis de cerner le problème rapidement. En effet, les évolutions des paramètres S_{11} et S_{22} issues des deux systèmes de mesure étaient pratiquement identiques. Il était donc peut vraisemblable qu'un élément inconnu, susceptible de modifier le paramètre S_{12} , se situe au niveau de la grille ou du drain du TEC. Cette constatation nous a évidemment conduit à envisager que le problème se situait, en contre réaction, au niveau de la source du TEC. Nous avons donc cherché ce qui différenciait les deux systèmes de mesures.

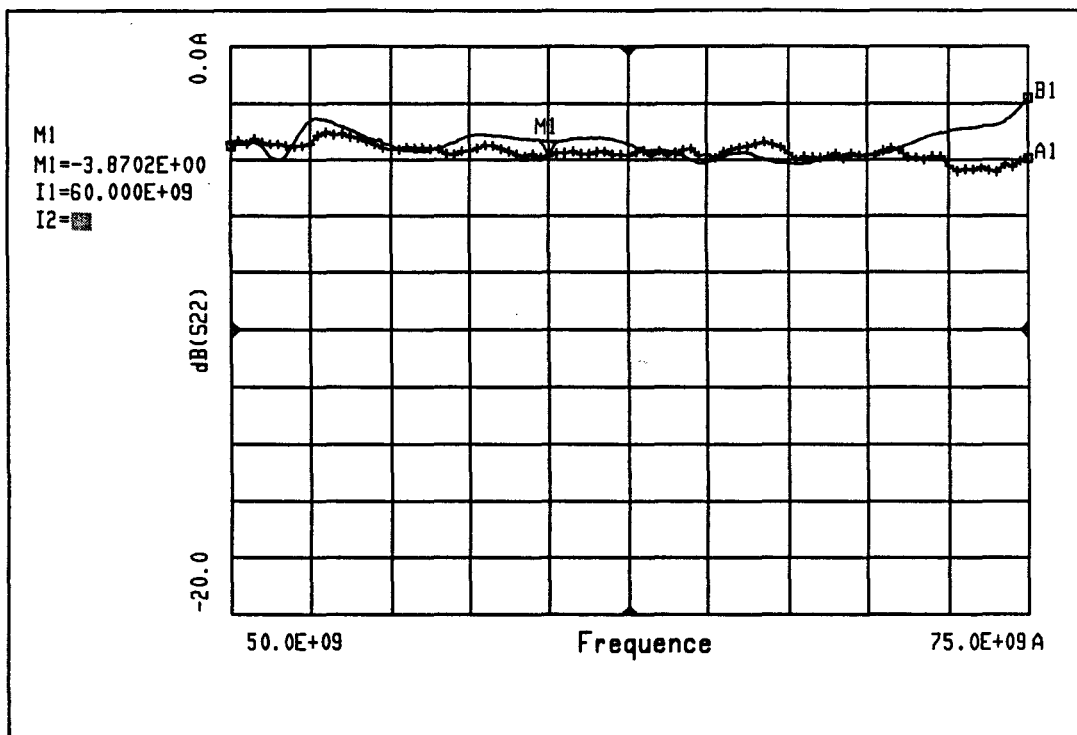


fig 114c: Evolutions du facteur de réflexion S_{22} du transistor à effet de champ, issues des deux systèmes de mesures, en fonction de la fréquence.

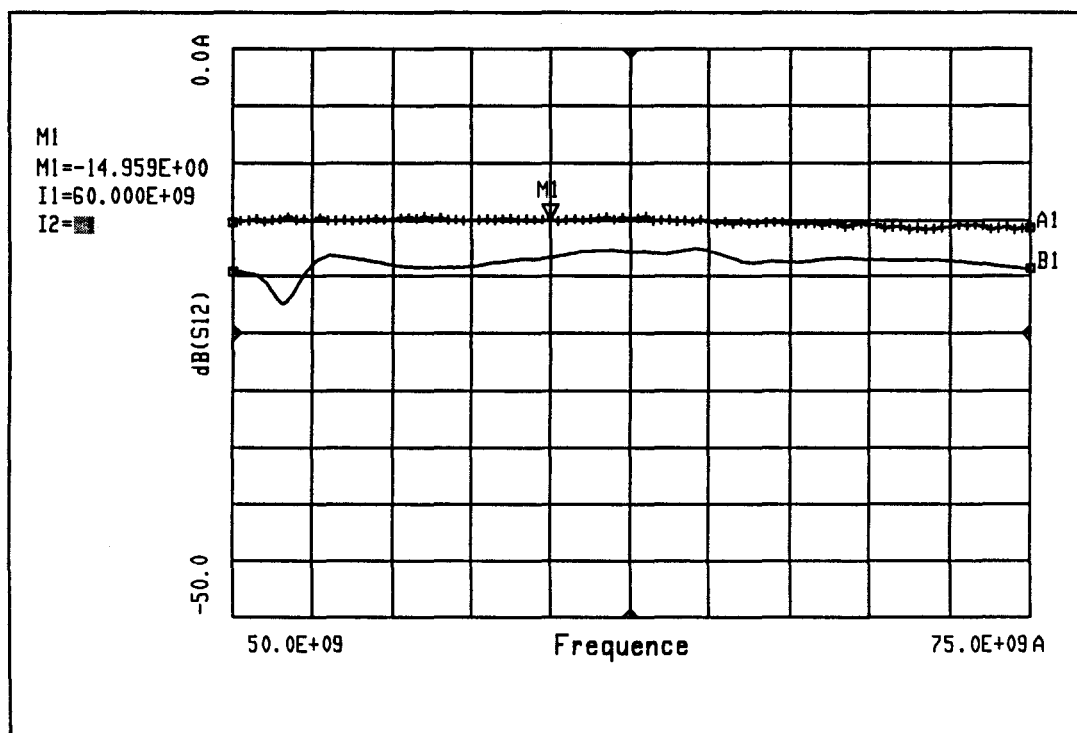


fig 114d: Evolutions du facteur d'isolation S_{12} du transistor à effet de champ, issues des deux systèmes de mesures, en fonction de la fréquence.

Dans le cas de la caractérisation du TEC avec la cellule de mesure, ce dernier est collé (à l'aide d'une colle conductrice) sur un insert. Le contact de masse se fait grâce à des "via-holes", qui permettent de relier la source du TEC à l'insert métallique. L'inductance équivalente à ces "via-holes" est de l'ordre de 5 à 10 pH. En comparaison, dans le cas de la caractérisation du TEC avec les pointes de mesure, la masse est directement reliée sur la source du TEC à l'aide des deux contacts latéraux de la sonde de type coplanaire (masse - signal - masse, cf. figure 41 Chapitre I). Dans ce cas, la valeur de l'inductance de source est très faible et peut être considérée comme négligeable. Ainsi, nous estimons que nous mesurons, avec la cellule de mesure, le TEC intrinsèque avec une inductance de source (cf. figure 115). Pour connaître les paramètres [S] du TEC seul, il suffit de retirer cette inductance de source.

Nous présentons figure 116, le paramètre d'isolation S_{12} du TEC seul c'est-à-dire quand l'inductance de source a été retirée. La valeur de cette dernière est de 5 pH. Nous remarquons que la valeur de l'isolation est de l'ordre de -15 dB dans la bande (55-75 GHz). Ce résultat est comparable à la valeur obtenue avec les pointes.

Remarque : Le fait de retirer une inductance de source de 5 pH ne modifie pratiquement pas la valeur des autres paramètres [S].

Nous présentons figure 117, les évolutions, obtenues avec la cellule de mesure, des paramètres $[S_{ij}]$ du TEC "GRINGO" quand celui-ci est polarisé (trait fin) et non polarisé (trait gras), entre 55 et 75 GHz. La polarisation du TEC est de 1,5 Volts pour la tension drain-source et de 0,25 Volts pour la tension grille-source.

Remarque : Nous n'avons pas retiré l'inductance de source de 5 pH. Ces résultats correspondent aux valeurs issues de la cellule de mesure conformément à la figure 115.

Nous avons représenté figure 118, l'évolution des paramètres S_{21} du TEC "GRINGO" en fonction de la fréquence et à différentes polarisations. Ces évolutions sont représentées en coordonnées polaires.

En conclusion, nous avons montré que la cellule de mesure est un outil permettant l'obtention des paramètres [S] de dispositifs actifs (et/ou passifs) avec une précision de mesure équivalente à celle d'un système de mesure sous pointe. Ceci était l'un des objectifs que nous nous étions fixés au début de cette étude. Finalement, nous estimons que les deux systèmes de mesure ont des domaines d'utilisations bien spécifiques et qu'ils sont parfaitement complémentaires.

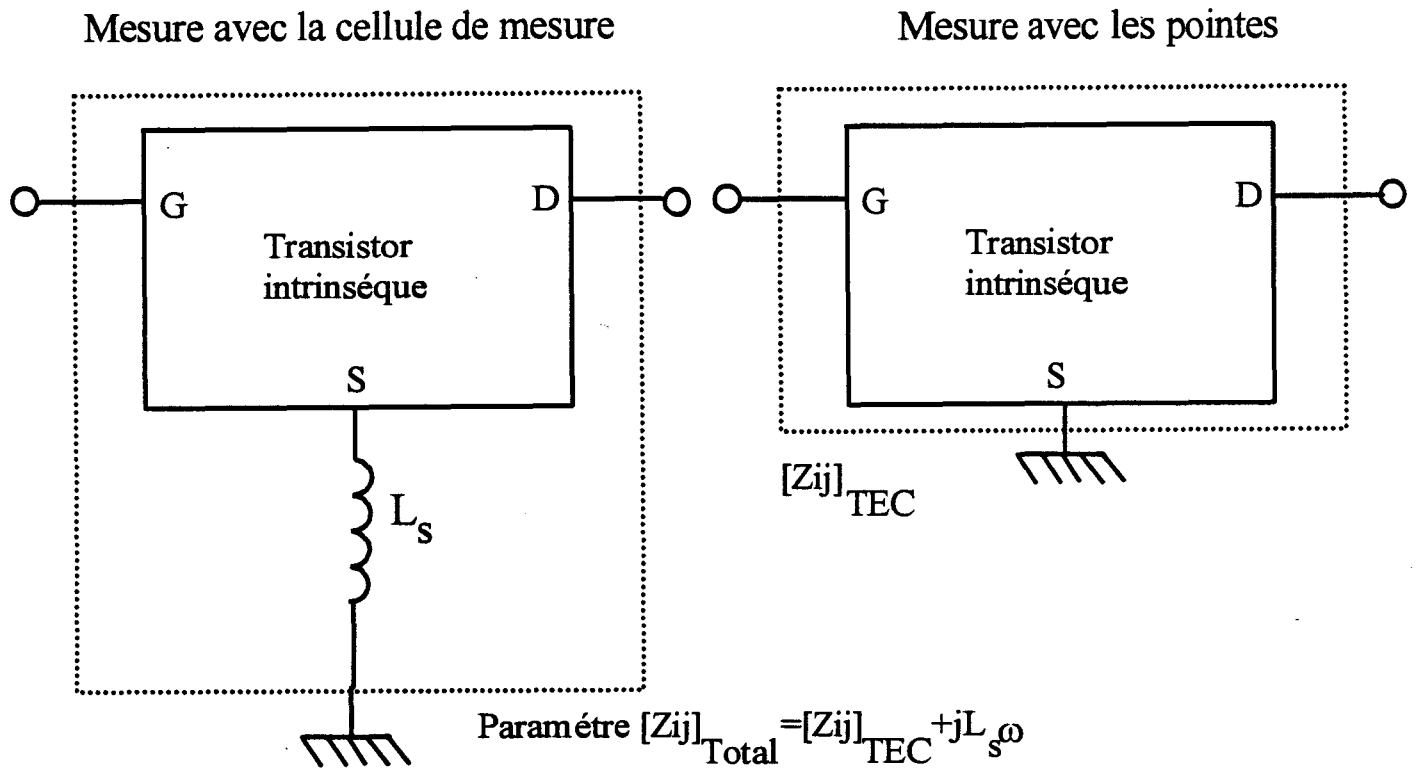


fig 115:Représentation des éléments mesurés avec les deux systèmes de mesures.

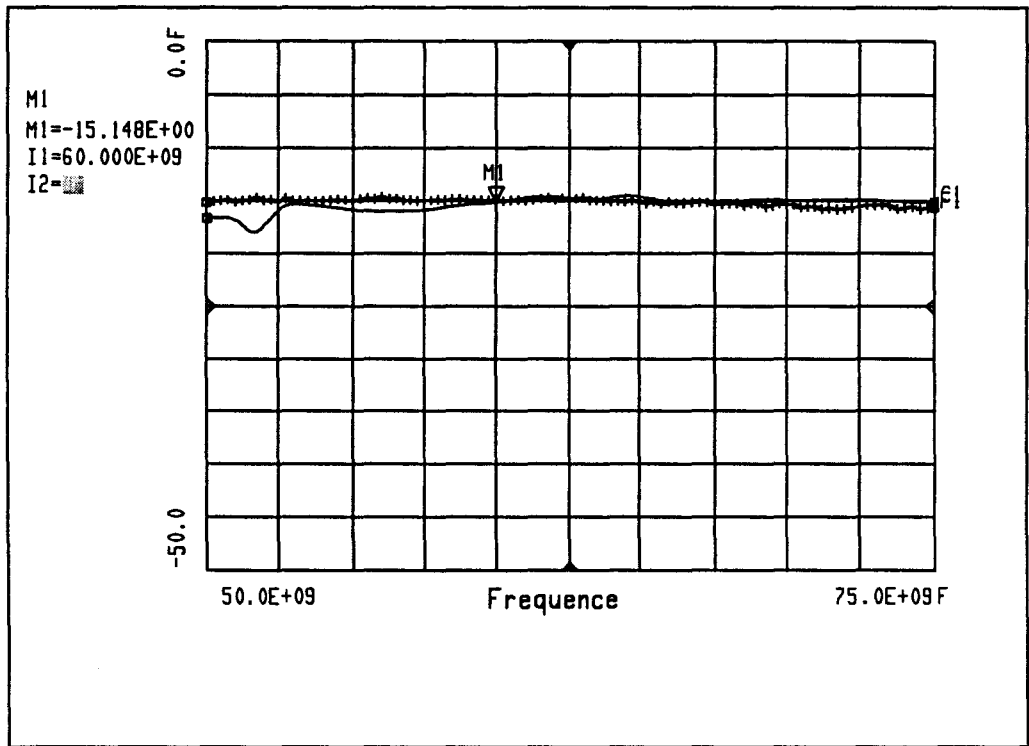


fig 116:Evolutions du facteur d' isolation S_{12} du transistor à effet de champ, issues des deux systèmes de mesures, en fonction de la fréquence (une inductance de source de 5pH a été retirée sur les paramètres [S] du T.E.C).

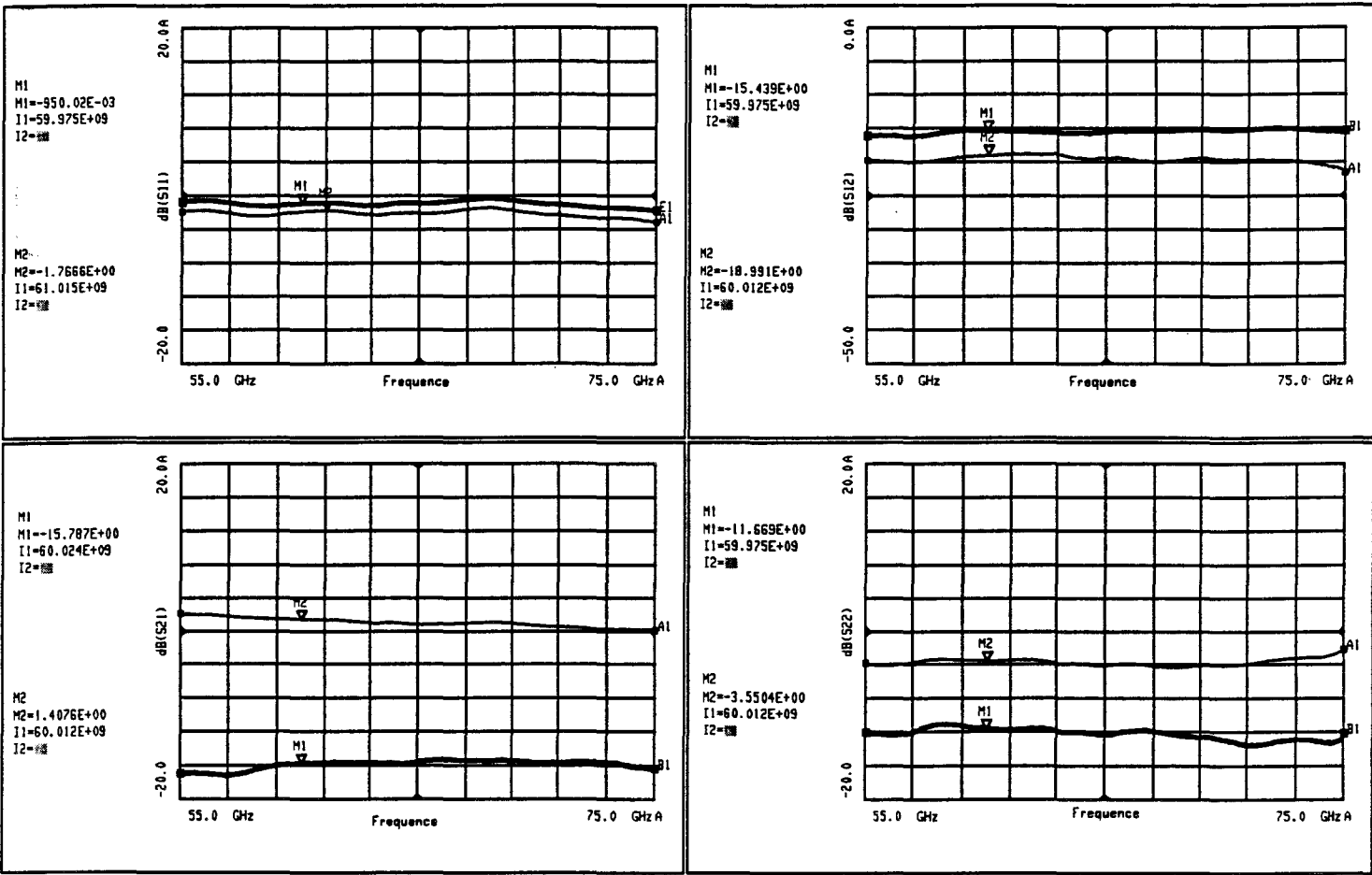


fig 117: Evolutions, obtenues avec la cellule de mesure, des paramètres [Sij] du T.E.C "GRINGO" polarisé et non polarisé, en fonction de la fréquence.

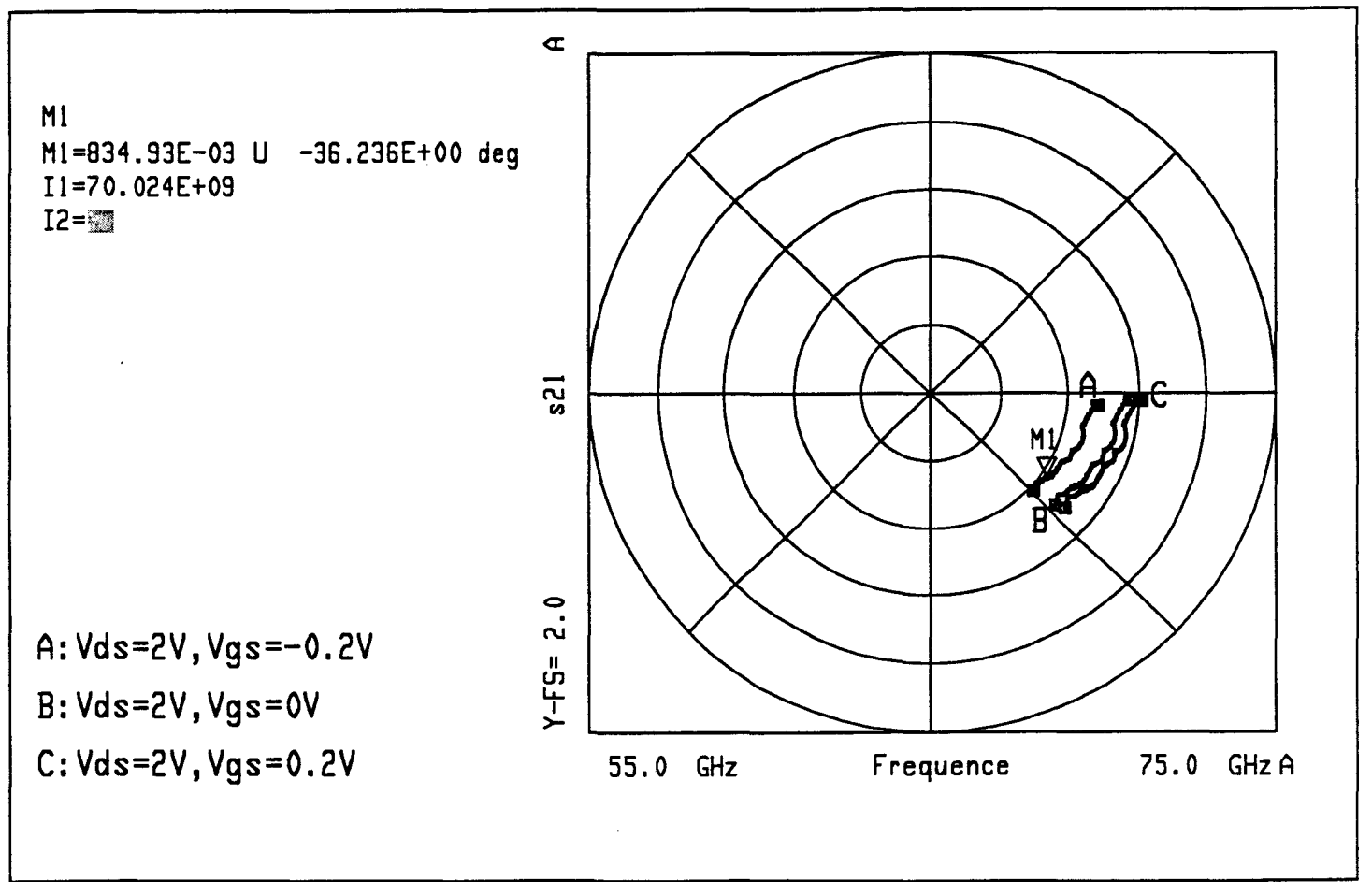


fig 118: Evolutions du facteur de transmission S21 du T.E.C "GRINGO", pour différentes polarisations, en fonction de la fréquence.

III.6. EXTRAPOLATIONS DES CARACTERISTIQUES MICROONDES D'UN TEC A PARTIR D'UN SCHEMA EQUIVALENT

Fort de ce moyen de mesure, nous voulions, entre autre, vérifier la validité de l'extrapolation du schéma équivalent électrique d'un TEC en gamme d'ondes millimétriques.

Pour cela, nous avons déterminé le schéma équivalent du transistor précédemment décrit ("GRINGO" $0,15 \times 2 \times 20 \mu\text{m}^2$) à partir de mesures effectuées sous pointes jusqu'à 40 GHz. Le transistor avait été reporté au préalable sur le "carrier" (cf. figure 101) permettant le test sous pointes de dispositifs en puce.

Ce même transistor a été ensuite connecté dans la cellule de mesure, afin de déterminer les paramètres $[S_{ij}]$ entre 50 et 75 GHz.

A partir des paramètres $[S]$, nous avons calculé les différents gains communément utilisés pour caractériser le TEC. Ces gains sont les suivants :

* MAG ; gain en puissance maximum disponible ($K > 1$)

$$MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

où : K est le coefficient de stabilité

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|}$$

avec : $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$

* U ; gain unilatéral ou gain de "S.J. Mason" [6]

$$U = \frac{1}{2} \cdot \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{K \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - \text{Re} \left(\frac{S_{21}}{S_{12}} \right)}$$

* h_{21} ; gain en courant (la sortie est court-circuitée)

$$|h_{21}|^2 = \left| \frac{-2 S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}} \right|^2$$

* MSG ; gain maximum lorsque le transistor est conditionnellement stable ($K \leq 1$)

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$

Nous présentons figure 119, les évolutions de ces paramètres en fonction de la fréquence (trait pointillé). Sur la même figure, nous avons tracé l'évolution, en fonction de la fréquence, de ces mêmes paramètres issus de l'extrapolation de paramètres [S] du TEC mesurés jusqu'à 40 GHz (trait gras).

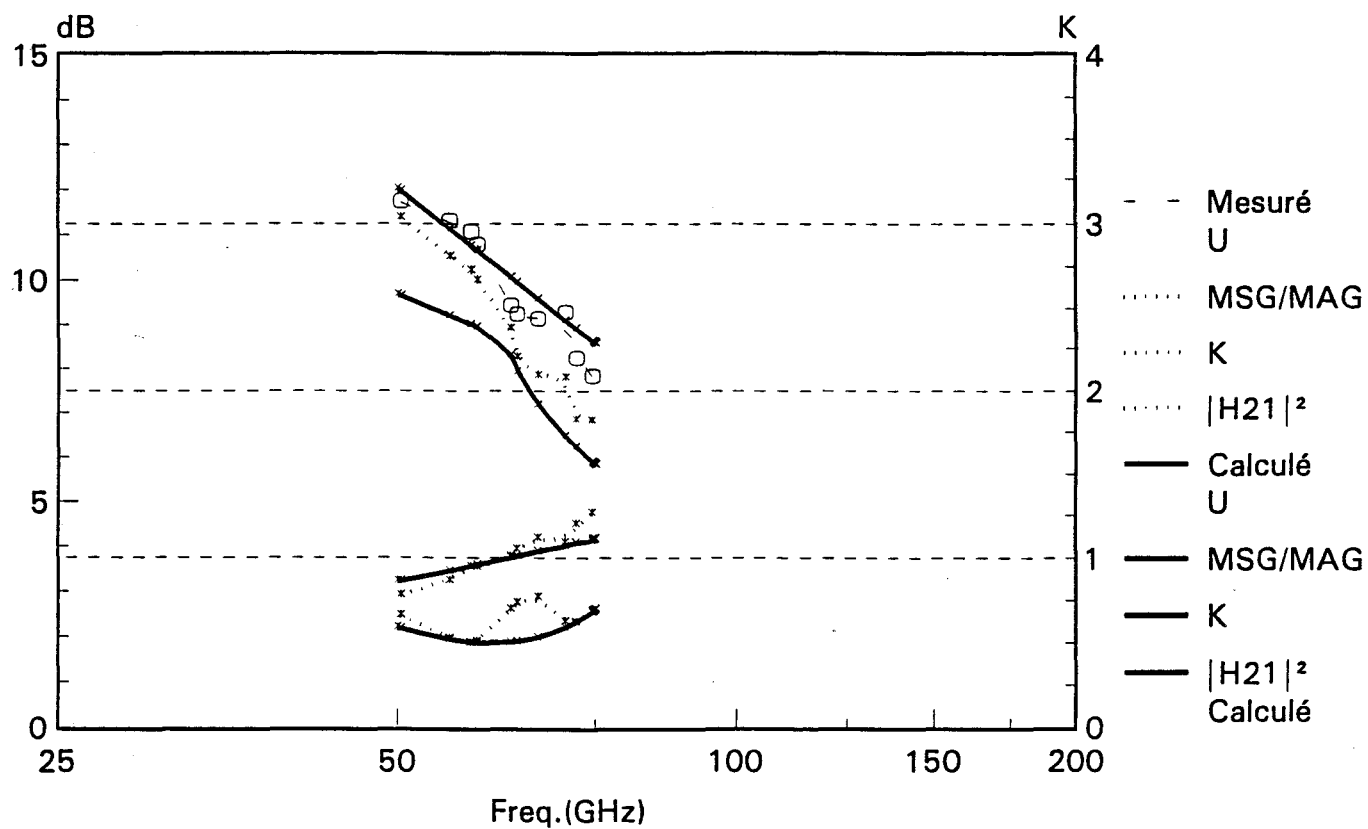


fig 119: Evolution des paramètres U , MSG/MAG , K , $|H_{21}|^2$, d'un transistor mesuré avec la cellule de mesure et extrapolation de ces mêmes paramètres à partir d'un schéma déterminé en plus basse fréquence.

III.7. LES AUTRES UTILISATIONS POTENTIELLES DE LA CELLULE DE MESURE

III.7.1. Avant Propos

Du fait de sa structure modulaire, la cellule de mesure a permis de caractériser plusieurs systèmes, passifs et actifs, de dimensions très variables. En effet, les deux demies-cellules sont parfaitement indépendantes et disjointes l'une de l'autre. L'élément à caractériser se positionne sur un insert métallique dont la dimension peut varier de quelques centaines de micromètres pour un transistor à effet de champ à plusieurs centimètres dans le cas d'une ligne de propagation par exemple. Cet intérêt ne se retrouve pas quand on utilise les pointes hyperfréquences. En effet, celles-ci sont reliées à des guides métalliques rigides, connectés aux têtes de mesure de l'analyseur de réseau, qui ne permettent pas un large débattement. Cet aspect a certainement valorisé et favorisé l'utilisation de la cellule de mesure auprès de nombreux chercheurs au sein de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (I.E.M.N.).

Nous présenterons dans ce paragraphe des résultats de caractérisation d'éléments divers que nous avons effectué à l'aide de la cellule de mesure.

III.7.2. Caractérisation d'une ligne de propagation microruban sur alumine

Cette caractérisation a été effectuée par J. Hinojosa [7]. Celui-ci voulait connaître l'évolution de la constante diélectrique d'une ligne microruban sur alumine en gamme d'ondes millimétriques. Cette ligne a une longueur de 1 cm. Cette dimension a été déterminée afin de permettre à l'onde électromagnétique de se propager parfaitement dans la ligne microruban. L'élément à caractériser étant passif, nous avons tout naturellement utilisé la cellule de mesure sans réseau d'adaptation/polarisation. Après avoir effectué un calibrage de type T.R.L. dans les plans de sortie des deux demies-cellules (cf. le calibrage de la cellule de mesure), nous avons inséré la ligne d'alumine à caractériser. Des thermo-compressions, de part et d'autre de cette ligne, ont permis de la connecter aux deux demies-cellules de mesure.

Après traitement et exploitation de la caractérisation, J. Hinojosa nous a fait part de ses résultats. Nous présentons l'évolution de la constante diélectrique

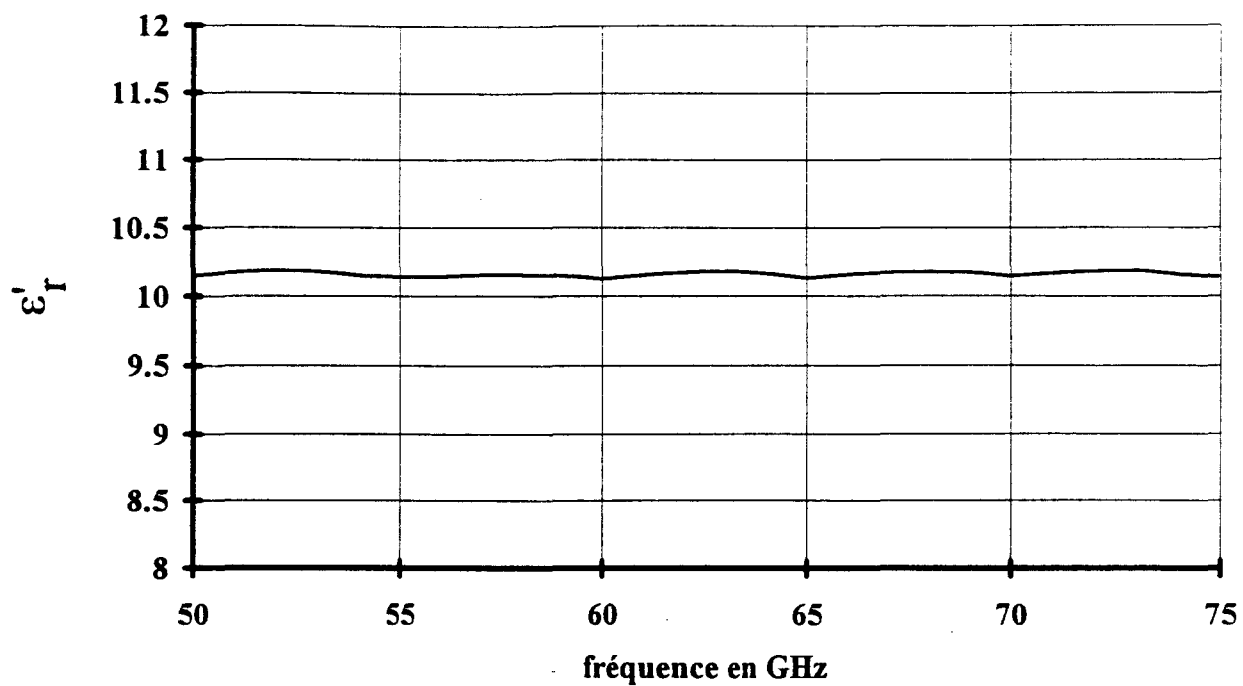


fig 120a: Evolution de la constante diélectrique de l'alumine, en fonction de la fréquence.

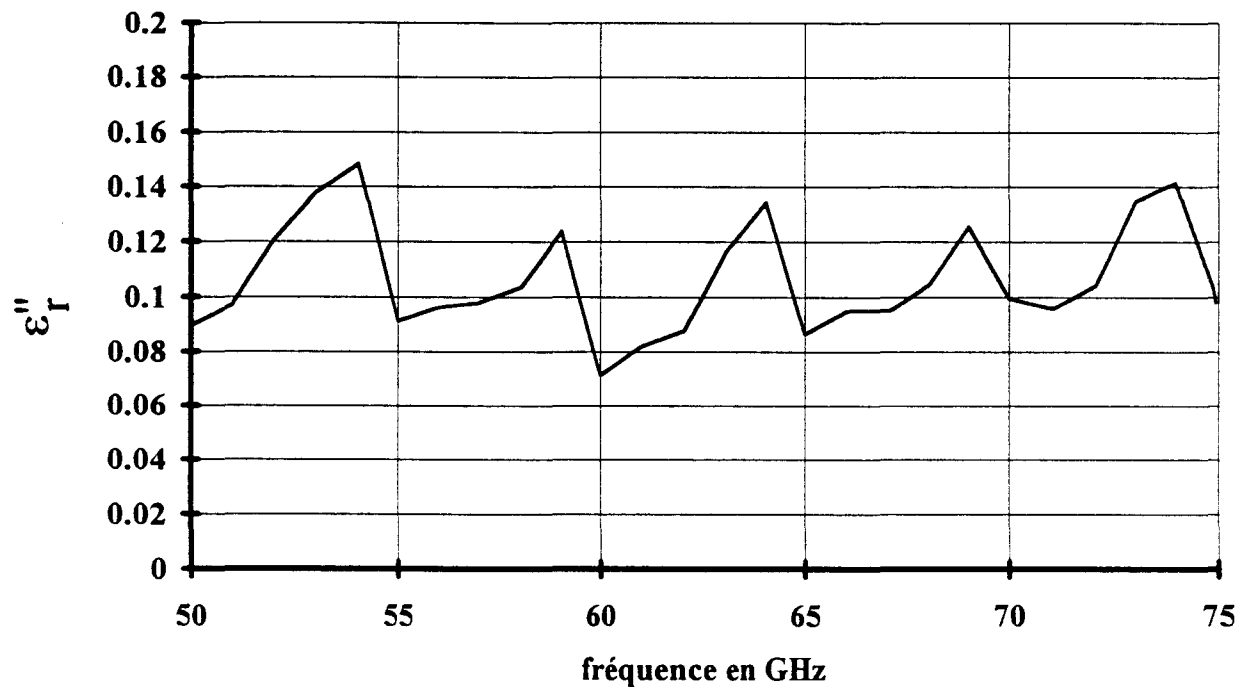


fig 120b: Evolution des pertes diélectriques de l'alumine, en fonction de la fréquence.

(figure 120a) ainsi que l'évolution des pertes diélectriques (figure 120b) de l'alumine entre 50 et 75 GHz.

La constante diélectrique est de l'ordre de 10,2 dans la bande V. Les pertes sont d'environ 0,11 dB avec une ondulation de $\pm 0,03$ dB dans la bande V.

III.7.3. Caractérisation d'un amplificateur intégré

Nous avons caractérisé un amplificateur intégré comportant deux étages. Cet amplificateur, dénommé "SALSA", nous a été fourni par le laboratoire THOMSON dans le cadre du contrat "ESPRIT III CLASSIC [8]". Nous présentons figures 121 et 122 le schéma synoptique et le dessin du circuit de cet amplificateur. Nous reconnaissons sur la figure 121 les deux transistors avec leurs systèmes de polarisation garantissant la stabilité des transistors en relativement basse fréquence. Cette adaptation est assurée par un réseau d'adaptation proche de celui décrit au Chapitre II. De plus, deux capacités de liaisons sont placées à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. En conséquence, nous avons utilisé la cellule de mesure sans réseau d'adaptation et de polarisation pour la caractérisation de l'amplificateur. Néanmoins, il nous a fallu modifier quelque peu la cellule de mesure qui disposait, à l'origine, de deux "By-Pass" permettant la polarisation de grille et drain d'un TEC. Ces deux "By-Pass" sont soudés sur une petite mécanique indépendante de la cellule et visée sur chacun des demis-boîtiers. Comme l'amplificateur nécessite quatre polarisations (deux tensions de grille et deux tensions de drain), nous avons ajouté deux mécaniques (avec "By-Pass") de polarisation.

Nous présentons figure 123, deux photographies de la cellule de mesure. La photographie 123a, représente les deux demies-cellules jointes. L'élément à caractériser est inséré entre celle-ci. La photographie 123b, représente les deux demies-cellules disjointes. L'insert métallique situé entre celles-ci supporte l'élément à caractériser. Nous reconnaissons les deux "By-Pass", associés à chaque demies-cellules. Dans le cas de la caractérisation de l'amplificateur, le circuit intégré a été positionné sur un insert dont la dimension est celle de la puce.

Nous présentons figure 124, les résultats expérimentaux du facteur de transmission, du facteur d'isolation et des taux d'ondes stationnaires (TOS) à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence (55-65 GHz). Les tensions V_{ds} et V_{gs} des deux transistors sont respectivement de 2 Volts et 0 Volt. Le facteur de transmission est de l'ordre de 9 dB entre 59 et 61 GHz ; celui-ci diminue rapidement de part et d'autre de cette bande de fréquence ($S_{21} \equiv 2,5$ dB à 55 et à 65 GHz). Les valeurs

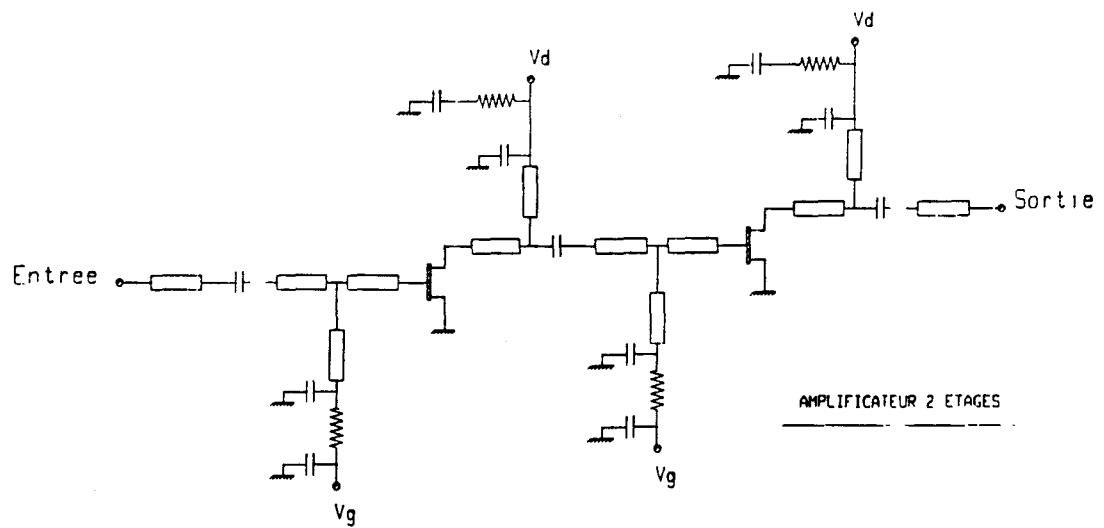


fig 121:Représentation du schéma synoptique de l'amplificateur "SALSA" (d'après Thomson).

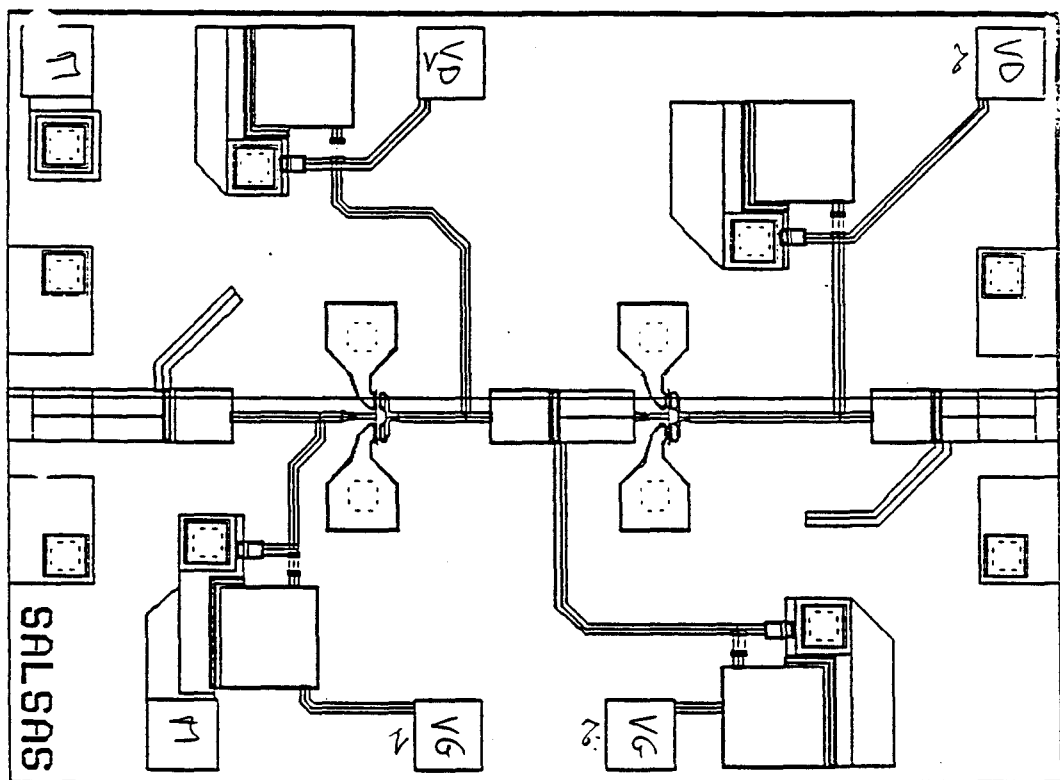


fig 122:Représentation du dessin du circuit de l'amplificateur "SALSA" (d'après Thomson).

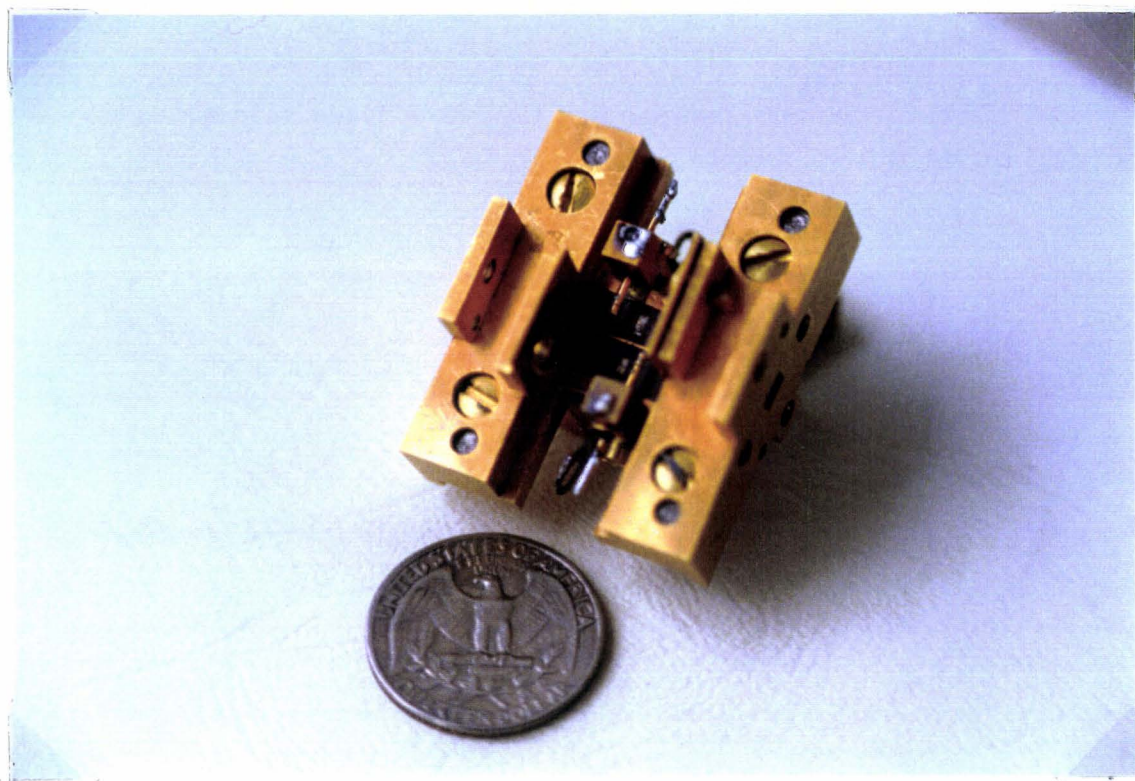


fig 123a: Photographie des deux demies-cellules de mesure jointes.

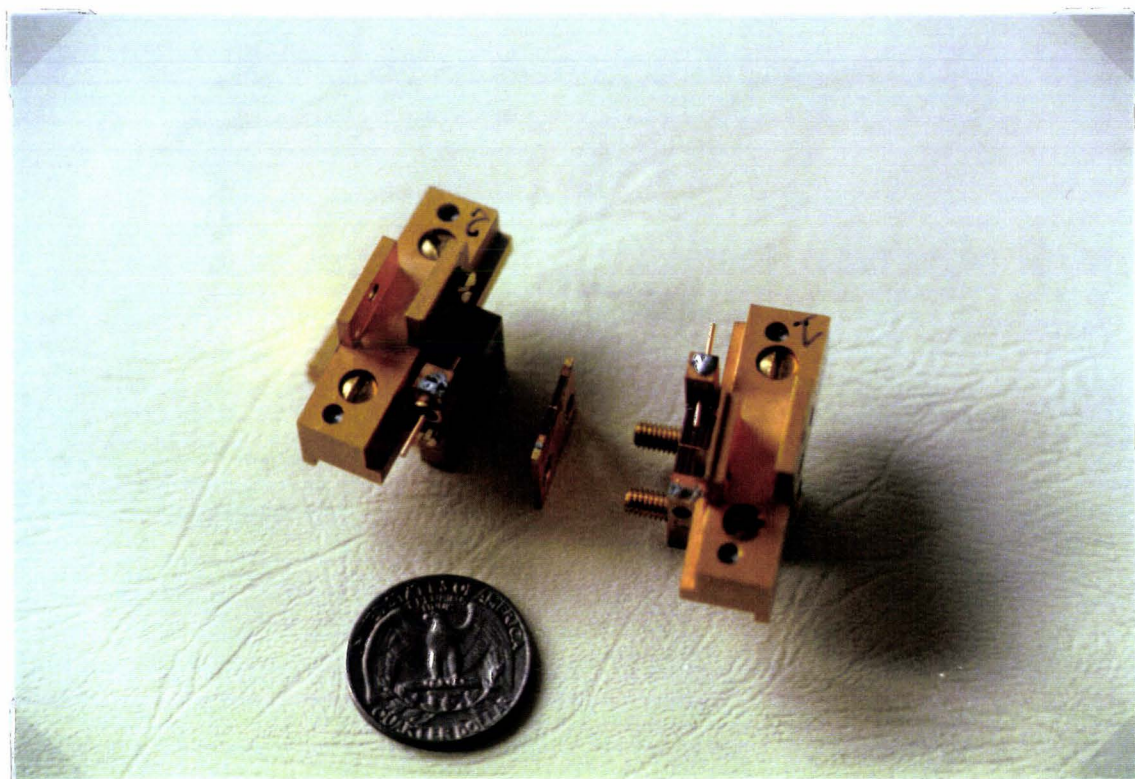


fig 123b: Photographie des deux demies-cellules de mesure disjointes.

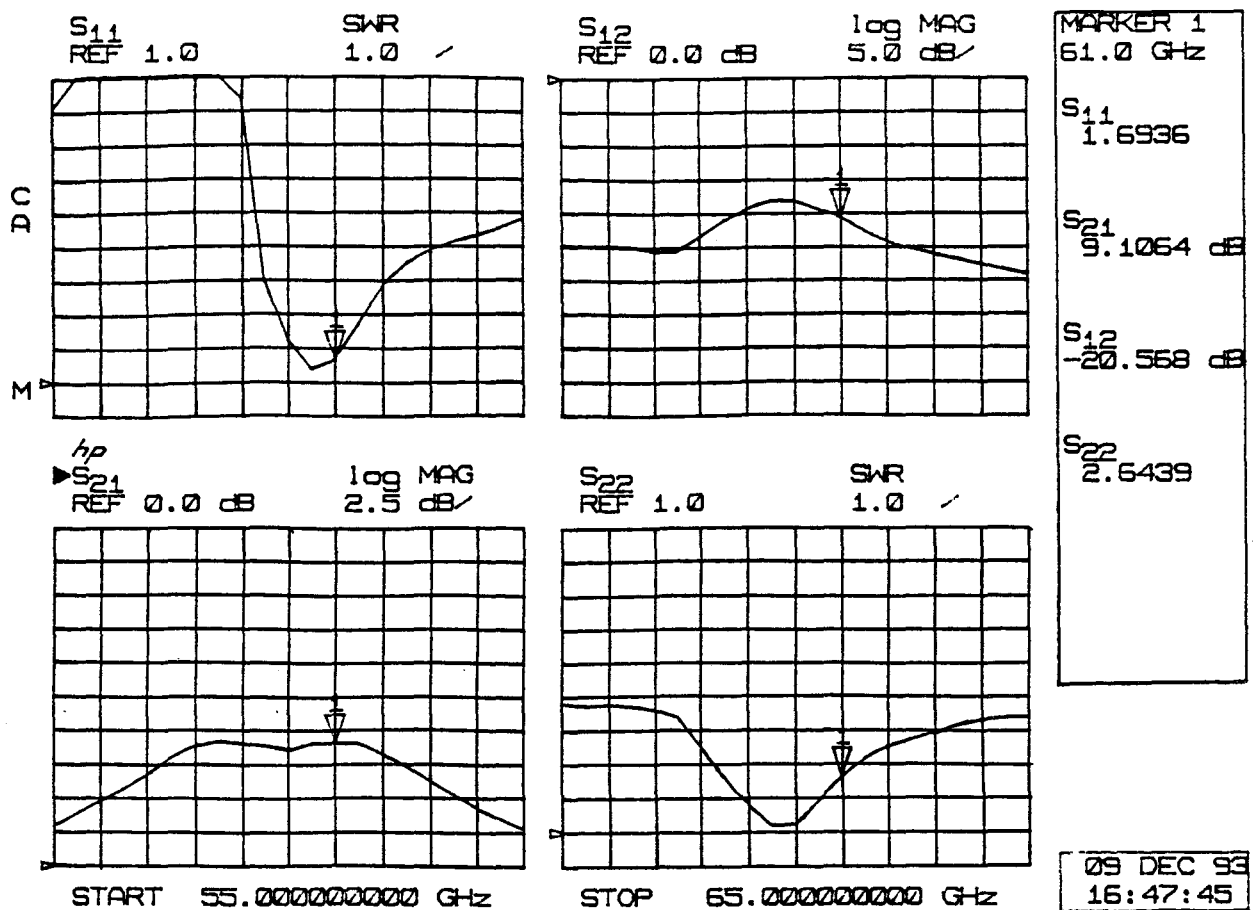


fig 124: Evolutions expérimentales du facteur de transmission, d'isolation et des T.O.S, de l'amplificateur "SALSA", en fonction de la fréquence.

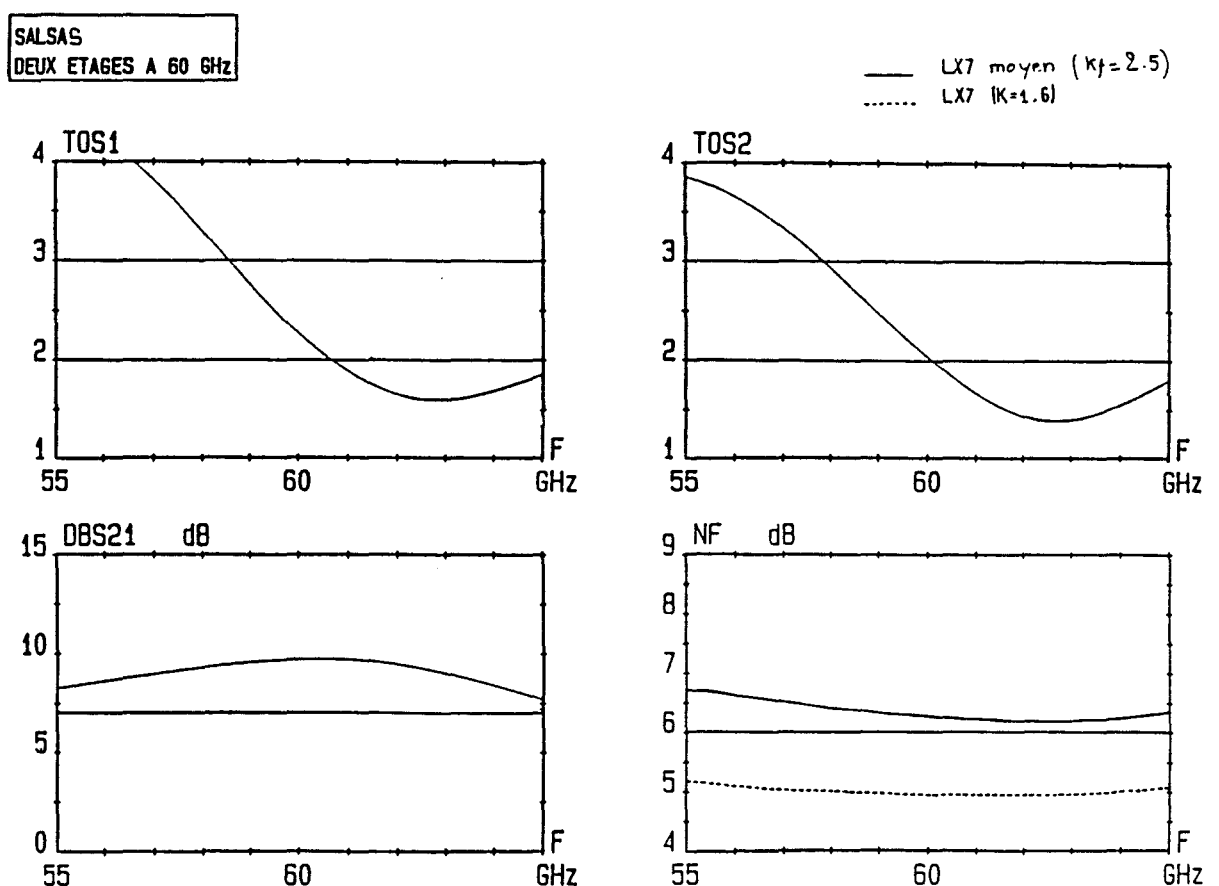


fig 125: Evolutions théoriques du facteur de transmission, de bruit des T.O.S, de l'amplificateur "SALSA", en fonction de la fréquence (d'après Thomson).

des TOS à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont respectivement de 2 et de 1,2 à 60 GHz. L'isolation est minimale à environ 60 GHz et d'une valeur égale à -18 dB.

Ces valeurs expérimentales, nous montrent que l'amplificateur fonctionne correctement dans une bande passante de 2 GHz centrée autour de 60 GHz. A titre de comparaison, nous présentons figure 125 les évolutions théoriques des paramètres décrits précédemment.

Les TOS à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont respectivement de l'ordre de 2,2 et de 2 à 60 GHz. Le facteur de transmission est maximal et d'environ 10 dB à 60 GHz.

Aux vues de ces résultats, théoriques et expérimentaux, on pourrait penser que le modèle théorique de l'amplificateur rend compte de la réalité physique. Or ce n'est pas tout à fait le cas. En effet, en effectuant une mesure de bruit de l'amplificateur, nous nous sommes aperçus que le gain obtenu par le banc de mesure de bruit était supérieur à celui obtenu par l'analyseur de réseau. La valeur du gain donné par le mesureur de bruit était de l'ordre de 13 à 14 dB à 60 GHz suivant la polarisation.

Après de multiples contre mesures susceptibles d'expliquer cette différence, nous avons pris conscience d'un phénomène bien connu que nous avons négligé ici ; il s'agit du phénomène dit de "compression de gain".

Ce phénomène de compression de gain se caractérise quand la puissance de sortie de l'amplificateur ne suit plus une loi linéaire en fonction de la puissance d'entrée. Bien entendu, ce phénomène n'apparaît pas lors de la mesure sur le banc de bruit, étant donné les puissances infimes présentées à l'amplificateur. Ce phénomène de compression se produisait quand la caractérisation de l'amplificateur s'effectuait avec l'analyseur de réseau. Nous devons noter que les têtes de mesures de l'analyseur de réseau délivrent une puissance d'environ 0 dBm dans toute la bande V. Les puissances générées par ces "têtes de mesures" sont obtenues par transposition de fréquence, par conséquent, il est pratiquement impossible de régler ce niveau de puissance sans détériorer les performances du système de mesure.

De manière à valider notre hypothèse, nous avons placé un atténuateur réglable avant la cellule de mesure. Cette atténuation a été réglée sur 30 dB. Bien entendu, étant donné la valeur de l'atténuation (30 dB), nous n'avons pas réalisé un étalonnage dans les plans de la puce. Par conséquent, nous nous contenterons d'estimer les pertes de l'ensemble constitué de l'atténuateur et des deux demies-cellules.

Nous présentons figure 126, le facteur de transmission correspondant à l'ensemble constitué par l'atténuateur et la cellule de mesure dans laquelle se trouve l'amplificateur. Ce facteur de transmission est de l'ordre de -19 dB à 60 GHz. Pour retrouver le facteur de transmission de l'amplificateur seul, on peut considérer, au premier ordre, que ce dernier est d'environ 13 dB à 60 GHz. Dans ce calcul, on considère qu'il faut ajouter 30 dB dus à l'atténuateur et 2 dB de perte d'insertion due à la cellule de mesure (on néglige les facteurs de réflexion aux interfaces guide-atténuateur, atténuateur-cellule de mesure car ceux-ci sont de l'ordre de -20 dB).

La valeur de 13 dB, correspondant au facteur de transmission de l'amplificateur est conforme à la valeur donnée par le banc de mesure de bruit.

Remarque : On constate sur la figure 126 que l'évolution du facteur de transmission n'est pas symétrique, par rapport à 60 GHz, comme dans le cas de la figure 125. Ceci s'explique par le fait suivant : ne disposant pas d'un atténuateur réglable fonctionnant en bande V, nous avons placé un atténuateur fonctionnant entre 60 et 90 GHz (bande de fréquence qui n'est plus usitée aujourd'hui). En dessous de 60 GHz, l'onde hyperfréquence subit une atténuation "naturelle" car l'onde n'est pas encore parfaitement propagée dans le guide d'onde. Cette atténuation "naturelle" s'ajoute au 30 dB de l'atténuateur, par conséquent, le facteur de transmission illustré figure 126 est sous estimé en dessous de 60 GHz.

Ainsi, cette expérience, nous a clairement enseigné qu'il faut impérativement s'assurer du niveau de puissance incidente lors de caractérisation de montages amplificateurs en utilisant ce type d'analyseur de réseau. Dans le cas contraire, les mesures effectuées peuvent se révéler faussées.

Nous présentons figure 127, l'évolution du gain de l'amplificateur pour $V_{ds} = 2$ Volts et $V_{ds} = 1,5$ Volts en fonction de la tension V_{gs} . La mesure s'effectue à 60 GHz. Les deux grilles et les deux drains des transistors sont au même potentiel ($V_{gs1} = V_{gs2}$; $V_{ds1} = V_{ds2}$). Nous constatons que le gain de l'amplificateur est maximal pour des tensions appliquées $V_{ds} = 2$ Volts et $V_{gs} = 0,2$ Volts. La valeur du gain est alors d'environ 14 dB.

III.7.3.1. Mesure de bruit

De manière à connaître les autres caractéristiques de l'amplificateur, nous avons caractérisé ce dernier en bruit. Nous présentons figure 128, le schéma synoptique du banc de bruit avec la cellule de mesure. Celui-ci se compose :

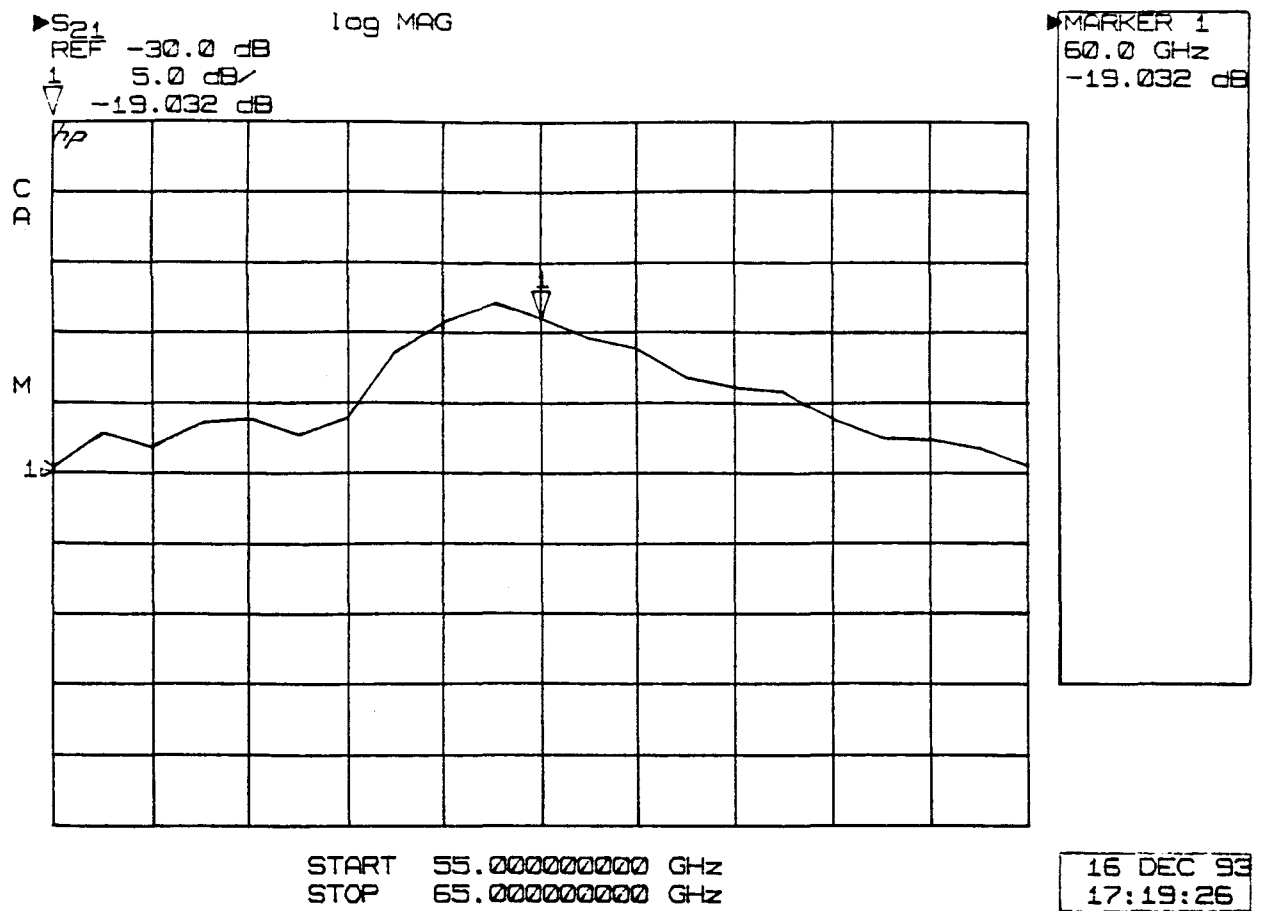


fig 126: Evolution du facteur de transmission S_{21} , de l'ensemble constitué par l'atténuateur et la cellule de mesure avec l'amplificateur, en fonction de la fréquence.

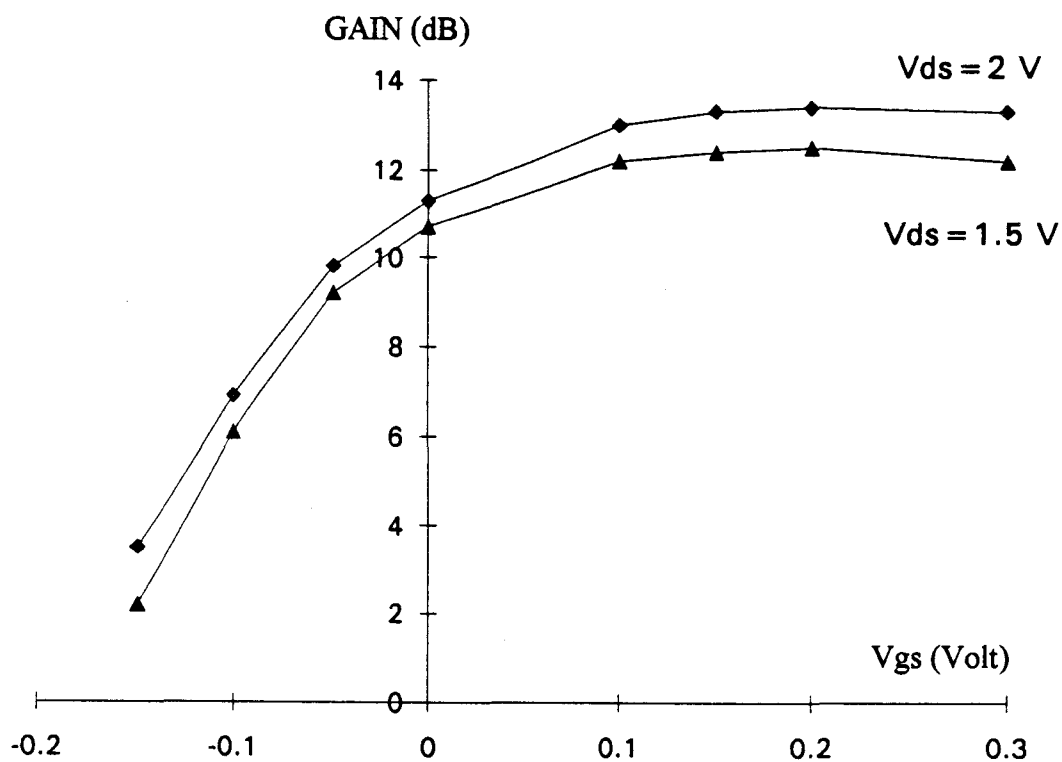


fig 127: Evolution du gain de l'amplificateur en fonction de la tension V_{gs} appliquée.

- d'une source à diode Gunn fonctionnant à 60 GHz (la bande passante est de 1 GHz de part et d'autre de 60 GHz),
- d'un atténuateur variable permettant de régler la puissance incidente,
- d'un ondemètre pour mesurer avec précision la fréquence d'émission (celle-ci dépend de la position de la vis micrométrique située sur la source à diode Gunn),
- d'un coupleur associé à un bolomètre pour mesurer la puissance hyperfréquence injectée,
- d'un isolateur disposé sur la voie OL du mélangeur,
- d'un mélangeur "doublement équilibré" à diode Schottky (IF fixe=10 MHz),
- d'un isolateur disposé sur la voie RF du mélangeur,
- de la cellule de mesure dans laquelle se trouve l'élément actif,
- d'une source de bruit fonctionnant à 60 GHz (ENR $\cong$ 15 dB),
- d'un mesureur de bruit (HP 8970).

Afin de valider le fonctionnement de ce banc de bruit, nous avons tout d'abord mesuré le facteur de bruit d'un élément passif. Dans ce cas, on peut aisément calculer le facteur de bruit en fonction des paramètres [S] de l'élément passif. Ce facteur de bruit est donné par la relation :

$$F = \frac{1}{G_a} = -10 \log \left[\frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \right]$$

où : G_a est le "gain disponible" du quadripôle passif.

Ainsi, nous avons calculé et mesuré le facteur de bruit d'un atténuateur. Les paramètres [S] de ce dernier ont été déterminés à partir de l'analyseur de réseau. Nous présentons figure 129, la différence entre les facteurs de bruit de l'atténuateur mesuré et calculé à partir des paramètres [S] en fonction de la valeur d'atténuation. Nous constatons que la différence est inférieure à 0,1 dB. Nous pouvons ainsi estimer que le banc de bruit est parfaitement opérationnel.

III.7.3.2. Mesure de bruit de l'amplificateur

Nous présentons figure 130, l'évolution du facteur de bruit de l'amplificateur pour $V_{ds} = 2,5$ Volts et 1,5 Volts en fonction de la tension V_{gs} . Le facteur de bruit de l'amplificateur est minimal pour $V_{ds} = 1,5$ Volts et $V_{gs} = 0,15$ Volts. La valeur du facteur de bruit est alors de 7,5 dB environ. Nous devons noter que la valeur théorique

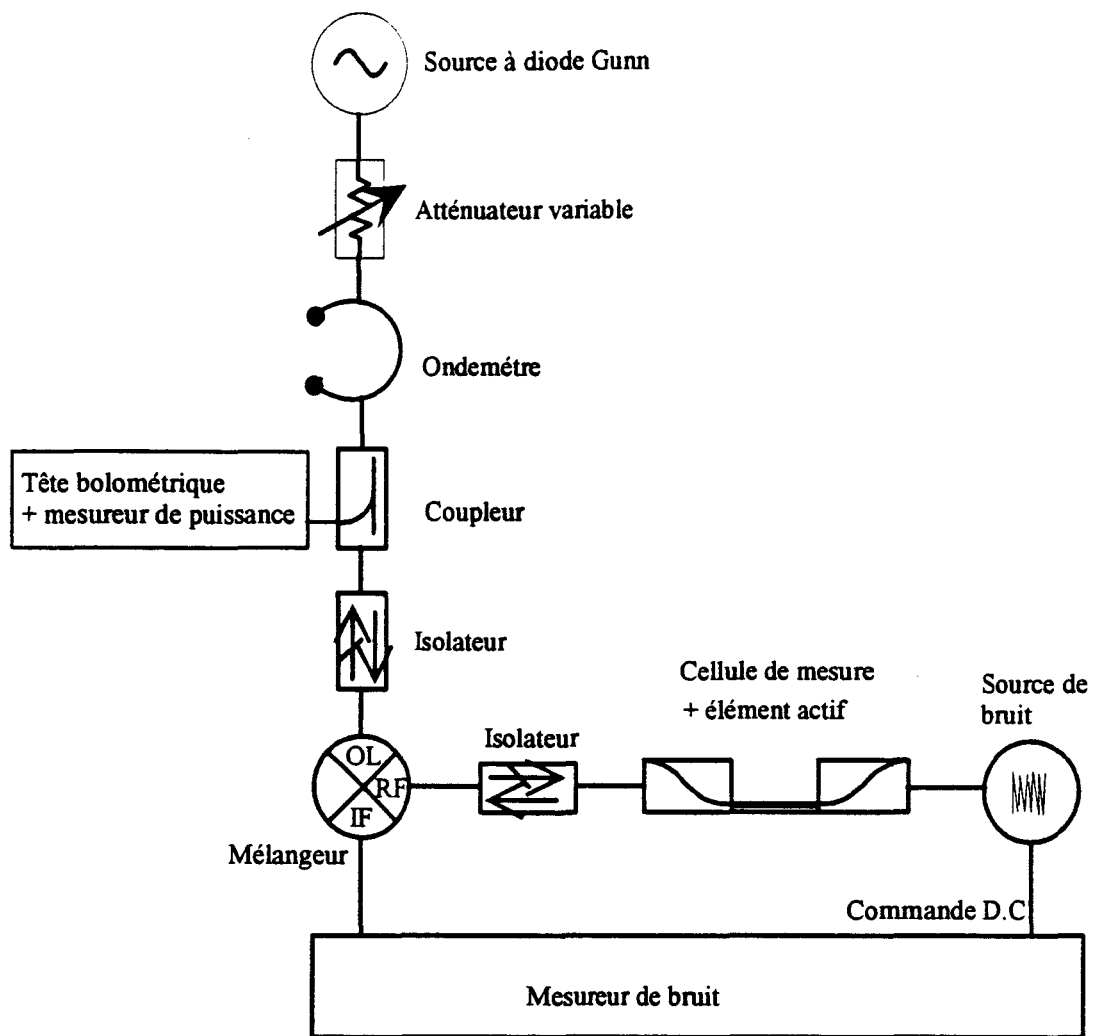


fig 128:Représentation du schéma synoptique du banc de bruit.

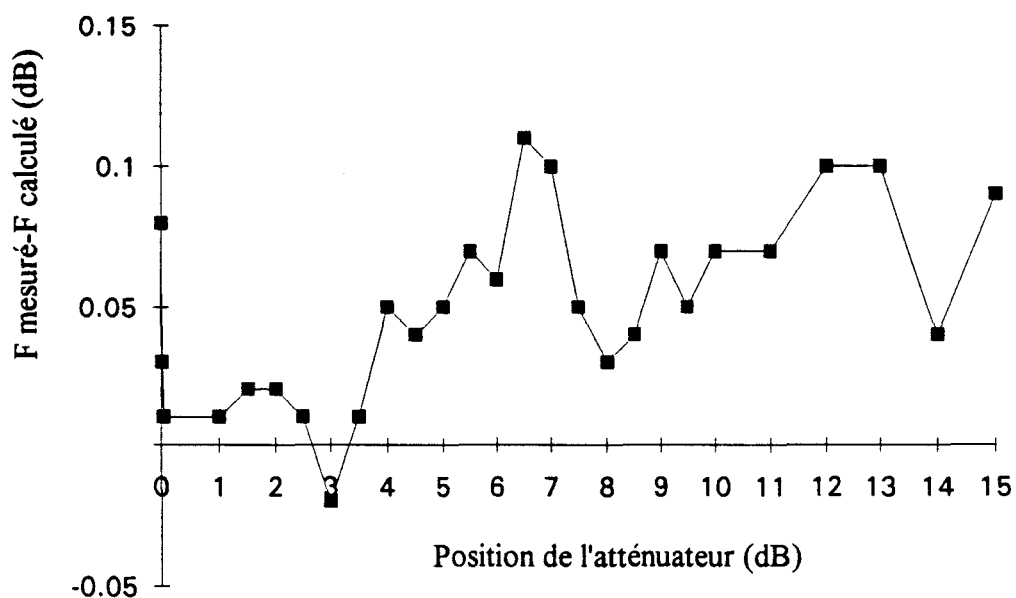


fig 129:Evolution de la différence entre les facteurs de bruit mesurés et calculés, d'un atténuateur, en fonction de l'atténuation.

du facteur de bruit est de 5 à 6,5 dB selon le coefficient choisi dans le modèle de Fukui (cf. figure 125).

III.7.4. Caractérisation d'un mélangeur à 60 GHz

L'étude du mélangeur bigrille fonctionnant à 60 GHz a été développée au sein du laboratoire par Messieurs R. Allam et C. Kolanowski [9]. Comme dans le cas de l'amplificateur, ce mélangeur comprend un système de polarisation intégré. De plus, il dispose d'une capacité de liaison sur la voie OL et sur la voie RF. Par conséquent, nous avons utilisé la cellule sans réseau d'adaptation pour caractériser ce mélangeur.

Néanmoins, quelques modifications ont dû être apportées sur la cellule de mesure. En effet, le mélangeur dispose de 3 voies : OL (Oscillateur Local), RF (Radio Fréquence) et IF (Fréquence Intermédiaire). Il a donc fallu ajouter une troisième ligne de propagation sur la cellule de mesure afin de récupérer le signal IF sur un connecteur. Grâce à sa conception modulaire, cette opération s'est effectuée sans grand problème. Nous présentons figure 131, deux photographies de la cellule de mesure modifiée dans laquelle se trouve le mélangeur bigrille. Les voies RF et OL sont connectées sur les lignes microruban issues des transitions guide rectangulaire ridgé. La voie IF est reliée sur une ligne microruban qui a été réalisée sur un substrat d'alumine. L'extrémité de cette dernière est reliée à un connecteur de type "SMA". Les trois "By-Pass" assurent la polarisation des deux grilles et du drain des transistors.

Nous présentons figure 132, les paramètres [S] mesurés et calculés du mélangeur bigrille. Malgré quelques disparités, les allures semblent respectées. Des rétro-simulations sont en cours afin d'expliquer ces disparités. La figure 133, représente l'évolution du gain de conversion théorique et pratique en fonction de la puissance d'entrée sur la voie OL. Cette courbe nous a été fournie par C. Kolanowski. Bien que les évolutions théoriques et pratiques du gain de conversion soit décalées avec le niveau de puissance sur l'OL, les pentes ainsi que la valeur maximale du gain de conversion sont pratiquement identiques.

Conclusion

Comme nous venons de le voir sur ces trois exemples précédents, la cellule de mesure peut se prêter à de multiples caractérisations. Grâce à sa conception modulaire, la cellule de mesure peut s'adapter facilement, sur le plan mécanique, à de nombreux circuits microondes (dipôle, quadripôle, octopôle).

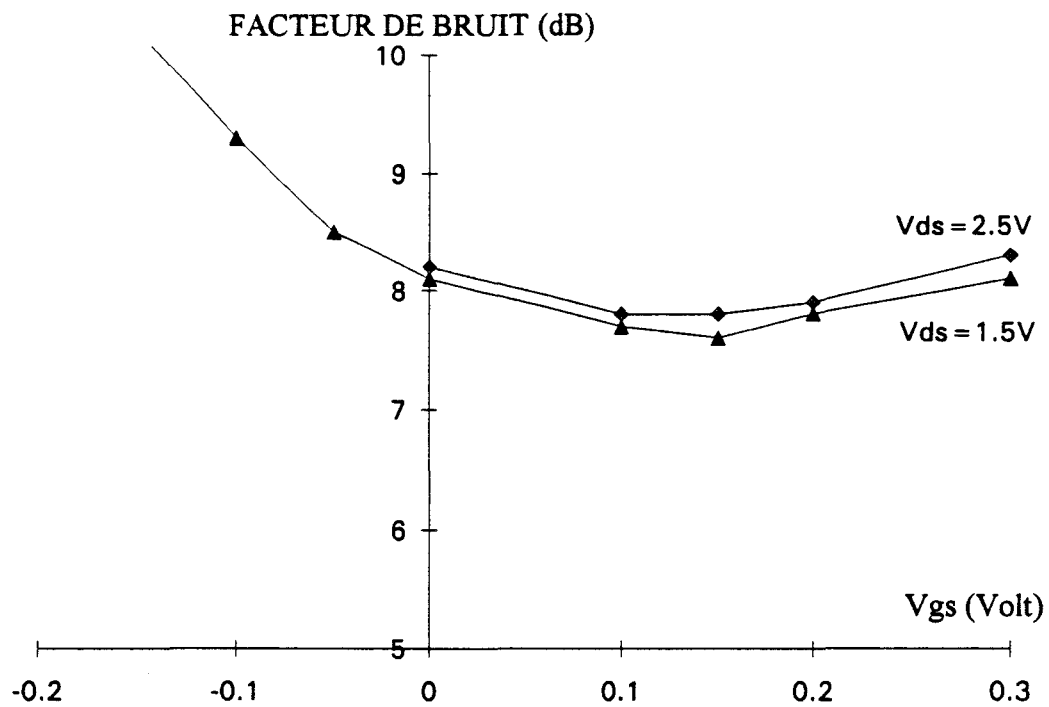


fig 130: Evolution du facteur de bruit de l'amplificateur, en fonction de la tension V_{gs} appliquée.

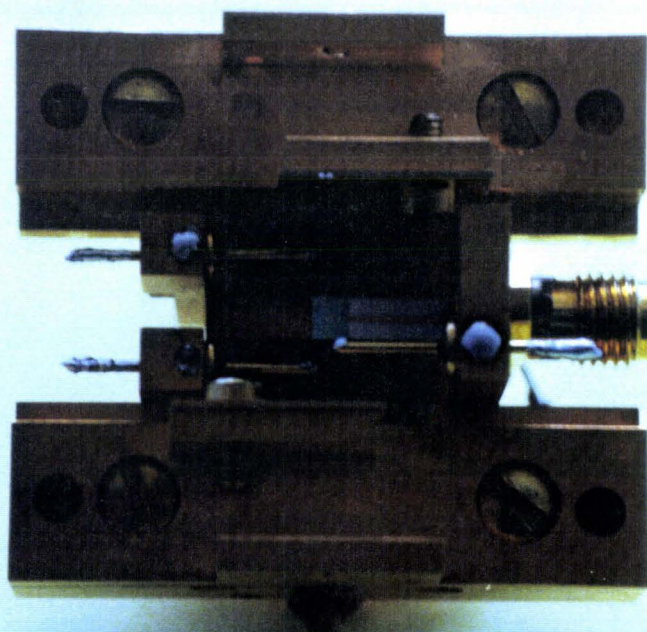
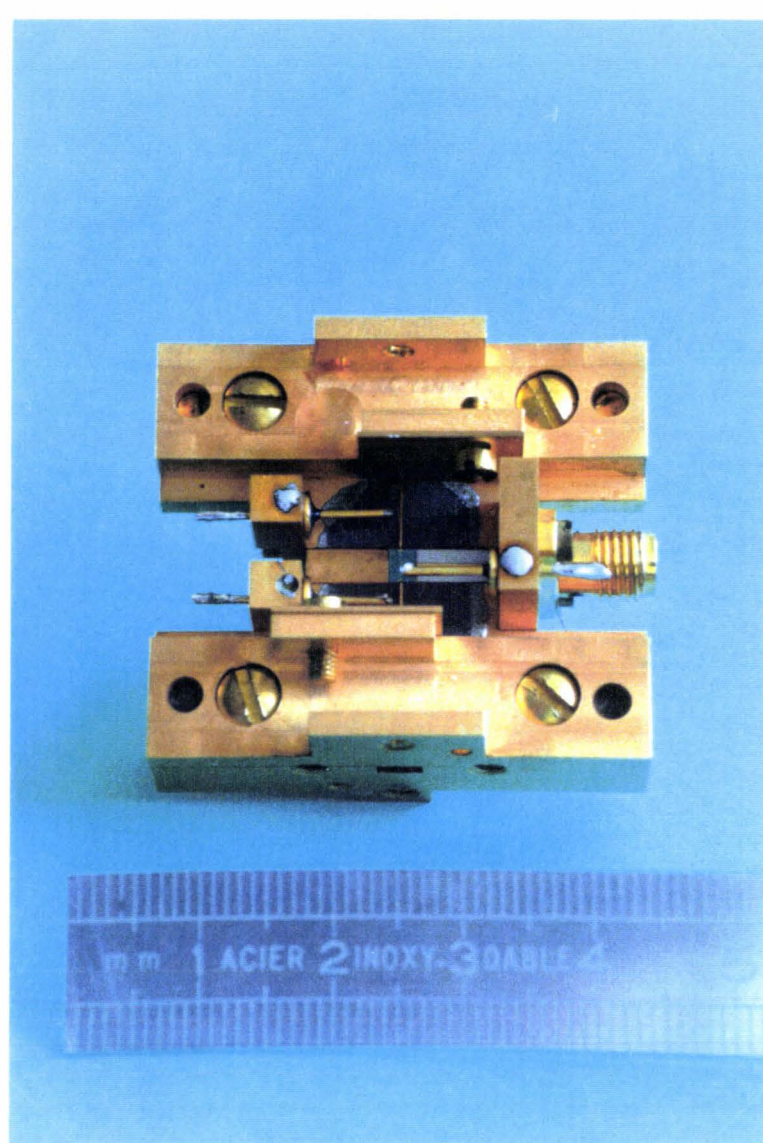


fig 131: Photographies de la cellule de mesure avec le mélangeur.

Evolution des PARAMETRES S pour le DGMIXER MIX_50
(MMIC monte en Cellule)
conditions de mesures ANALYSEUR DE RESEAU

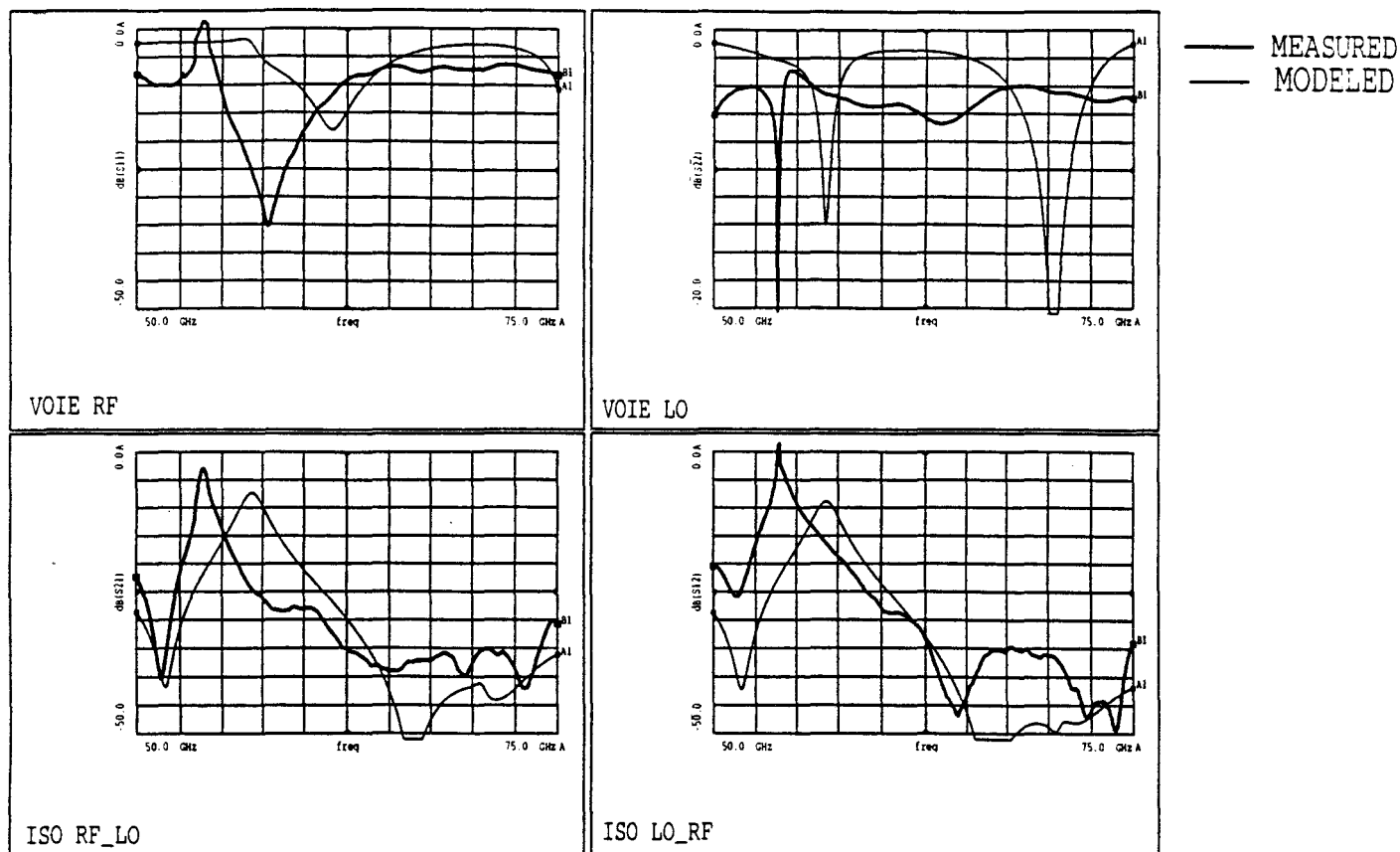


fig 132: Evolutions des paramètres $[S_{ij}]$ (mesurées et simulées) de l'amplificateur, en fonction de la fréquence.

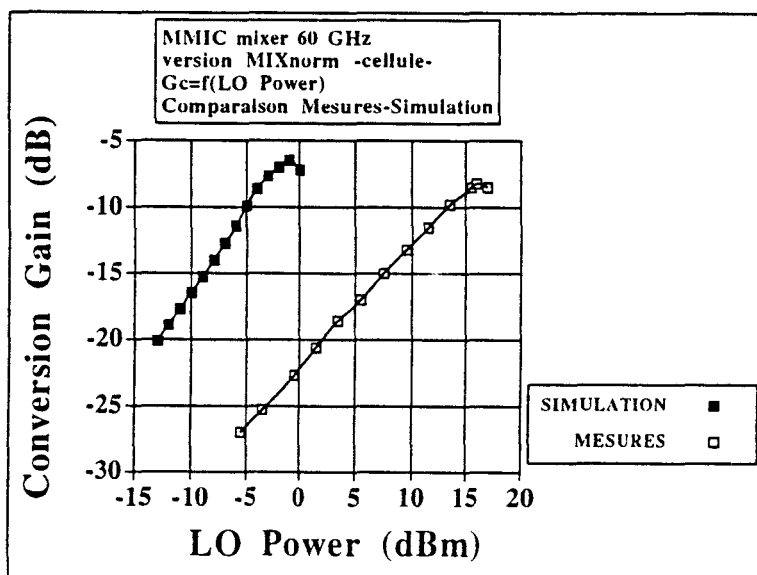


fig 133: Evolutions du gain de conversion (théorique et expérimental), de l'amplificateur, en fonction de la puissance d'entrée sur la voie OL.

CONCLUSION

Après avoir mis en évidence des phénomènes d'oscillations des transistors millimétriques, nous avons conçu et réalisé un réseau d'adaptation susceptible de rendre stable ces composants.

Par la suite, nous avons exposé les principaux résultats de caractérisation obtenus avec la cellule de mesure. Grâce à sa structure modulaire, cette cellule de mesure est très bien adaptée aux techniques d'étalonnages communément utilisées (T.R.L.). Dans un premier temps, nous avons caractérisé de nombreux éléments passifs (résistances, capacités, ligne microruban sur alumine, etc...). Grâce à de nombreuses mesures et rétro-simulations, nous avons optimisé une cellule de mesure avec un système de polarisation/adaptation dont les caractéristiques sont les suivantes: facteur de transmission égale à -4 dB et facteur de réflexion meilleur que -15 dB dans toute la bande V. A titre de comparaison, le facteur de transmission de deux sondes connectées sur une ligne courte (200 μm) est de l'ordre de -7 à -8 dB avec le facteur de réflexion meilleur que -10 dB.

Nous avons mesuré avec cette cellule, les paramètres [S] de nombreux transistors destinés aux applications millimétriques. De nombreuses autres mesures ont été effectuées dans la cellule en particulier les mesures de paramètres [S], de facteur de bruit et de puissance d'amplificateurs millimétriques. Une version "trois accès" de la cellule a été réalisée pour le test de mélangeur millimétrique.

BIBLIOGRAPHIE
CHAPITRE III

- [1] **G. DAMBRINE** : "Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent". Thèse de Doctorat, Lille I, Juin 1992.
- [2] **K.C. GUPTA** "Microstrip lines and slotlines". Artech house, 1979.
- [3] **R. WILLIAMS** : "Modern GaAs processing method". Artech house, 1990.
- [4] **R. GOYAL** : "Monolithic microwave integrated circuits". Technology & Design, Artech house, 1989.
- [5] **A. HIGASHISAKA** "Estimation of fringing capacitance of electrodes on S.I. GaAs substrate". Electronics Letters, Vol. 16 n°11, May 1980.
- [6] **S.J. MASON**: "Feedback theory - some properties of signal flow graphs. Proc. I.R.E., pp. 1144, September 1953.
- [7] **J. HINOJOSA**: "" . Thèse de Doctorat, Lille I, à paraître.
- [8] **"ESPRIT III CLASSIC"** Contrat Européen
- [9] **C. KOLANOWSKI** "" Thèse de Doctorat, Lille I, à paraître.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail était la conception et la réalisation d'une cellule de test permettant la caractérisation précise de dispositifs actifs ou passifs dans la bande de fréquence 50-75 GHz.

Cette cellule de mesures est constituée de deux transitions guide rectangulaire - ligne microruban et d'une pièce métallique insérée entre ces deux transitions. Nous reportons le composant sous test sur cette pièce métallique appelée "insert". Cette structure modulaire, d'un point de vue mécanique, est particulièrement bien adaptée aux techniques d'étalonnages.

Dans un souci d'atteindre au plus vite cet objectif, nous ne nous sommes pas engagés dans l'étude électromagnétique des transitions guide rectangulaire - microruban constituant la cellule. Néanmoins pour quantifier les caractéristiques des différentes transitions, nous nous sommes inspirés des travaux de diverses équipes de recherche. Ces différents travaux sont de Y. UTSUMI pour les transitions guide ridgé-microruban, de G.E.PONCHAK pour les transitions guide ridgé - coplanaire et de S.M.J.LIU pour les transitions guide - sonde (coaxiale).

Cette étude bibliographique, nous a permise, d'une part, de choisir le type de transition présentant de bonnes performances hyperfréquences dans toute la bande V et, d'autre part, d'utiliser les résultats théoriques de ces publications pour la conception de la cellule. Le choix de la transition s'est porté sur la structure guide "ridgé" - ligne microruban. La principale conclusion de cette étude bibliographique est que nous pouvons modéliser correctement la structure guide "ridgé" d'une part et la structure microruban d'autre part. La principale difficulté concerne la prise en compte de la déformation des champs électriques et magnétiques à l'interface entre les deux structures.

Pour palier ce dernier point, nous avons effectué une optimisation de la transition de façon expérimentale. Les caractéristiques de cette cellule constituée de deux transitions et d'une ligne microruban de 2cm sont de -2dB de facteur de transmission et de -20 dB de facteur de réflexion dans toute la bande V.

Nous avons ensuite mis en évidence le principal désavantage d'une transition guide "ridgé" - microruban à savoir que ce type de structure présente un facteur de réflexion très important sous la fréquence de coupure du guide rectangulaire. Cette caractéristique est préjudiciable pour la caractérisation de composants actifs tels que les transistors à effet de champ. Nous avons donc étudié un réseau de polarisation qui permet au transistor sous test de rester stable sous la fréquence de coupure du guide rectangulaire. Ce réseau de polarisation doit être également "transparent" dans la gamme de fréquences de mesures (bande V).

Ce réseau de polarisation a été réalisé à l'aide des composants discrets (montage hybride). Nous avons mis en évidence qu'il est de première importance de caractériser finement chacun de ces composants afin que des phénomènes parasites (résonance...) ne

viennent dégrader les performances de la cellule. Les caractéristiques de la cellule avec ses deux systèmes de polarisations sont de -4dB pour le facteur d'insertion et de -15 dB pour les facteurs de réflexion. Un des objectifs, que nous nous étions imposés à savoir la réalisation d'un système de mesure complémentaire aux sondes hyperfréquences, est respecté. En effet, cette cellule de mesure est plus performante que le système de pointes utilisé au laboratoire et fonctionnant en bande V.

Nous avons effectué des comparaisons entre les mesures des paramètres [S] d'un transistor avec le système sous pointes et dans la cellule. Un très bon accord a pu être observé. Néanmoins en ce qui concerne le système de mesure sous pointes, nous avons constaté des phénomènes d'oscillations sur certains composants.

Enfin grâce à la structure modulaire et aux bonnes performances de la cellule de mesure, nous avons déterminé les paramètres [S] ainsi que les caractéristiques de bruit et de puissance de composants tels que des amplificateurs et mélangeurs intégrés

Les perspectives de cette étude sont de deux types : d'une part la réalisation d'une cellule pour la caractérisation en bande W (75-110 GHz) et d'autre part l'étude des boîtiers destinés aux composants millimétriques en bande W. En ce qui concerne ce deuxième point, un des principaux objectifs sera le faible coût de réalisation, en particulier afin d'utiliser ces dispositifs pour les applications civiles en gamme millimétrique. Suite à l'étude bibliographique que nous avons effectuée, il nous semble que les transitions guide - sonde présentent un bon compromis entre les bonnes performances hyperfréquences et la simplicité de réalisation.