

50376
1989
93

N° d'Ordre : 331

50376
1989
93

THESE

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

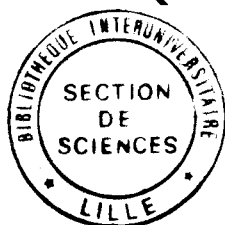
Spécialité : Electronique

par

Gilles DAMBRINE

Ingénieur E.U.D.I.L.

**"CARACTERISATION DES TRANSISTORS A EFFET DE
CHAMP : MESURE PRECISE DE LA MATRICE DE
REPARTITION ET DETERMINATION DIRECTE DU
SCHEMA EQUIVALENT"**



Soutenue le 3 mars 1989 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury : MM.	E.	CONSTANT	Président
	A.	CAPPY	Directeur de thèse
	J.	OBREGON	Rapporteur
	G.	SALMER	Rapporteur
	P.L.	OUVRARD	Examineur
	V.	PAUKER	Examineur
	P.A.	ROLLAND	Examineur

à ma mère,

à Edith, Fabien et Julien

à tous les miens.

Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semi-conducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de Lille-Flandres-Artois.

Je remercie Monsieur le Professeur E. CONSTANT qui m'a accueilli dans ce laboratoire et qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur A. CAPPY à qui j'exprime toute ma reconnaissance. La qualité de ses relations humaines mais aussi ses compétences scientifiques et pédagogiques, m'ont permis de mener à bien cette étude.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur J. OBREGON, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur le Professeur G. SALMER, Directeur du C.H.S. qui me font l'honneur de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Je tiens à remercier Monsieur P.L. OUVRARD, Ingénieur à l'Electronique Serge Dassault, Monsieur V. PAUKER, Ingénieur au L.E.P., Monsieur le Professeur P.A. ROLLAND, Professeur à l'Ecole Universitaire d'Ingénieurs de Lille, qui me font l'honneur de participer à la commission d'examen et de juger ce travail.

La partie expérimentale de cette étude a fait appel de nombreuses fois aux compétences de l'ensemble du personnel du C.H.S.. Je tiens ici à leur exprimer toute ma gratitude et en particulier :

à Madame E. DELOS, Madame S. LEPILLET et Monsieur E. PLAYEZ de la Centrale de Caractérisation,

à Messieurs ANDRIES, JENNEQUIN et MICHON de l'Atelier de Mécanique,

à Monsieur D. VANDERMOERE de la Microélectronique,

à Monsieur J.P. DEHORTER du service de reprographie,

Mes remerciements vont également à Madame J. CHARVET qui a assuré avec une grande efficacité la dactylographie de ce mémoire.

Enfin, je tiens également à remercier tous mes amis du laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont prodiguée pendant ces trois années.

CHAPITRE I

LES PARAMETRES SCATTERING : CONCEPT DE BASE - MESURES

I.1. <u>PARAMETRES SCATTERING : CONCEPT DE BASE</u>	1
I.1.1. Généralités	1
I.1.2. Intérêts d'utilisation des paramètres [S]	2
I.1.3. Définition et propriétés	3
I.1.4. Représentation des paramètres [S] par graphes de fluence	6
I.1.5. Principe de mesure des paramètres [S].....	8
I.2. <u>L'ANALYSEUR DE RESEAUX</u>	10
I.2.1. Principe de fonctionnement.....	10
I.2.2. Mesures en transmission	15
I.2.3. Mesures en réflexion	17
I.2.4. La précision des mesures vectorielles	17
I.2.4.1. Modèle d'erreurs pour la mesure d'un dipole... 18	
I.2.4.2. Modèle d'erreurs pour la mesure d'un quadripole	24
I.2.4.3. Erreurs de type aléatoire	27
I.2.5. Performances de l'analyseur de réseaux HP8510B.....	28
I.3. <u>ETUDES DES DIFFERENTES METHODES D'ETALONNAGE</u>	31
I.3.1. La méthode d'étalonnage utilisant des étalons du C.O., C.C., Zo.....	32
I.3.1.1. Calibrage pour les mesures de dipôles.....	32
I.3.1.2. Calibrage pour les mesures de quadripôles.....	39

I.3.2. Les méthodes de calibrage à ligne de transmission...	43
I.3.2.1. Modèle simple à 4 termes d'erreurs.....	44
I.3.2.2. Méthode du "Peeling".....	47
I.3.2.3. Méthodes d'étalonnage à 8 termes d'erreurs utilisant des lignes de transmission.....	50
I.3.2.4. Passage d'un modèle 8 termes d'erreurs à un modèle 12 termes.....	70
I.4. <u>CONCLUSION</u>	74

CHAPITRE II

DETERMINATION DU SCHEMA EQUIVALENT "PETIT SIGNAL" DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP. PRINCIPE, PRECISION.

II.1. <u>GENERALITES</u>	77
II.2. <u>CARACTERISATION STATIQUES ET BASSES FREQUENCES</u>	78
II.3. <u>DETERMINATION DU SCHEMA EQUIVALENT "PETIT SIGNAL" DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP</u>	79
II.3.1. Généralités	79
II.3.2. Les méthodes d'optimisation.....	81
II.3.3. Une nouvelle méthode d'extraction du schéma équivalent	83
II.3.3.1. Le schéma équivalent	83
II.3.3.2. La détermination des éléments parasites.....	89
II.3.4. Précision de la méthode d'extraction de schémas équivalents	97
II.3.4.1. Généralités.....	97
II.3.4.2. Précision concernant la détermination des éléments parasites.....	98
II.3.4.3. Précision concernant la détermination des éléments parasites parallèles.....	107
II.3.4.4. Influence des éléments parasites série sur le schéma équivalent intrinsèque.....	110
II.3.4.5. Sensibilité des éléments intrinsèques aux erreurs de mesure	122
II.3.4.6. Influence de la largeur de grille sur les limites fréquentielles de la détermi- nation du schéma équivalent.....	129
II.3.5. Particularités du schéma équivalent des TEC.....	133
II.3.5.1. C_{DS} capacité intrinsèque ou extrinsèque....	133

II.3.5.2. Existence d'une résistance Rgd en série avec Cgd.....	135
II.3.6. Programmation de la méthode d'extraction du schéma équivalent des TEC.....	139
II.4. <u>DETERMINATION DES PERFORMANCES HYPERFREQUENCES DES</u> <u>TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP</u>.....	141
II.4.1. Définition des différents gains en puissance.....	142
II.5. <u>CONCLUSION</u>.....	149

CHAPITRE III

ETUDE EXPERIMENTALE

III.1. <u>MESURES ET CARACTERISATION HYPERFREQUENCES :</u>	
<u>GENERALITES</u>	152
III.2. <u>CONCEPTION ET REALISATION D'UNE CELLULE DE TESTS</u>	
<u>HYPERFREQUENCES DE TEC "EN PUCE"</u>	156
III.2.1. La conception.....	156
III.2.1.1. Généralités	156
III.2.1.2. Présentation de la cellule	158
III.2.1.3. Conception de la transition coaxiale- planaire.....	160
III.2.1.4. Conception du support-composant.....	168
III.3. <u>MODELISATION ET PREVISION DES PERFORMANCES</u>	
<u>HYPERFREQUENCES DE LA CELLULE</u>	170
III.4. <u>REALISATION DE LA CELLULE DE TEST</u>	177
III.5. <u>PERFORMANCES DE LA CELLULE DE MESURE JUSQUE 26.5GHz</u>	179
III.6. <u>CALIBRAGE DE LA CELLULE</u>	184
III.6.1. Généralités.....	184
III.6.2. Le calibrage T.R.L. : réalisation des standards utilisés.....	185
III.6.3. Le calibrage T.R.L. : la procédure de mesure.....	188
III.6.4. Validation du calibrage.....	194

III.6.5. Mesures de paramètres [S] de TEC jusque 26.5GHz..	198
III.6.6. Mesures de paramètres [S] large bande de dispositifs passifs.....	202

III.7. MESURES HYPERFREQUENCES SOUS POINTES

III.7.1. Généralités.....	205
III.7.2. Calibrage du système de mesures sous pointes.....	213
III.7.3. Les étalons coplanaires	215
III.7.4. Etalonnage "12 termes d'erreurs" à partir de trois charges de référence (C.O., C.C., Zo)....	217
III.7.5. Calibrage à "8 termes d'erreurs" utilisant des lignes de transmission.....	220
III.7.6. Réalisation d'un substrat d'étalonnage à lignes coplanaires sur AsGa semi-isolant.....	222
III.7.7. Validation des méthodes d'étalonnage.....	227

III.8. DETERMINATION DU SCHEMA EQUIVALENT :

<u>ETUDE EXPERIMENTALE</u>	237
III.8.1. Généralités	237
III.8.2. Détermination des éléments extrinsèques.....	239
III.8.3. Détermination des éléments intrinsèques	247
III.8.3.1. Evolutions des éléments du schéma équivalent en fonction de V_{GS}	247
III.8.3.2. Evolutions des éléments du schéma équivalent en fonction de V_{DS}	253
III.8.3.3. Domaine fréquentiel de validité du schéma équivalent	258

III.9. <u>MESURE DES PERFORMANCES HYPERFREQUENCES</u>	
<u>(JUSQUE 26.5GHz) DES TEC</u>	266

III.10. <u>CONCLUSION</u>	268
--	-----



COMMENTAIRES CONCERNANT LA CARACTERISATION DES TEC
EN GAMME MILLIMETRIQUE

GENERALITES	272
LES MESURES VECTORIELLES	272
LES MESURES DE FACTEUR DE BRUIT ET DE GAINS ASSOCIES	274
CONCLUSION	277

INTRODUCTION

Grâce à ses performances hyperfréquences, le transistor à effet de champ (ou TEC) est le composant par excellence, utilisé pour les applications microondes dans les gammes centimétriques et millimétriques. De nombreux travaux ont donc été effectués sur ce composant.

Actuellement, les recherches effectuées sur ce type de composant microonde, ont pour objectif d'améliorer les performances sur le plan de la montée en fréquence, du bruit, de la puissance et du temps de propagation pour les circuits logiques.

Dans ce but, des études d'optimisation, de composants conventionnels tels que le MESFET GaAs ou les composants à hétérojonctions GaAlAs/GaAs, mais aussi l'élaboration de nouveaux transistors à effet de champ tels que GaInAs/GaAs ou AlInAs/GaInAs/InP, s'avèrent nécessaires.

Cette optimisation des composants à effet de champ, nécessitent entre autres de nombreuses informations expérimentales, en particulier dans le domaine des microondes.

Dans ce mémoire, nous nous proposons donc d'étudier de façon théorique et expérimentale les méthodes et moyens de caractérisations hyperfréquences adaptés aux composants à effet de champ.

La connaissance précise de la matrice de répartition (ou scattering) des transistors à effet de champ, déterminée dans une large gamme de fréquences est une information de première importance.

Cette détermination nécessite une étude théorique concernant les moyens de mesures et les procédés d'étalonnage adaptés à ces structures. Cette étude fait l'objet du premier chapitre.

Dans le second chapitre, nous proposons d'élaborer une méthode permettant la détermination d'un schéma équivalent du transistor à effet de champ en régime "petit signal". Cette méthode doit permettre une connaissance précise de tous les éléments du schéma équivalent (parasites, intrinsèques) afin de pouvoir les confronter aux données théoriques (issues de programmes de modélisation) et technologiques. Pour qu'elle soit directement exploitée dans les logiciels de conception de circuits intégrés microondes, cette méthode doit être également simple et rapide.

Pour valider ces principes de caractérisation, nous devons effectuer de nombreuses expérimentations sur différents types de composants. Pour cela, il est nécessaire de réaliser et/ou de mettre en oeuvre des moyens de mesure large bande performants. En ce qui concerne les composants "en puce", nous devons concevoir une cellule de test simple et adaptée aux mesures de paramètres [S] jusque 26GHz, voire 40GHz. Pour les mesures hyperfréquences sur plaquette la mise en oeuvre d'un système commercial et l'adaptation de techniques d'éta-lonnage sur substrat AsGa s'avèrent nécessaires. Cette étude expérimentale est décrite au troisième chapitre. Elle nous permettra en particulier de valider la méthode d'extraction du schéma équivalent "petit signal" proposée, mais aussi de déterminer les performances hyperfréquences des composants considérés jusque 26 GHz.

CHAPITRE I

CHAPITRE I : LES PARAMETRES SCATTERING : CONCEPT DE BASE. MESURES

I.1. PARAMETRES SCATTERING : CONCEPT DE BASE

I.1.1. Généralités

Pour caractériser ou concevoir des systèmes microondes, nous devons connaître et quantifier précisément les caractéristiques hyperfréquences d'éléments tels que les lignes de transmission, systèmes d'adaptation, composants actifs... Dans le domaine des basses fréquences (<500 MHz), nous savons parfaitement caractériser un réseau électrique, en connaissant les différents courants et tensions à chaque noeud et maille de ce réseau.

En ce qui concerne les hautes fréquences (>1 GHz), les notions de tension et de courant deviennent difficiles à exploiter et dépendent de la position dans le réseau.

Pour traiter le cas des hautes fréquences, nous disposons de plusieurs concepts. Le premier appelé "théorie des lignes" est strictement applicable aux systèmes de propagation en mode TEM (ou quasi TEM). C'est le cas des lignes bifilaires, coaxiales, microruban, coplanaires... En effet, lorsque la structure de propagation possède deux conducteurs, nous pouvons définir une tension et un courant hyperfréquences dépendant du temps et de l'espace $v(x,t)$, $i(x,t)$. Ce concept a l'avantage d'être simple, il permet de modéliser une ligne de transmission par un circuit électrique équivalent du type r , l , g , c .

En revanche, lorsque nous plaçons un dipole ou un quadripole

(charges, éléments actifs), nous créons une discontinuité où en toute rigueur le mode TEM ne se propage plus. Il faut alors utiliser un autre formalisme basé sur l'étude des ondes électromagnétiques.

Dans ce cas, nous pouvons toujours caractériser une onde hyperfréquence en utilisant la notion de puissance à travers une surface S définie par :

$$1) P = 1/2 \iint (E \wedge H).ds$$

Si nous limitons ce concept d'onde aux ondes stationnaires, nous pouvons définir des ondes de puissance ou ondes de KUROKAWA [1] et aboutir ainsi à un autre concept, celui des paramètres "scattering".

I.1.2. Intérêts d'utilisation des paramètres [S] en hyperfréquences

L'utilisation des paramètres [S] présente de nombreux avantages :

- le concept courant-tension est difficilement applicable aux hautes fréquences.
- les paramètres [S] décrivent directement les principales grandeurs utilisables en hyperfréquences telles que les facteurs de réflexion, les gains, les pertes...
- lorsqu'ils sont utilisés en analyse ou synthèse de circuit par des programmes de CAO, ils décrivent précisément les caractéristiques et performances hyperfréquences des divers composants microondes.

- nous pouvons aisément analyser les réseaux des paramètres [S] par la technique des graphes de fluences.

1.1.3. Définition et propriétés

Nous étudierons en premier lieu le cas d'un dipole placé à l'extrémité d'une ligne de transmission propageant une onde hyperfréquence monomode non dispersive. Cette onde est générée par une source hyperfréquence d'impédance interne Z_c (voir figure 1).

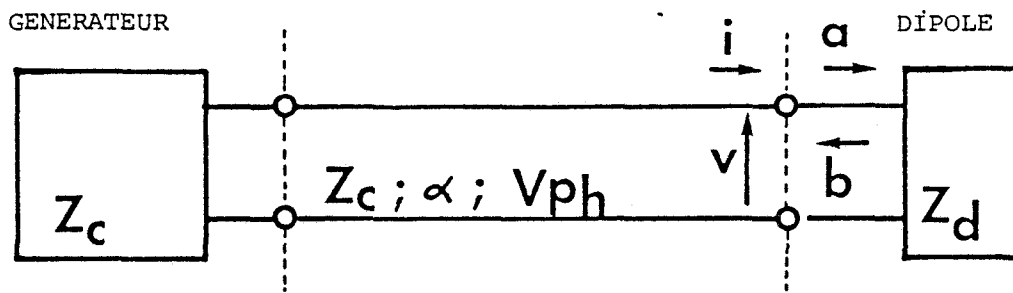


figure1:Ensemble générateur, ligne de transmission, dipole.

Nous rappelons qu'une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique Z_c , liée à la géométrie et la nature du support de propagation, son coefficient d'atténuation α (db/cm) provenant des pertes métalliques (effet de peau) et diélectriques et enfin par sa vitesse de phase V_{ph} ($V_{ph} = C/\epsilon_{eff}$).

Lorsque la ligne de transmission est fermée sur un dipole d'impédance Z_D différent de l'impédance caractéristique de la ligne, nous pouvons considérer l'onde comme la résultante de deux ondes se propageant en direction opposée l'une de l'autre et appelées ondes incidentes et ondes réfléchies.

Dans ce cas, nous pouvons définir des tensions et courants résultants par :

$$1) \begin{cases} v(x,t) = (\sqrt{2} V_x e^{-\gamma x} + \sqrt{2} V_{-x} e^{\gamma x}) e^{j\omega t} \\ i(x,t) = (\sqrt{2} I_x e^{-\gamma x} - \sqrt{2} I_{-x} e^{\gamma x}) e^{j\omega t} \end{cases}$$

Si nous nous intéressons plus particulièrement aux relations de puissance entre divers éléments ou circuits (dont les sources hyperfréquences peuvent être dans un cas général non corrélées), il est préférable d'utiliser les ondes de puissance incidente et réfléchie a et b définies par :

$$2) \begin{cases} a = \frac{v + Z_c i}{2 \sqrt{\operatorname{Re}(Z_c)}} = \frac{v + Z_c i}{2 \sqrt{Z_c}} \\ b = \frac{v - Z_c^* i}{2 \sqrt{\operatorname{Re}(Z_c)}} = \frac{v - Z_c i}{2 \sqrt{Z_c}} \end{cases}$$

A partir de ces ondes également appelées ondes de KUROKAWA, nous définissons alors les paramètres "scattering".

Le dipole est caractérisé par un seul paramètre S appelé plus généralement facteur de réflexion défini par :

$$3) S = \frac{b}{a}$$

Nous pouvons également définir les pertes de puissance en réflexion due à un dipole :

$$4) P_{\text{ref}} = (1 - |S|^2)$$

Par analogie au concept courant-tension, nous pouvons associer ce facteur de réflexion à l'impédance Z_D du dipole en utilisant les relations 2) et 3) et $V = Z_D i$ par :

$$5) S = \frac{Z_D - Z_c^*}{Z_D + Z_c} = \frac{Z_D - Z_c}{Z_D + Z_c}$$

En généralisant au cas du quadripole, nous pouvons définir des ondes incidentes et réfléchies a_1 et b_1 à la porte 1 et a_2 et b_2 à la porte 2 de ce quadripole.

Le quadripole (figure 2) étant par hypothèse un réseau linéaire, nous définirons les paramètres $[S]$ de ce quadripole par :

$$6) \begin{cases} b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{cases}$$

S_{11} et S_{22} sont des facteurs de réflexion, S_{12} et S_{21} sont appelés facteurs de transmission.

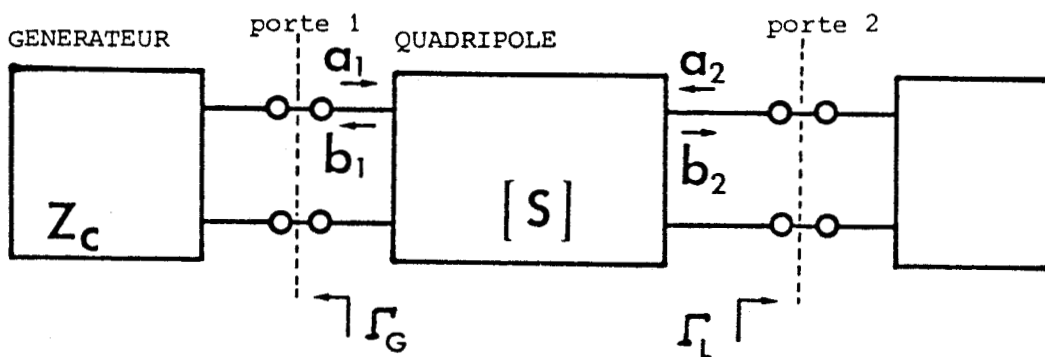


figure2:Le quadripole.

Les paramètres $[S]$ équivalent d'un quadripole inséré dans un ensemble de réseaux s'expriment en fonction des paramètres $[S]$ propre au quadripole (définis sur Z_0) et des facteurs de réflexion vus aux portes 1 et 2.

Par exemple à la figure 2, le quadripole est précédé d'un générateur présentant un facteur de réflexion Γ_G et il est suivi d'un réseau de facteur de réflexion Γ_L . Les paramètres $[S]$ équivalents ou paramètres $[S]$ ramenés s'écrivent :

$$7) \left\{ \begin{array}{l} S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \\ S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_G}{1 - S_{11} \Gamma_G} \end{array} \right.$$

Lorsque nous pouvons modéliser un système microonde par un réseau électrique équivalent : c'est le cas d'une ligne de transmission en mode TEM, ou le cas de dispositifs actifs (transistors, diodes...), nous pouvons alors convertir la matrice des paramètres $[S]$ en matrices impédances $[Z]$, admittance $[Y]$, hybride $[H]$...

Pour la mise en cascade d'ensembles microondes dont la modélisation est difficile voire impossible (transistors, connecteurs...), il est préférable d'utiliser les matrices d'ondes, de transfert ... (Le tableau des différentes matrices de passage se trouve en annexes).

1.1.4. Représentation des paramètres S par graphes de fluence

Les paramètres "Scattering" étant les coefficients d'équations linéaires dont les variables sont les ondes de puissances

incidentes et réfléchies, nous pouvons simplement représenter un réseau par son graphe de fluence dont les gains de branches sont les paramètres S. Cette représentation permet de calculer aisément un rapport d'ondes b_k/a_i entre un noeud d'entrée i et un noeud de sortie k. Le graphe de transfert d'un dipole est représenté à la figure 3. Il n'est constitué que d'une chaîne de gain S_1 .

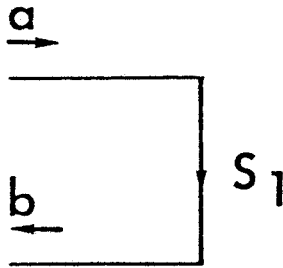


figure3: Graphe de fluence d'un dipole.

La figure 4 représente le graphe de fluence d'un quadripole, suivi d'un dipole.

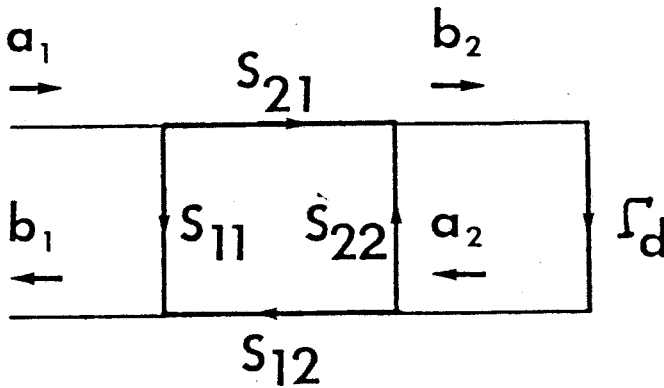


figure4: Graphe de fluence d'un quadripole.

Dans ce cas, il est aisé de connaître le coefficient $S_{11}' = b_1/a_1$ en utilisant la règle de MASON [2].

$$8) \quad S_{11}' = \frac{S_{11} (1 - S_{22} \Gamma_D) + S_{12} S_{21} \Gamma_D}{(1 - S_{22} \Gamma_D)} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_D}{1 - S_{22} \Gamma_D}$$

De la même façon, le coefficient de transmission ramené S_{21}' s'écrit :

$$9) S_{21}' = \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \Gamma_D}$$

Cette technique sera particulièrement efficace lors de l'analyse de réseaux complexes, tels que la partie réflectométrique d'un analyseur de réseaux.

I.1.5. Principe de mesure des paramètres [S]

Un dipole est entièrement caractérisé par un seul paramètre [S]. La mesure de ce paramètre S_{11} consiste à déterminer vectoriellement le rapport de l'onde de puissance réfléchie b et de l'onde de puissance incidente a .

Pour un quadripole, la mesure s'effectue en deux temps :

- la première étape ou mesure directe consiste à annuler l'onde de puissance a_2 en plaçant une charge non réfléchive sur la porte 2. Nous mesurons ainsi les paramètres $S_{11} = b_1/a_1$ et $S_{21} = b_2/a_1$.

- la seconde étape appelée mesure inverse, consiste à annuler l'onde a_1 en plaçant une charge non réfléchive sur la porte 1 et nous obtenons les paramètres $S_{22} = b_2/a_2$ et $S_{12} = b_1/a_2$.

Ce principe de mesure est généralisable à un réseau linéaire à n portes.

Remarque : Les indices des paramètres S_{ij} de transmission déterminent le sens de propagation de l'onde, par convention le second chiffre

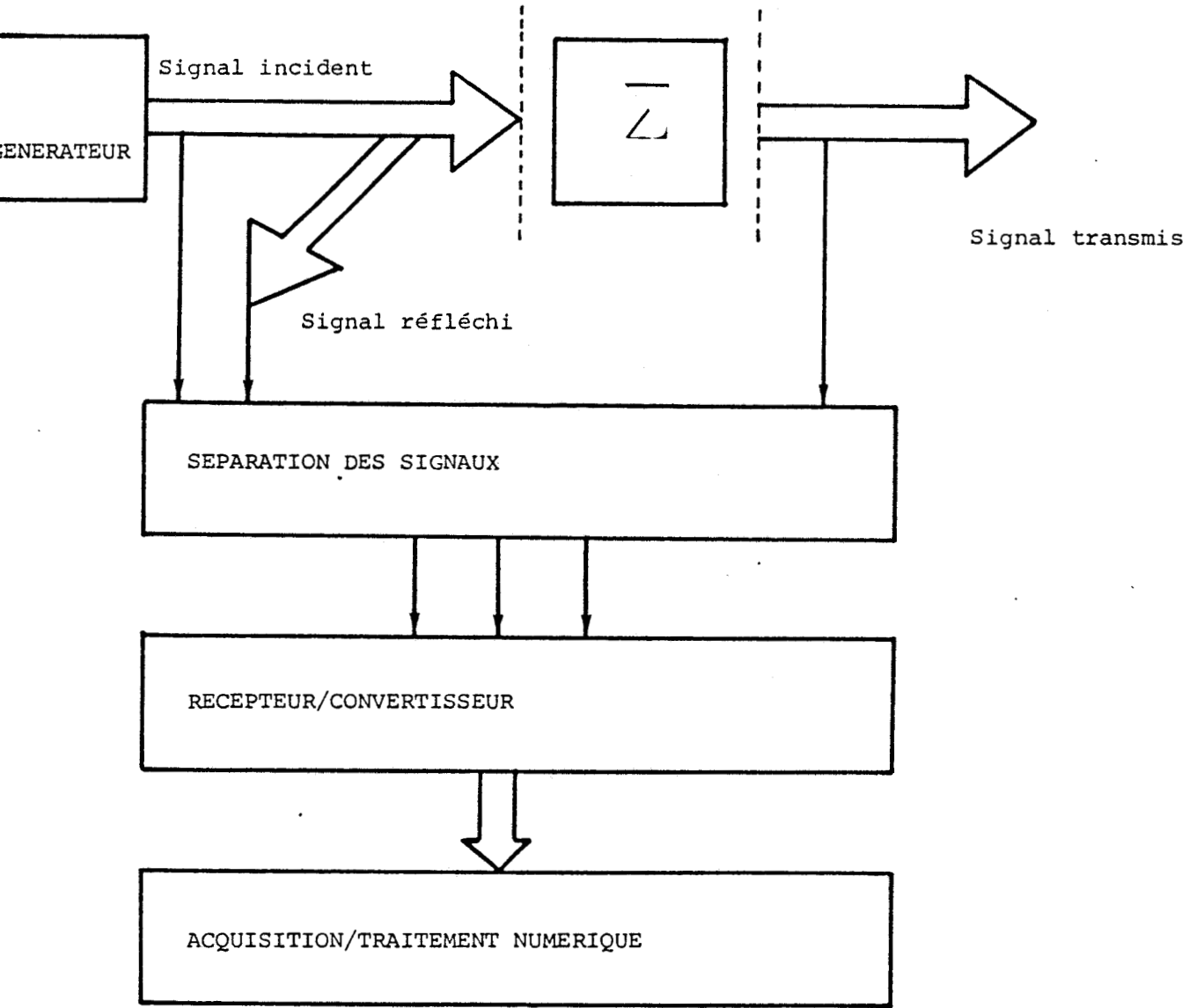


figure5: Configuration générale d'un analyseur automatique de réseaux.

indique la porte où est injecté le signal hyperfréquence (onde incidente) et le premier chiffre la porte où arrive l'onde.

I.2. L'ANALYSEUR DE RESEAUX

I.2.1. Principe de fonctionnement

La configuration générale d'un analyseur de réseaux est représentée à la figure 5. Un analyseur de réseaux comprend quatre parties principales :

- la source hyperfréquence génère le signal incident.
- un système de séparation des différents signaux incidents réfléchis et transmis.
- un récepteur/convertisseur large bande permettant la transposition des signaux hyperfréquences (FI).
- un système d'acquisition et de traitement numérique du signal basse fréquence.

La source hyperfréquence génère le signal incident excitant le réseau à caractériser. En faisant varier la fréquence de cette source, nous pouvons connaître la réponse fréquentielle de ce réseau. Les performances de la source auront donc une incidence directe sur la qualité des mesures. Une source hyperfréquence est caractérisée par sa gamme de fréquences, sa stabilité en fréquence et en puissance, la qualité spectrale du signal et enfin par le niveau de puissance disponible. Il existe trois types de source, le synthétiseur de fréquences, le vobulateur classique, le vobulateur verrouillé en fréquence. La

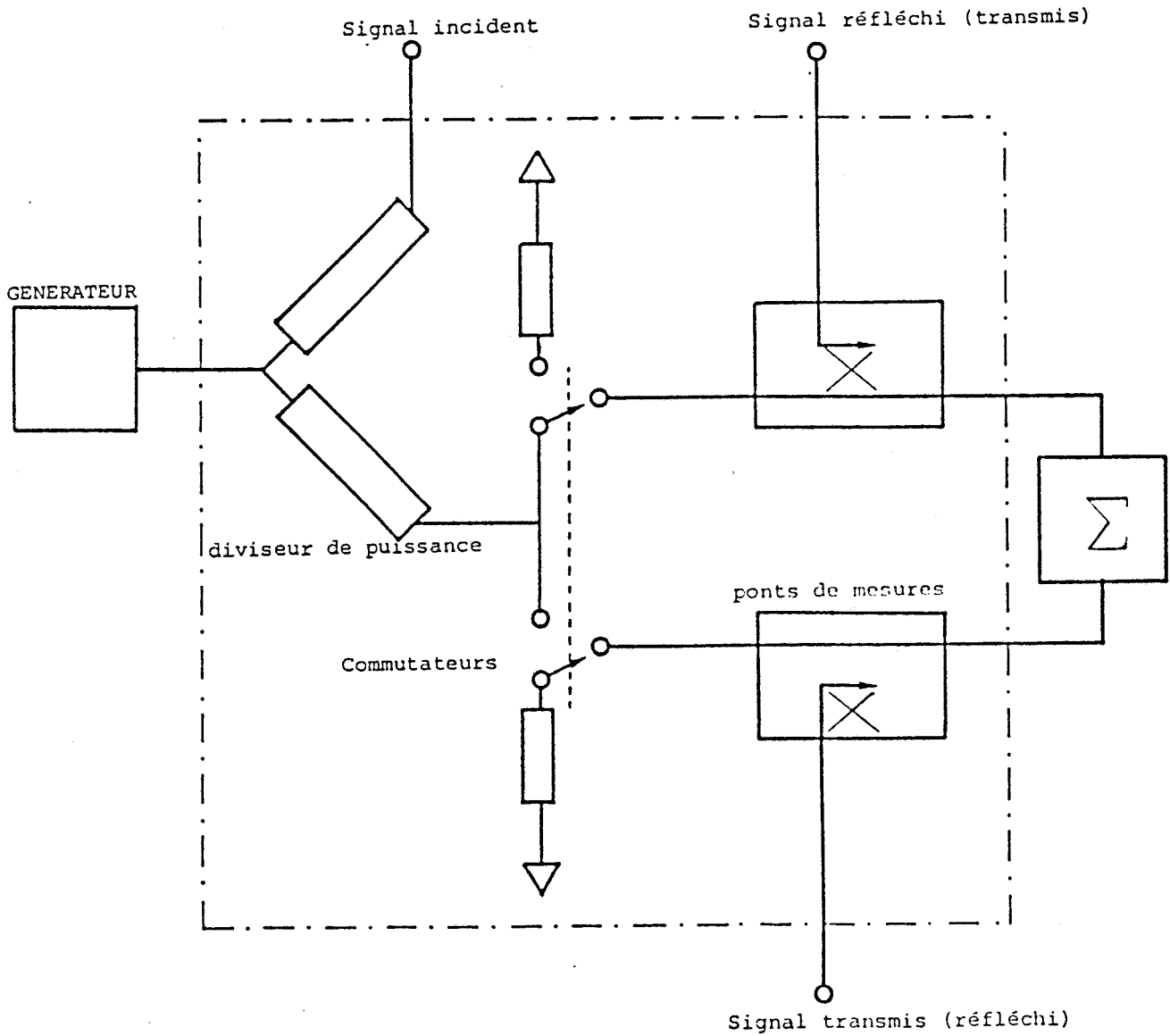


figure6: Séparation des signaux hyperfréquences.

stabilité en fréquence d'un synthétiseur permet d'effectuer des mesures précises en bande étroite (résonateurs diélectriques), ou des mesures de dispositifs dont la longueur électrique est importante. Un vobulateur asservi en phase permet d'effectuer le même type de mesure avec une précision similaire mais avec une vitesse de mesure supérieure. Le vobulateur classique ne semble pas approprié aux techniques de mesures modernes. En effet, son instabilité en phase serait incompatible avec les corrections systématiques élaborées (sur 12 termes) que nous décrirons ultérieurement.

La seconde partie de l'analyseur de réseaux est un système microonde permettant la séparation des signaux incident, réfléchi et transmis. Ce système peut être constitué de coupleurs directifs, de ponts de mesure, de diviseurs de puissance ou de sondes haute impédance. Bien que les coupleurs directifs présentent de faibles pertes d'insertion, les ponts de mesure sont communément utilisés pour leur grande bande passante. La configuration générale de ce système de séparation des signaux est représentée à la figure 6.

La troisième partie concerne la réception et la transposition des signaux hautes fréquences. Une détection large bande peut être réalisée à l'aide d'une diode qui convertit le signal HF en un signal continu ou très basse fréquence. Cette technique de réception est très utilisée pour les analyseurs scalaires. En ce qui concerne les analyseurs vectoriels, on utilise principalement des mélangeurs large bande à fréquence fondamentale ou à harmoniques (voir figure 7).

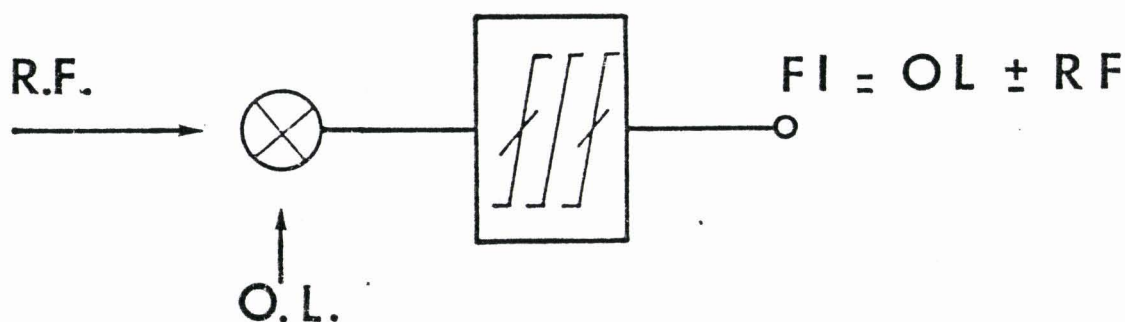


Figure 7a : Mélangeur à fréquence fondamentale

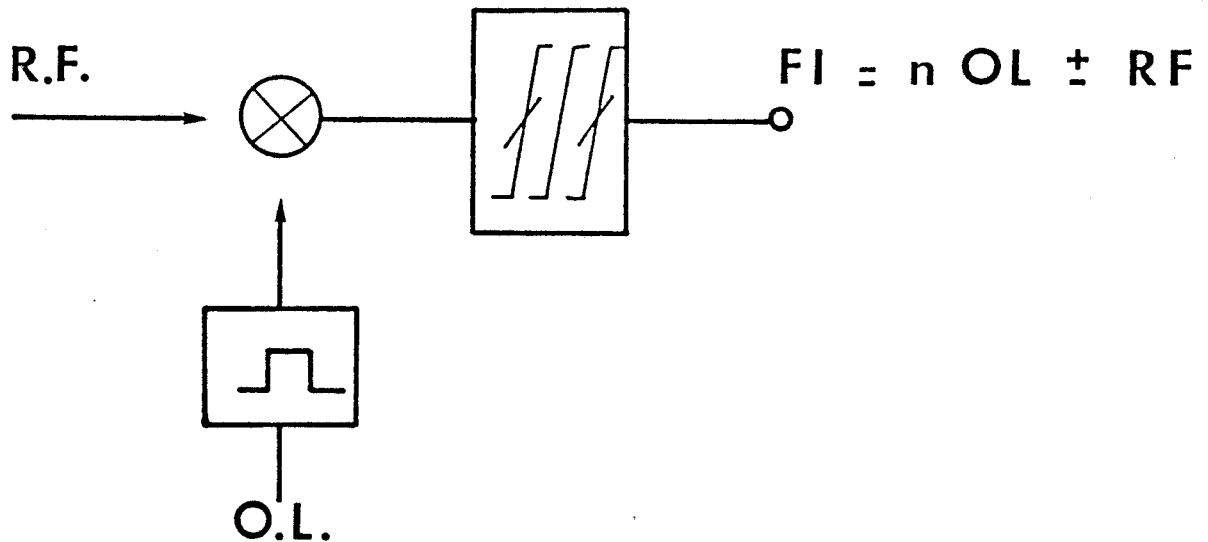


Figure 7b : Mélangeur à harmoniques

Afin d'augmenter la sensibilité de ce type de récepteur, élimination des harmoniques, diminution du plancher de bruit, on utilise un filtre FI passe bande sélectif.

Remarque : Pour les analyseurs de réseaux de conception récente, cet ensemble réception-transposition est incorporé au système de séparation des signaux hautes fréquences afin d'obtenir de meilleures performances.

La quatrième et dernière partie de l'analyseur de réseaux concerne l'acquisition et le traitement des signaux basses fréquences (FI). En effet, le module et la phase des signaux FI étant proportionnels aux module et phase des signaux hyperfréquences, il est plus aisé et plus précis de mesurer et traiter les signaux basses fréquences. La figure 8 représente le synoptique de mesures des modules des paramètres [S]. Le module des paramètres [S] est donc déterminé en

effectuant le rapport des modules du signal (FI) provenant du système à caractériser et du signal incident (FI).

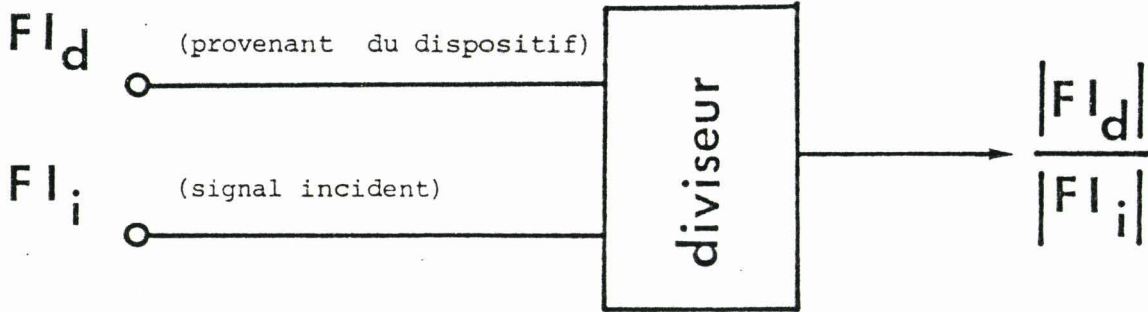


figure8: Détermination des modules des paramètres (S).

La mesure du déphasage entre les signaux provenant du système à mesurer et incident est réalisée par un comparateur de phase. Ce comparateur permet de détecter un écart de phase jusqu'à $\pm 180^\circ$ (figure 9).

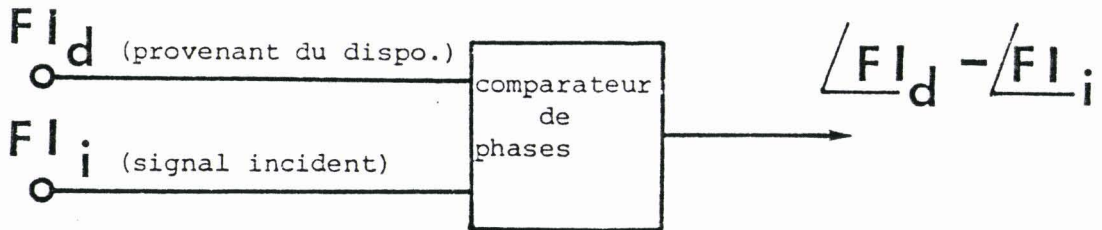


figure9: Détermination des phases des paramètres (S).

Les différents modules et phases détectés sont ensuite numérisés.

Ces informations sont ensuite visualisées sous forme d'abaques de Smith, polaires pour une représentation vectorielle ou de format cartésien pour une visualisation séparée des modules et phases.

I.2.2. Mesures en transmission

La mesure en transmission permet de déterminer vectoriellement le rapport entre l'onde de puissance transmise b_j et l'onde de puissance incidente a_i . A partir de ce coefficient de transmission $t = b_j/a_i$, nous pouvons connaître les pertes ou gain d'insertion du système à mesurer par :

$$10) I(\text{dB}) = 20 \log \left(\left| \frac{b_j}{a_i} \right| \right)$$

de même, nous pouvons en déterminer la phase d'insertion par :

$$11) \Delta\phi = \angle b_j - \angle a_i$$

Avant d'effectuer la mesure des coefficients de transmission d'un système microonde, nous devons étalonner en transmission l'analyseur de réseaux. Cette opération d'étalonnage est indispensable pour les mesures hyperfréquences. Prenons le cas élémentaire d'un système de mesure parfait. Ce système de mesure ne présente alors que des pertes et phases d'insertion entre les plans de mesure (P_{1m} et P_{2m}) et les plans de système à caractériser (P_1 et P_2) (voir figure 10). L'opération d'étalonnage consiste donc à connaître ces pertes

liées à l'analyseur de réseaux ; pour cela nous connectons directement les plans P_1 et P_2 , cet étalon est appelé connexion directe (Thru). Pour mesurer le coefficient de transmission propre au dispositif, nous déduisons alors vectoriellement les pertes du système de mesure (correspondant à la réponse fréquentielle de la connexion directe).

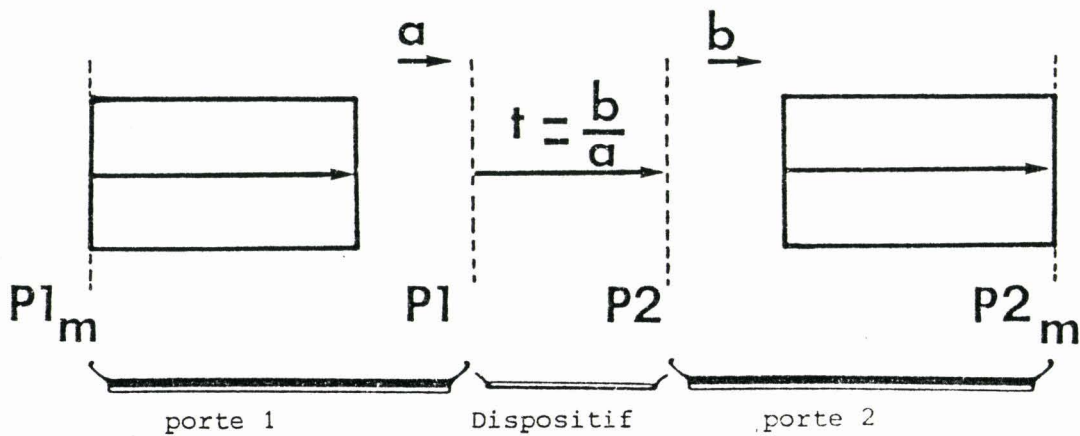


figure10: Système de mesure en transmission idéal.

Les principales applications des mesures en transmission sont :

- la détermination des gains et pertes d'insertion d'éléments actifs ou passifs microondes.

- la mesure de longueurs électriques de lignes de transmission (à partir de la phase d'insertion).

- la mesure du temps de groupe permet dans le cas de réseaux linéaires (filtres...) d'en connaître le taux de distorsion ; ou la dispersion de mode dans le cas de structures de propagation.

I.2.3. Mesures en réflexion

La mesure en réflexion est une opération fondamentale en hyperfréquence ; elle est équivalente à la mesure d'impédance pour les basses fréquences. La réflexion du signal hyperfréquence est créée par exemple par un dipole placé au bout d'une ligne de transmission. Dans le cas d'un court circuit parfait, toute l'onde incidente est réfléchie en opposition de phase.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, nous quantifions ce phénomène de réflexion par le facteur de réflexion Γ . Une autre terminologie est couramment utilisée : c'est le taux d'ondes stationnaires : $TOS = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|)$.

Comme pour les mesures en transmission, nous devons réaliser un étalonnage en réflexion. Dans le cas le plus simple d'une mesure de dipole à l'aide d'un analyseur parfait, il suffit d'utiliser pour cela un court-circuit dont le module et la phase sont parfaitement connus.

En réalité, aussi bien pour le cas des mesures en transmission que pour celui de la réflexion, les imperfections propres au système de mesure introduisent des imprécisions de mesures. Ces imperfections sont de façon générale modélisées par des matrices ou réseaux d'erreurs.

I.2.4. La précision des mesures vectorielles

Pour mettre en évidence les imperfections d'un analyseur de réseaux, nous mesurons par exemple un dipole dont le module de son facteur de réflexion est proche de 0. Nous observons des variations rapides en fonction de la fréquence du facteur de réflexion d'un tel

dipole. Ces variations sont dues aux limitations en précision du système de mesure.

Les imperfections de l'analyseur peuvent être classées en trois types :

- le premier type regroupe les erreurs systématiques. Ces erreurs restent invariantes et peuvent être mathématiquement prises en compte lors de la mesure.

- il existe ensuite des erreurs aléatoires telles que le bruit, la reproductibilité et durée de vie de la connectique hautes fréquences. Ces erreurs ne peuvent être caractérisées.

- enfin le dernier type d'erreurs comporte les erreurs dues aux dérives d'environnement (température, pression, humidité...).

Nous étudierons premièrement les erreurs systématiques liées aux performances hyperfréquences des éléments constituant l'analyseur de réseaux.

I.2.4.1. Modèle d'erreur pour la mesure d'un dipole

Nous pouvons considérer que l'ensemble des éléments micro-ondes de l'analyseur de réseaux (ensemble du test), est un quadripole équivalent dont le graphe de fluence est représenté à la figure 11.

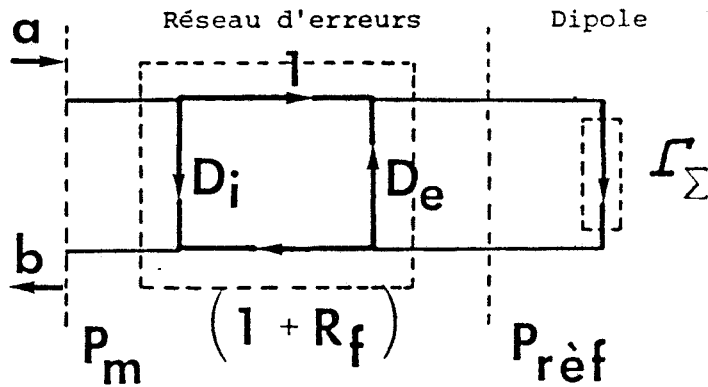


figure 11: Modèle d'erreur; mesures de dipôles.

$P_{\text{réf}}$ correspond au plan où l'on désire mesurer le facteur de réflexion Γ_{ϵ} du dipôle.

P_m est par exemple un plan où l'on réalise la réception et détection des ondes de puissance a et b. Dans tous les cas, ce plan est supposé parfaitement connu.

En analysant ce graphe de fluence, nous obtenons :

$$12) \Gamma_m = \frac{b}{a} = D_i + \frac{(1 + R_f) \Gamma_{\epsilon}}{(1 - D_e \Gamma_{\epsilon})}$$

- D_i est le terme de directivité du système de mesure
- D_e représente la désadaptation de la source hyperfréquence
- $(1 + R_f)$ est la réponse fréquentielle du système de test

a) Erreur de directivité

Soit le système de mesure en réflexion représenté à la figure 12. L'erreur de directivité est due au signal détecté sur la

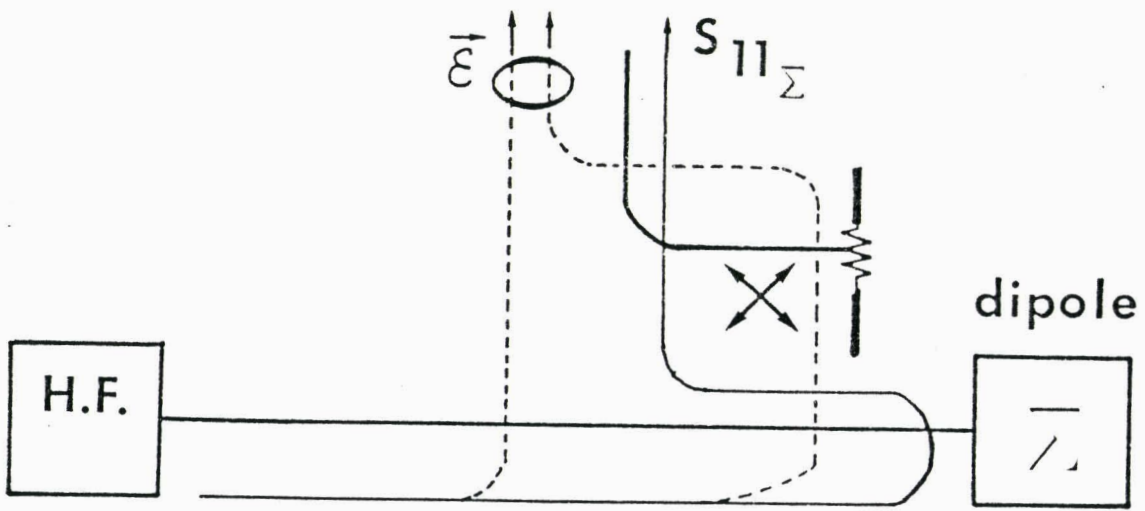


figure12: Mesure en réflexion; erreur de directivité.

voie couplée, mais qui ne correspond pas au signal réellement réfléchi par le dipole. Ce signal d'erreur ϵ provient essentiellement de la directivité du système de séparation des signaux (coupleurs, ponts ...) mais aussi du facteur de réflexion non nul des éléments tels que les transitions et les cables. Ce signal d'erreur ϵ se combine vectoriellement avec le signal réfléchi par le dipole (voir figure 13). Cette erreur due à la directivité constitue la principale cause d'imprécision sur les facteurs de réflexion mesurés (variations rapides en fonction de la fréquence).

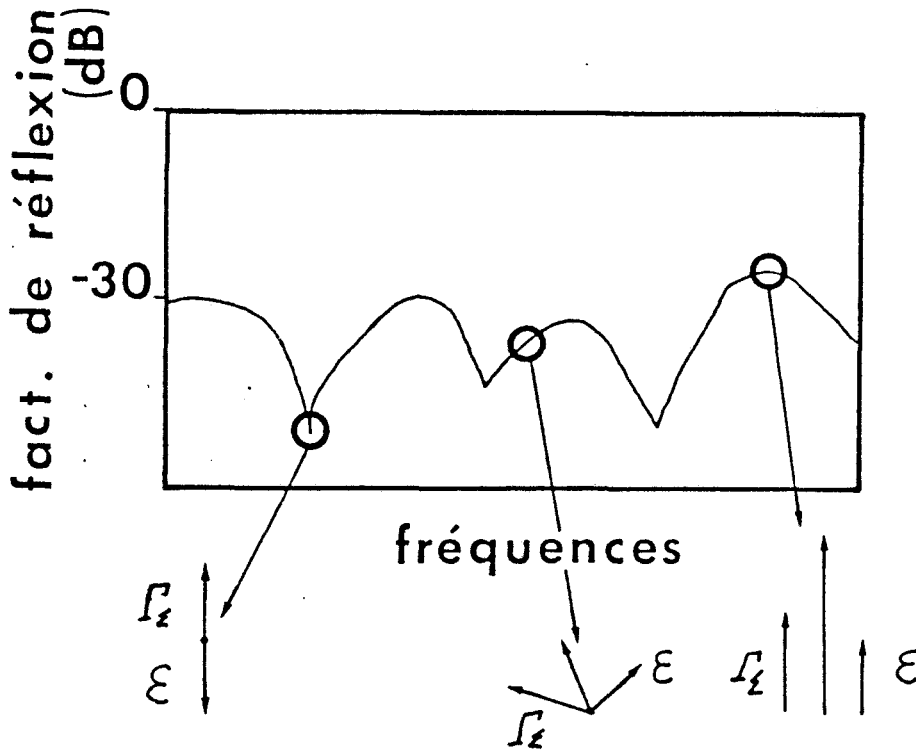


Figure 13: Erreur de directivité sur la mesure de facteur de réflexion de faible valeur.

Nous avons vu précédemment que la dégradation de la directivité provenait en partie des transitions et cables. Par exemple, la directivité d'un coupleur en APC 7 étant typiquement de 40dB (0,01) à 18 GHz, le facteur de réflexion d'une transition APC7/SMA étant à cette fréquence de - 30 dB (0,03), la directivité résultante n'est plus que de 28dB(0,04). Cette directivité donne la limite de mesure des facteurs de réflexion de faible valeur.

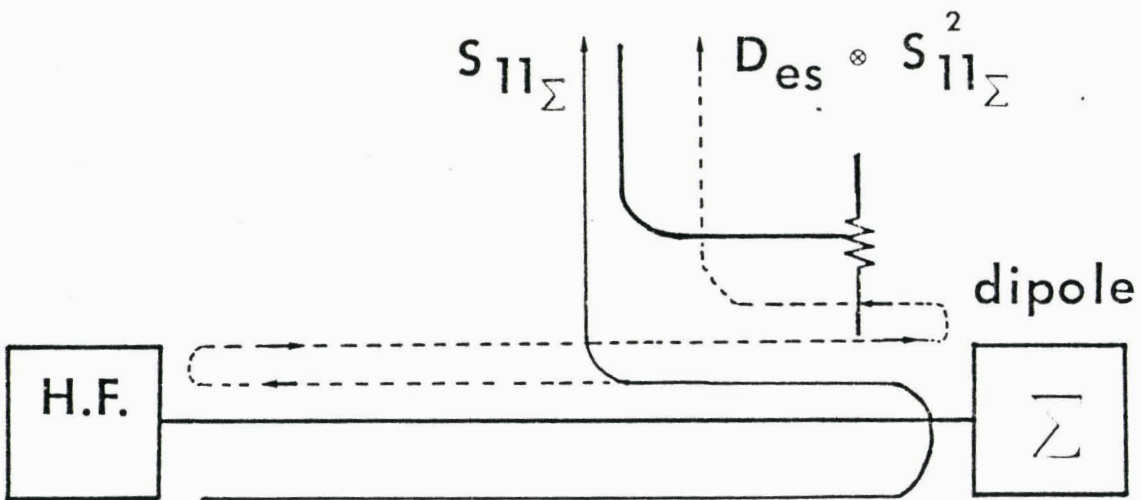


figure14: Mesures en réflexion: erreur de desadaptation de source.

b) Réponse fréquentielle du système de mesure

Le terme $(1 + R_f)$ représente la variation fréquentielle du signal hyperfréquence au travers du système de mesure. Ce terme représente globalement la réponse fréquentielle des coupleurs ou pont de mesure, des câbles et transitions et enfin des mélangeurs.

c) Erreur de désadaptation de la source

La source n'étant pas parfaitement adaptée, une partie du signal réfléchi par le dispositif à tester est à son tour réfléchi par la source (voir figure 14). Cette imperfection cause une erreur d'autant plus importante que le facteur de réflexion du dispositif tend vers 1 ; c'est le cas de la plupart des composants actifs.

En résumé, à partir de l'équation (12) exprimant le facteur de réflexion mesuré Γ_m en fonction de celui du dipole Γ_e , nous déduisons l'incertitude de mesure maximale sur les modules des facteurs de réflexion par :

$$13) \Delta = \left| \Gamma_m - \Gamma_e \right| = \left| D_i + \Gamma_e R_f + \Gamma_e D_e (\Gamma_m - D_i) \right| + \left| D_i + \Gamma_e R_f + \Gamma_e^2 D_e \right|$$

Nous pouvons remarquer à partir de cette équation que lorsque Γ_e est de petite valeur, la principale source d'erreur provient de la directivité du système de mesure. En revanche, lorsque Γ_e tend vers 1, l'erreur principale est la désadaptation de source. Dans le cas de mesures vectorielles, l'équation 13) est insuffisante et nous devons connaître vectoriellement à chaque point de fréquence les trois termes d'erreurs D_i , R_f et D_e . L'analyse de ce modèle d'erreur sera décrit ultérieurement dans un paragraphe consacré aux méthodes de calibrage.

I.2.4.2. Modèle d'erreur pour la mesure de quadripole

Comme nous l'avons décrit précédemment, la détermination des paramètres $[S]$ d'un quadripole comporte deux types de mesure, la mesure en réflexion et en transmission.

a) Mesure des termes de réflexions du quadripole

Dans le cas d'un quadripole, nous effectuons la mesure du facteur de réflexion sur une porte, l'autre porte étant chargée par un dipole non réfléchitif. Dans ce cas, nous pouvons reprendre le modèle d'erreur propre aux mesures de dipole en tenant compte d'une source d'erreur supplémentaire : la désadaptation de cette charge non réfléchitive (D_{ec}). Le modèle d'erreur devient alors :

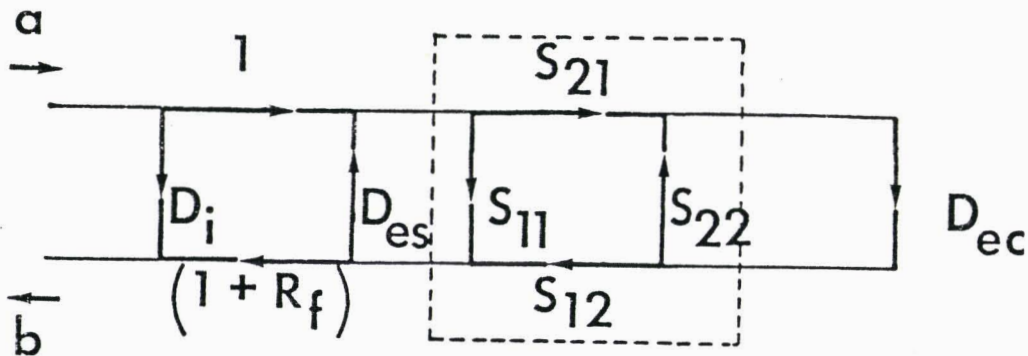


figure15: Modèle d'erreur correspondant à la mesure en réflexion de quadripoles.

b) Mesure des termes de transmission

Les sources d'erreur intervenant pour la mesure en transmission sont les désadaptations de source et de charge (D_{es} et D_{ec}), le couplage entre les deux portes (C) et enfin la réponse fréquentielle (R_T) de l'ensemble permettant la mesure du signal transmis. Le modèle d'erreur correspondant aux mesures en transmission est représenté à la figure 16.

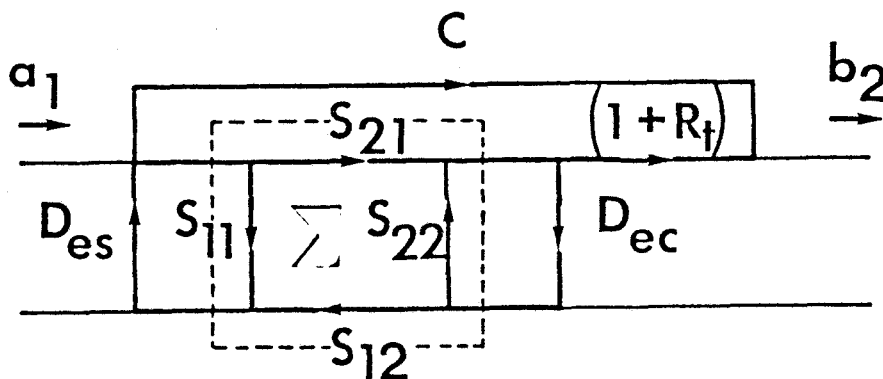


figure16: Modèle d'erreurs: mesures en transmission.

A partir de ce graphe, nous calculons le terme de transmissions S_{21m} .

$$14) S_{21m} = \frac{b_2}{a_1} = C + \frac{S_{21\epsilon} (1 + R_T)}{1 - D_{es}S_{11\epsilon} - D_{ec}S_{22\epsilon} - D_{es}D_{ec} S_{12\epsilon} S_{21\epsilon}}$$

L'équation 14) permet de mettre en évidence les interactions entre $S_{11\epsilon}$ et D_{es} et $S_{22\epsilon}$ et D_{ec} ... Cette équation montre également que la précision de mesure du terme $S_{21\epsilon}$ dépend de celle des autres paramètres $[S]$ du quadripole.

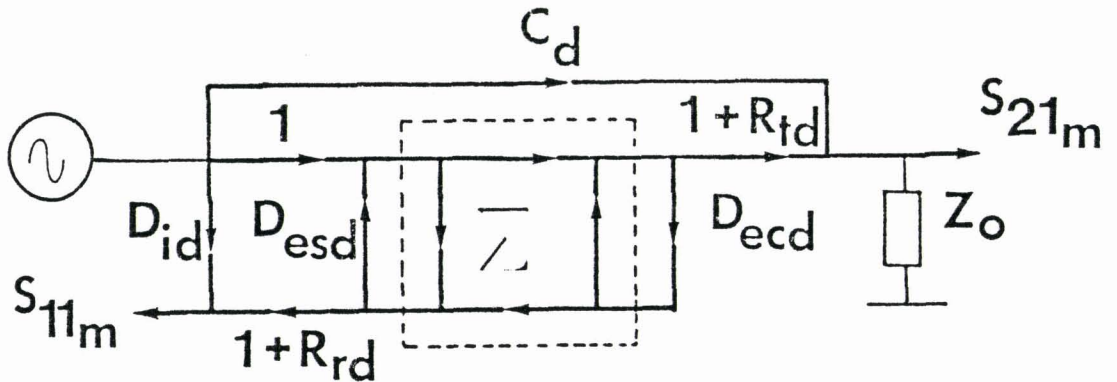
c) Modèle d'erreur complet pour la mesure d'un quadripole

Nous rappelons que la mesure des quatre paramètres $[S]$ d'un quadripole s'effectue en deux étapes :

- mesure directe (on injecte le signal hyperfréquences sur la porte 1)
- mesure inverse (on injecte le signal hyperfréquence sur la porte 2)

Le modèle d'erreur correspondant est représenté à la figure 17.

Mesure directe



Mesure inverse

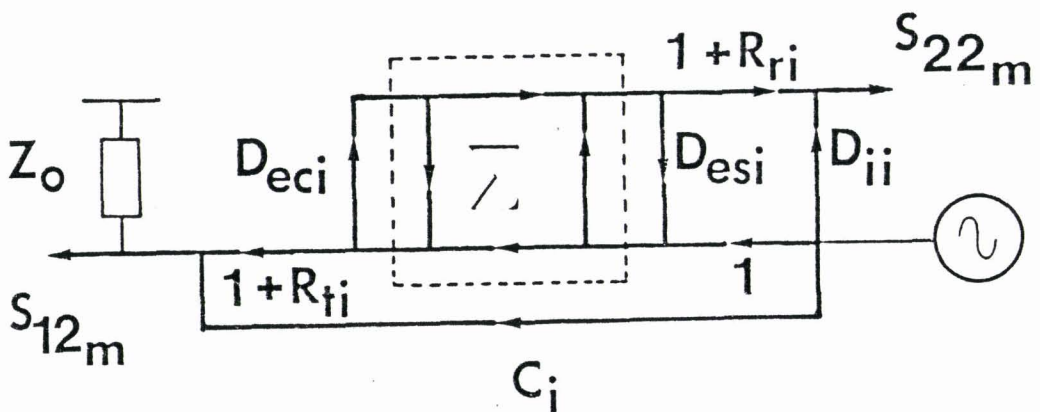


figure17: Mesures de quadripoles: modèle d'erreur général.

Nous nous sommes intéressés essentiellement aux erreurs systématiques provenant du système de séparation des signaux micro-ondes, cables et transitions ; cependant il existe une dernière source d'erreurs liées à la dynamique de l'ensemble de détection et d'amplification des fréquences intermédiaires (FI). Généralement, on exprime l'erreur relative en dB en fonction de la puissance d'entrée exprimée en dBm du système de détection et d'amplification FI.

Cette dernière erreur systématique a une influence identique sur les facteurs de réflexion et sur les facteurs de transmission du dispositif sous test ; connaissant cette erreur à une fréquence de calibrage donnée (pour une puissance donnée), nous pouvons donc en tenir compte dans le modèle d'erreur.

I.2.4.3. Erreurs de type aléatoire

Les deux principales sources d'erreurs aléatoires proviennent du bruit du système de mesure et de la reproductibilité de la connectique. Il existe le bruit à faible niveau (plancher de bruit) ; il correspond au niveau de bruit large bande de l'ensemble récepteur, cette puissance de bruit peut être diminuée en réduisant la bande passante de l'étage FI. Le bruit à haut niveau est généré essentiellement par la source hyperfréquence (modulation de phase). Ce niveau de bruit dépend donc essentiellement du type de source utilisée (synthétiseur ou vobulateur).

La reproductibilité des connexions crée une autre erreur de type aléatoire intervenant sur les facteurs de réflexion et de transmission. Cette erreur fondamentale pour les mesures hyperfréquences provoque une limite de mesure pour des facteurs de réflexion de très faibles valeurs et pour des éléments à faibles pertes. Pour pallier au mieux à ce problème, les analyseurs de réseaux possèdent des connecteurs de qualité métrologie, tels que les connecteurs de précision APC7 mm.

Enfin, le dernier type d'erreurs concerne celles liées aux dérives d'environnement. Ces dérives agissent sur la source hyperfréquence d'une part, et l'instrumentation d'autre part. La principale cause de dérive est la température, cette dérive s'exprime par une somme de termes soit indépendants (sur les modules), soit dépendants (sur les phases) de la fréquence. Ces variations sur les modules et phases des paramètres $[S]$ peuvent être mathématiquement prises en compte.

Dans le cas des nouvelles générations d'analyseurs de réseaux, les imperfections précédemment décrites restent faibles grâce aux progrès technologiques (dispositifs actifs, connectiques...) et aux moyens de conception de plus en plus performants. Dans la plupart des cas, ces imperfections sont corrigées en temps quasi-réel pour obtenir une très grande précision de mesure. De telles performances seront présentées dans le paragraphe suivant dans le cas de l'analyseur de réseaux HP 8510B utilisé au sein de notre Centrale de Caractérisation.

I.2.5. Performances de l'analyseur de réseaux HP 8510B

Les performances de l'analyseur de réseaux décrites ci-dessous correspondent à la version HP 8510B dont le système de test hyperfréquences possède des connecteurs 3,5 mm, la source est synthétisée (10 MHz - 26,5 GHz), les éléments d'étalonnage (avec charge coulissante) sont également en connecteurs 3,5 mm sans fente (slotless).

ANALYSEUR DE RESEAUX SANS CALIBRAGE

GAMME DE FREQUENCES (GHZ)

	TERMES D'ERREUR	SYMBOLES	GAMME DE FREQUENCES (GHZ)			
			0,045-2	2-8	8-20	20-26,5
SENS DIRECT	Directivité	D_{id} (dB)	- 24	- 24	- 28	- 27
	Réponse fréq. réflex.	R_{Rd} (+/-dB)	1	1	0,6	1,6
	Désadaptation de source	De_{Sd} (dB)	- 23	- 23	- 18	- 14
	Isolation	Cd (dB)	- 85	- 85	- 85	- 80
	Réponse fréq. transm.	R_{Td} (+/-dB)	0,9	0,9	0,7	1,8
	Désadaptation de charge	De_{Cd} (dB)	- 23	- 23	- 18	- 14
SENS INVERSE	Directivité	D_{ii} (dB)	- 24	- 24	- 28	- 27
	Réponse fréq. réflex.	R_{Ri} (+/-dB)	1	1	0,6	1,6
	Désadaptation de source	De_{Si} (dB)	- 23	- 23	- 18	- 14
	Isolation	Ci (dB)	- 85	- 85	- 85	- 80
	Réponse fréq. transm.	T_{Ti} (+/-dB)	0,9	0,9	0,7	1,8
	Désadaptation de charge	De_{Ci} (dB)	- 23	- 23	- 18	- 14

ANALYSEUR DE RESEAUX APRES ETALONNAGE 12 TERMES D'ERREURS

GAMME DE FREQUENCES (GHz)

	TERMES D'ERREURS RESIDUELS	SYMBOLES	GAMME DE FREQUENCES (GHz)			
			0,045-2	2-8	8-20	20-26,5
SENS DIRECT	Directivité	d_{id} (dB)	- 48	-44	- 44	- 44
	Réponse fréq. réflex.	R_{rd} (+/-dB)	0,003	0,003	0,006	0,006
	Désadaptation de source	De_{sd} (dB)	- 40	- 33	- 31	- 31
	Isolation	C_d (dB)	-118,47	-113,90	-106,92	-94,51
	Réponse fréq. transm.	R_{Td} (+/-dB)	0,0086	0,0176	0,0376	0,0596
	Désadaptation de charge	De_{cd} (dB)	- 48	- 44	- 44	- 44
	SENS INVERSE	Directivité	D_{i_i} (dB)	- 48	- 44	- 44
Réponse fréq. réflex.		R_{Ri} (+/-dB)	0,003	0,003	0,006	0,006
Désadaptation de source		De_{si} (dB)	- 40	- 33	- 31	- 31
Isolation		C_i (dB)	-118,47	-113,90	-106,92	-94,51
Réponse fréq. transm.		R_{Ti} (+/-dB)	0,0086	0,0176	0,0376	0,0596
Désadaptation de charge		De_{ci}	- 48	- 44	- 44	- 44

De plus amples informations concernant les performances des analyseurs de réseaux de conception récentes sont données en annexe.

I.3. ETUDE DES DIFFERENTES METHODES D'ETALONNAGE

Nous rappelons que tout système de mesure hyperfréquence (analyseur de réseaux, support de test pour dispositifs actifs...) présente un certain nombre d'imperfections systématiques, aléatoires et celles dues aux dérives d'environnement. Les erreurs de type aléatoire ou de dérives peuvent être corrigées par traitement numérique et/ou par une amélioration des performances des dispositifs de mesure. D'autre part, nous pouvons augmenter considérablement les performances du système de mesures, en connaissant précisément et à chaque point de fréquence considéré, toutes les erreurs systématiques décrites précédemment. Les méthodes d'étalonnage consiste donc à caractériser ces imperfections systématiques à partir d'un modèle d'erreurs.

Le principe général de ces méthodes est particulièrement simple. Pour un modèle d'erreurs donné, nous savons que les paramètres $[S_{ij\epsilon}]$ du dispositif sous test dépendent vectoriellement des paramètres $[S_{ijm}]$ mesurés et des paramètres $[e_{ij}]$ du modèle d'erreurs.

$$S_{ij\epsilon} = f(S_{ijm}, e_{ij})$$

Les paramètres mesurés (S_{ijm}) étant connus, il suffit de caractériser les paramètres d'erreurs (e_{ij}) pour déduire les paramètres désirés du dispositif sous test ($S_{ij\epsilon}$) (de-embedding). Réciproquement, si nous connaissons précisément les paramètres $[S_{ij\epsilon}]$ de dispositifs particuliers, nous pouvons caractériser les paramètres $[e_{ij}]$ du modèle d'erreurs.

Ces dispositifs sont appelés étalons ou standard de calibrage. Ces dispositifs microondes peuvent être des dipôles tels que

des court-circuit, circuit ouvert, charge non réfléchive... ou des quadripoles tels que des tronçons de ligne, des atténuateurs, etc...

Les difficultés de réalisation et les performances de ces étalons dépendent essentiellement du support de propagation. En effet, pour un type de propagation non dispersive (coaxiale par exemple), les dipôles étalons (Co, CC, Zo) sont de meilleure qualité et de réalisation plus aisée que dans le cas d'une propagation dispersive de type planaire (microruban, coplanaire...). Dans ce dernier cas, nous savons par contre parfaitement réaliser des tronçons de ligne d'impédance caractéristique connue.

Les différentes méthodes d'étalonnage dépendent donc principalement des performances de ces étalons et se scindent en deux groupes :

- les méthodes utilisant des standards du type Co, CC, charge non réfléchive.
- les méthodes utilisant des étalons du type lignes de transmission.

I.3.1. La méthode d'étalonnage utilisant des étalons du type C.o, CC, Zo

I.3.1.1. Calibrage pour les mesures de dipôles

Soit le modèle d'erreurs du type "dipôle" défini précédemment par (Cf. p. 19) :

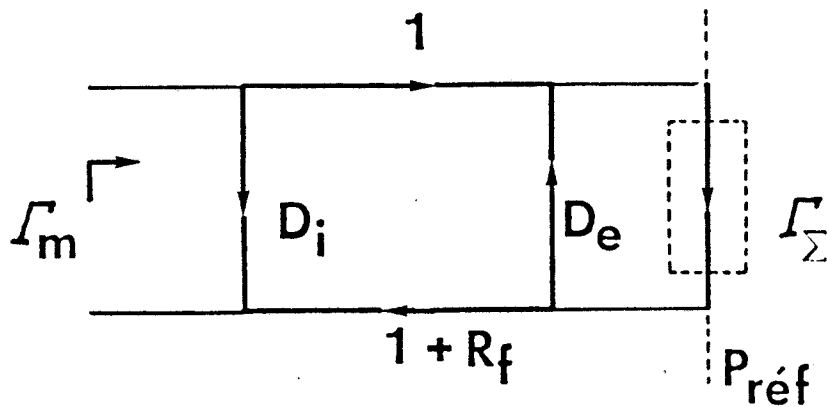


figure18: Modèle d'erreur type "dipole".

$$15) \Gamma_m = D_i + \frac{(1 + R_f)\Gamma_\Sigma}{1 - \Gamma_\Sigma D_e}$$

Le système étant linéaire, pour déterminer les trois inconnues D_i , R_f , D_e , il faut au moins trois équations (15) ; il est donc nécessaire de mesurer trois charges connues.

Pour caractériser le terme de directivité D_i , nous utilisons une charge non réfléchive. Généralement, on utilise des charges fixes pour les basses fréquences (<4 GHz en APC 3,5) et des charges coulissantes pour les hautes fréquences. En déplaçant le curseur de ce type de charge, nous obtenons à une fréquence donnée un nombre de points de mesure formant un cercle, le centre de ce cercle donne le vecteur de directivité à cette fréquence

Le court-circuit (Γ_{cc}) et le circuit ouvert (Γ_{co}) permettent de caractériser les deux autres inconnues du modèle d'erreurs.

$$16) \begin{cases} R_f + (\Gamma_{cc} - D_i) D_e = - (1 + \Gamma_{cc} - D_i) \\ R_f + (\Gamma_{co} - D_i) D_e = - (1 - \Gamma_{co} + D_i) \end{cases}$$

Connaissant les trois termes d'erreur, nous pouvons facilement "remonter" au facteur de réflexion d'un dipole quelconque (Γ_e) par :

$$17) \Gamma_e = \frac{\Gamma_m - D_i}{D_e(\Gamma_m - D_i) + (1 + R_f)}$$

La précision de ce type d'étalonnage est directement liée aux caractéristiques hyperfréquences des étalons. Le tableau 1 représente les performances de charges non réfléchives utilisées comme standard d'étalonnage.

	CONNECTEURS	GAMME DE FREQUENCES	FACTEUR DE REFLEXION
CHARGES FIXES	APC 7mm	jusque 2 GHz	< - 52 dB
(Basses fréquences)	APC 3,5mm	jusque 4 GHz	< - 40 dB
CHARGES COULISSANTES	APC 7	2 - 18 GHz	< - 52 dB
	APC 3,5	4 - 26,5 GHz	< - 46 dB
CHARGES FIXES (LARGE BANDE)	K(mâle)	0 - 18,5 GHz	< - 34 dB
		18,5 - 26,5 GHz	< - 30 dB
		26,5 - 40 GHz	< - 24 dB
	APC 2,4mm (mâle)	0 - 26,5 GHz	< - 30 dB
		26,5 - 40 GHz	< - 25 dB
40 - 50 GHz		< - 20 dB	

TABLEAU 1

Nous pouvons noter que de par leurs performances, les charges fixes large bande ou les charges décalées remplacent peu à peu les charges coulissantes dont les manipulations restent délicates.

En réalité nous attribuons, aux erreurs persistantes après étalonnage (non systématique), un modèle d'erreurs équivalent. Par exemple, la directivité équivalente obtenue après calibrage ne correspond plus à la directivité réelle du système mais aux imperfections liées par exemple à la reproductibilité de la connectique, au bruit, mais aussi à la qualité du calibrage. Cet artifice mathématique permet donc d'évaluer la précision d'un étalonnage.

Pour cela, nous pouvons effectuer un second étalonnage en tenant compte cette fois des termes d'erreurs systématiques D_i ; D_e et R_f précédemment calculés. Autrement dit, ce second calibrage est réalisé dans le plan de références P_{ref} (Cf. figure 18).

Le tableau 2 montre par un exemple le gain de précision, avec et sans étalonnage, dans le cas d'un système de mesure avec connecteurs de précision 7 mm.

TYPE D'ERREUR	SANS CALIBRAGE	AVEC CALIBRAGE
Directivité, D_i	30 dB	50 dB
Désadaptation de source, D_e	20 dB	40 dB
Réponse fréquentielle R_f	1,5 dB	0,05 dB

TABEAU 2

Remarque : Il est donc important de noter que les performances d'un analyseur de réseaux après étalonnage, sont des caractéristiques hyperfréquences équivalentes qui dépendent des variations éventuelles du système entre deux calibrages.

La figure 19 représente l'incertitude maximale de mesure commise sur le module du facteur de réflexion d'un dipole (- 10 dB) avec et sans calibrage. Ce calcul d'incertitude est réalisé à partir de l'équation 13 (cf. p. 19).

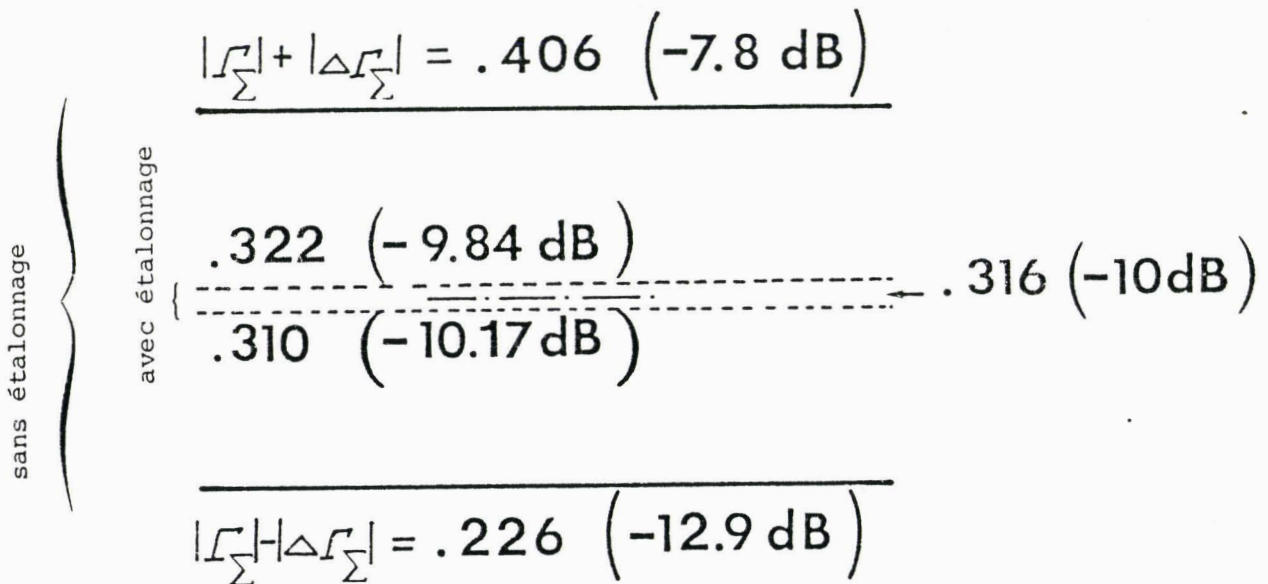


figure19: Incertitudes maximales sur le module d'un facteur de réflexion de -10 dB.

L'erreur maximale sur la phase du facteur de réflexion d'un dipole ($\Delta\phi$) a lieu lorsque le module du vecteur d'erreur est maximal et lorsque ce vecteur d'erreur ($\overrightarrow{\Delta\Gamma_{\epsilon}}$) est perpendiculaire au facteur de réflexion du dipole considéré ($\overrightarrow{\Gamma_{\epsilon}}$).

$$18) \Delta\phi_{\max} = \text{Arc sin} \left(\frac{|\Delta\Gamma_{\epsilon}|_{\max}}{|\Gamma_{\epsilon}|} \right)$$

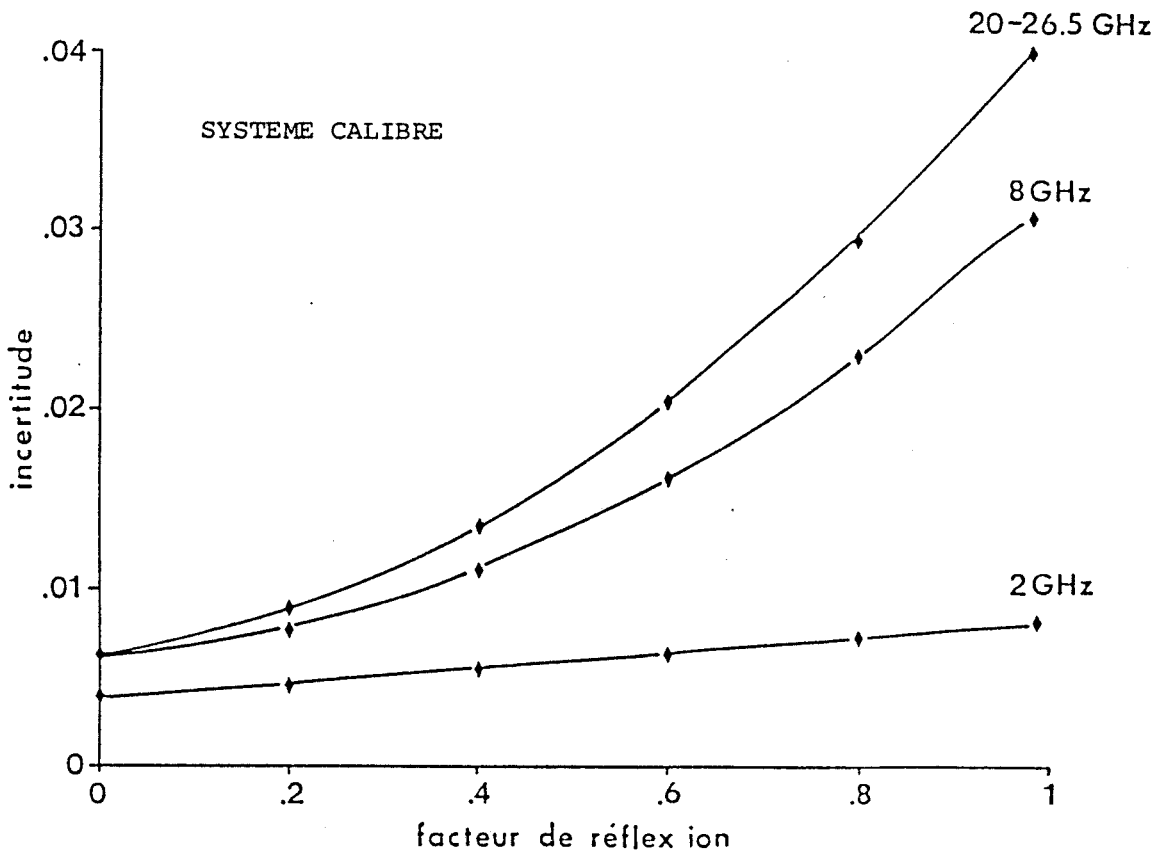
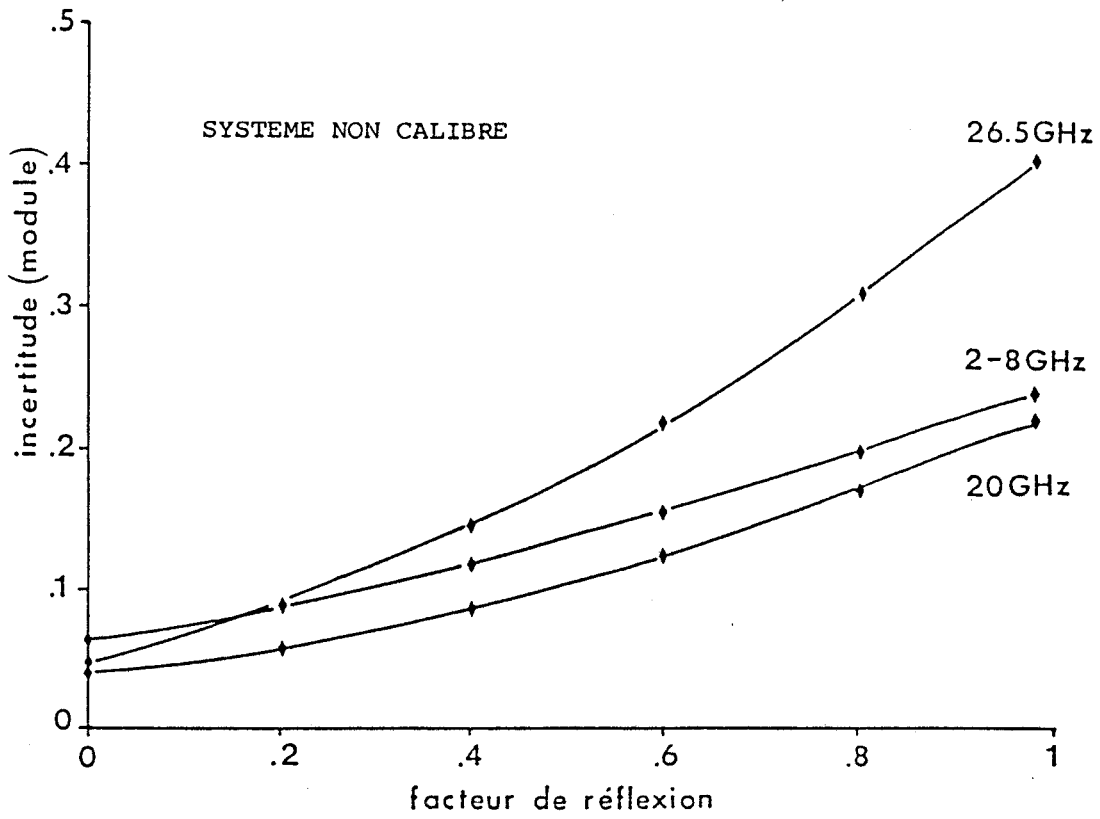


figure20: Incertitude maximale sur les modules (linéaires) des facteurs de réflexion (standard 3.5mm).

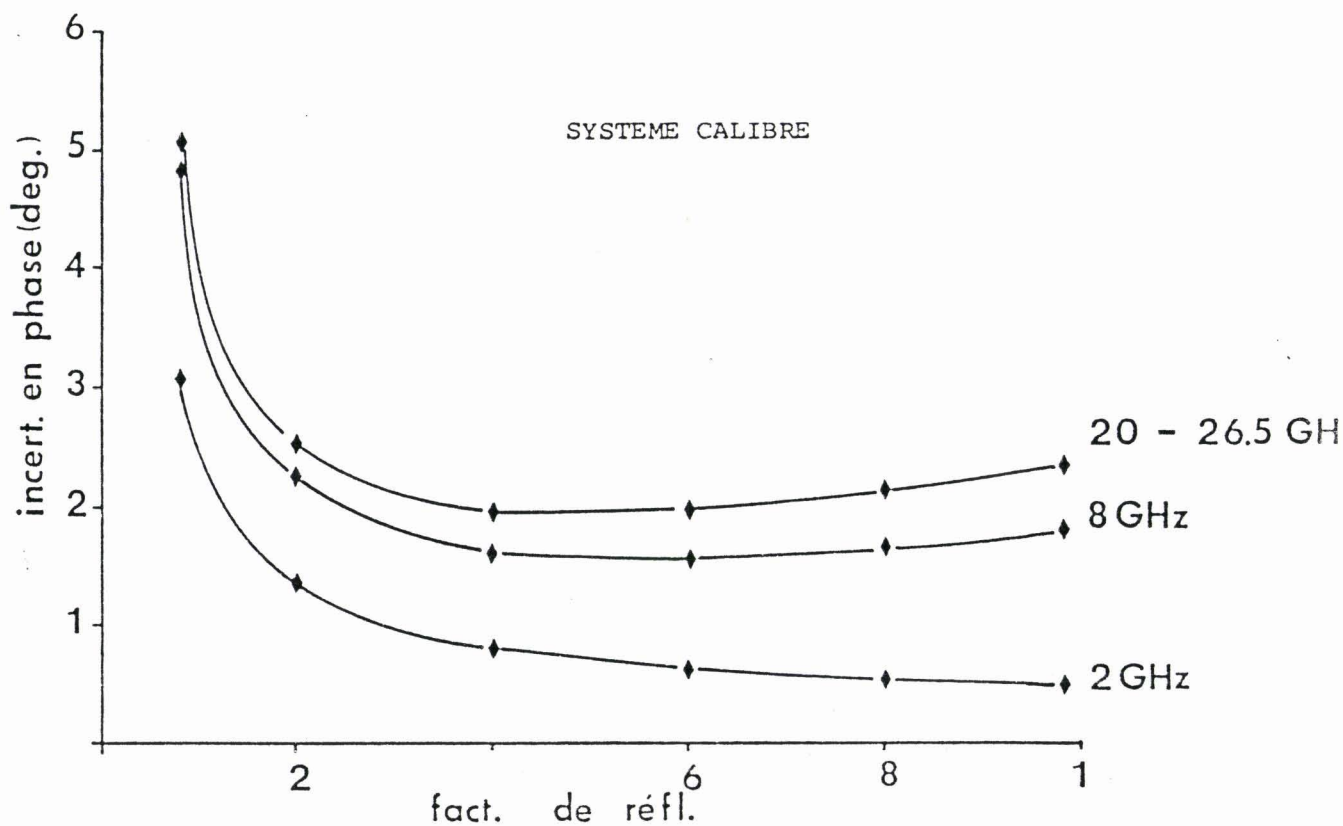
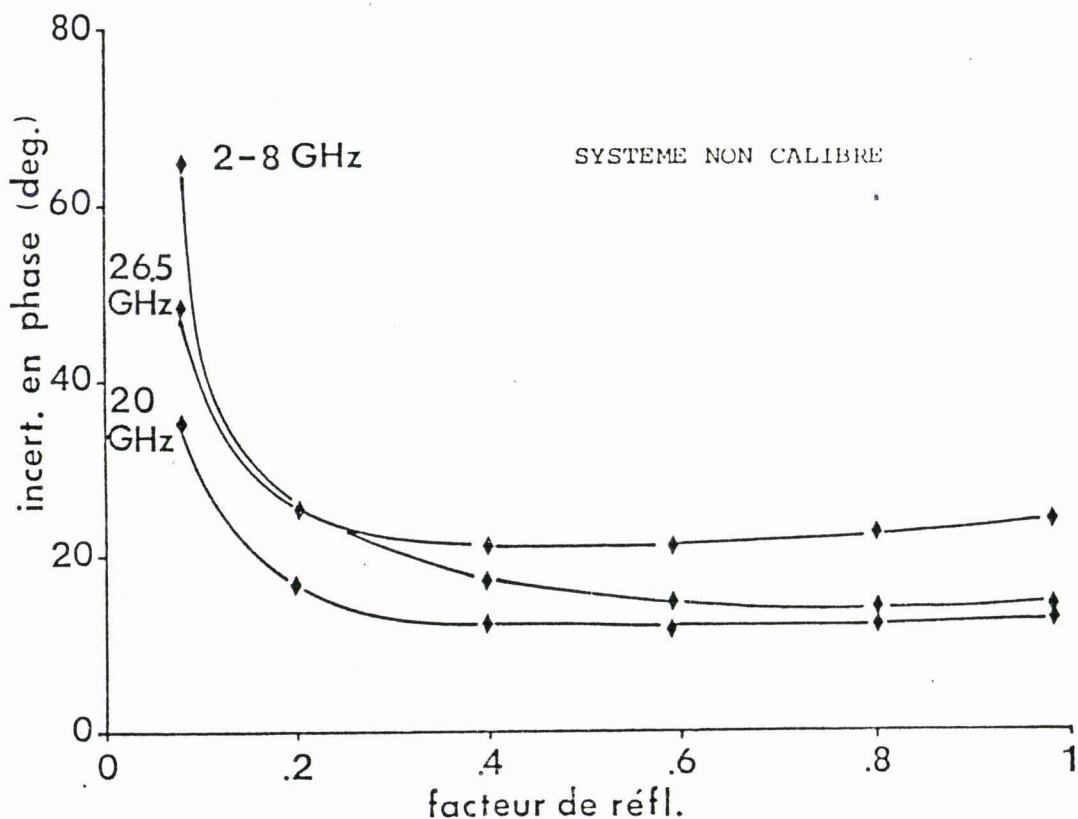


figure20: Incertitude maximale sur les phases des facteurs de réflexion (standard 3.5mm).

Nous devons également ajouter à cette incertitude en phase, la stabilité fréquentielle (en phase) des câbles (0,05 à 0,1°/GHz).

De façon générale, les évolutions des incertitudes maximales de mesure en module et phase sont représentées en fonction du module du facteur de réflexion $|r_{\epsilon}|$ d'un dipole quelconque. Ces évolutions dans le cas de l'analyseur de réseaux HP 8510B en connecteurs 3,5 mm de précision, sont présentées à la figure 20.

I.3.1.2. Calibrage pour les mesures de quadripole

Si nous considérons le modèle d'erreurs complet (12 termes) concernant les mesures de quadripoles présenté à la figure 17 (cf. p.26), en plus des étalons nécessaires au calibrage du type "dipole" (Co, CC, Zo), nous devons utiliser un autre standard appelé connexion directe (Thru).

Les termes d'erreur sont déduits de la façon suivante :

- un étalonnage en réflexion (Zo, CC, Co) permet de déterminer la directivité (Di), la désadaptation de source (De_S) et la réponse fréquentielle en réflexion (R_R).
- un étalonnage en transmission (connexion directe) détermine la désadaptation de charge (De_C) et la réponse fréquentielle du système en transmission (R_T)
- enfin, une mesure en plaçant des charges non réfléchives sur les deux portes permet de mesurer les termes d'isolation (C).

Afin de connaître les performances d'un étalonnage de type "quadripole" (12 termes d'erreur), nous calculons premièrement les

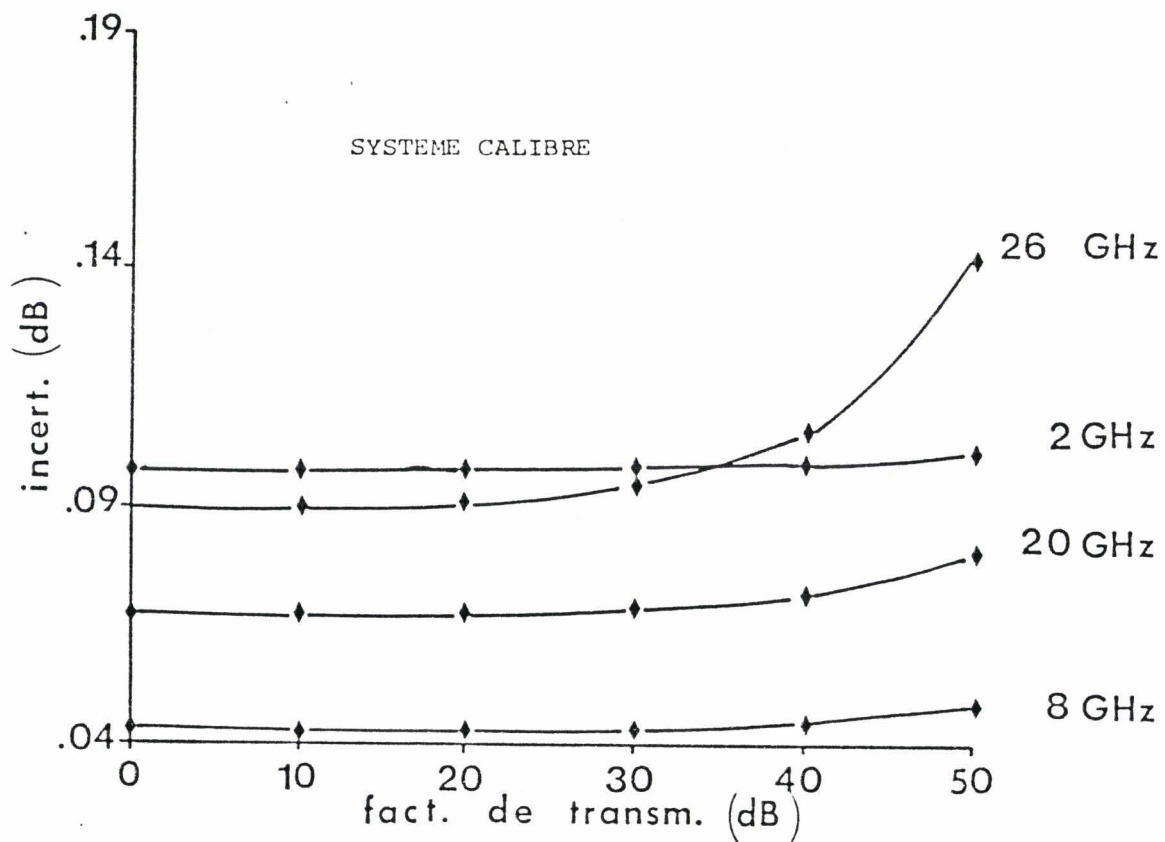
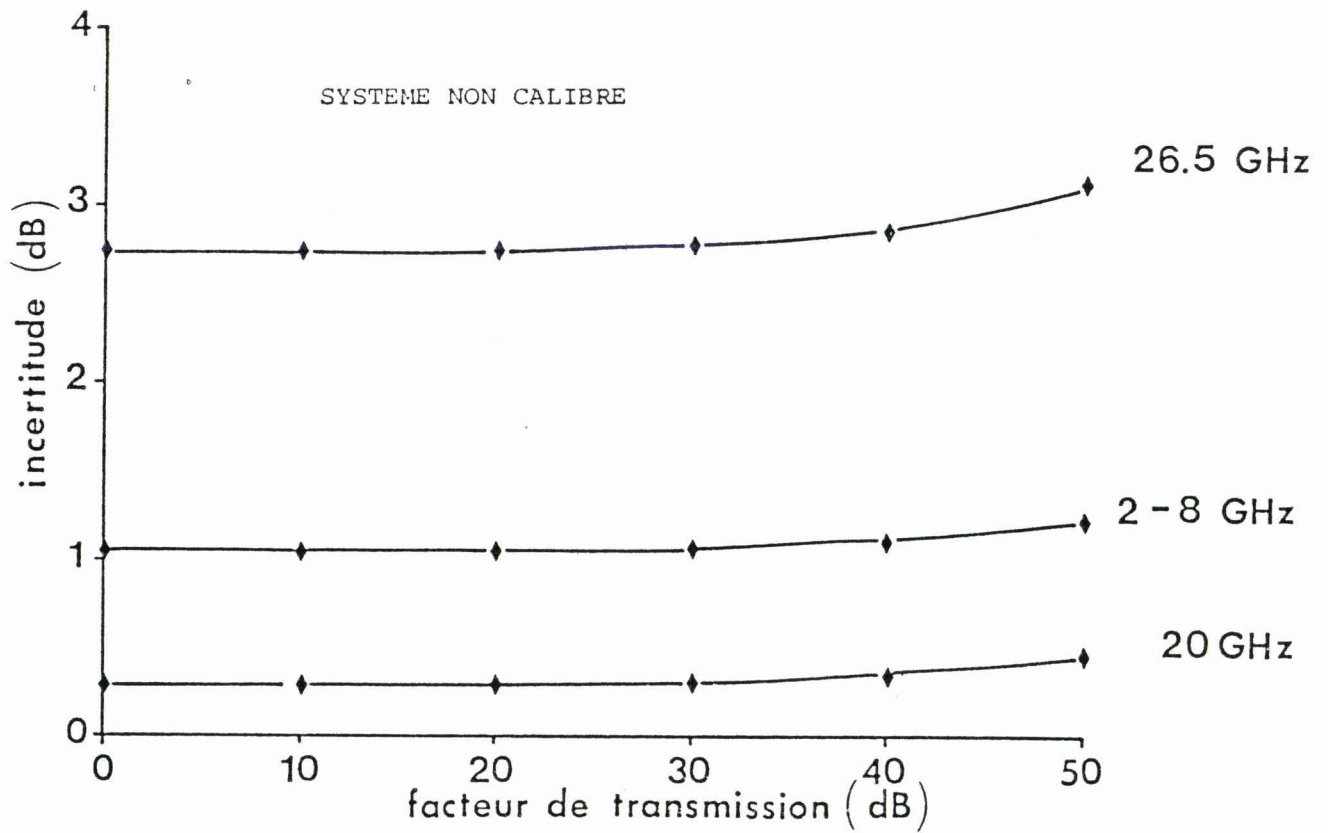


figure21: Incertitude maximale sur le module des facteurs de transmission (standard 3.5mm).

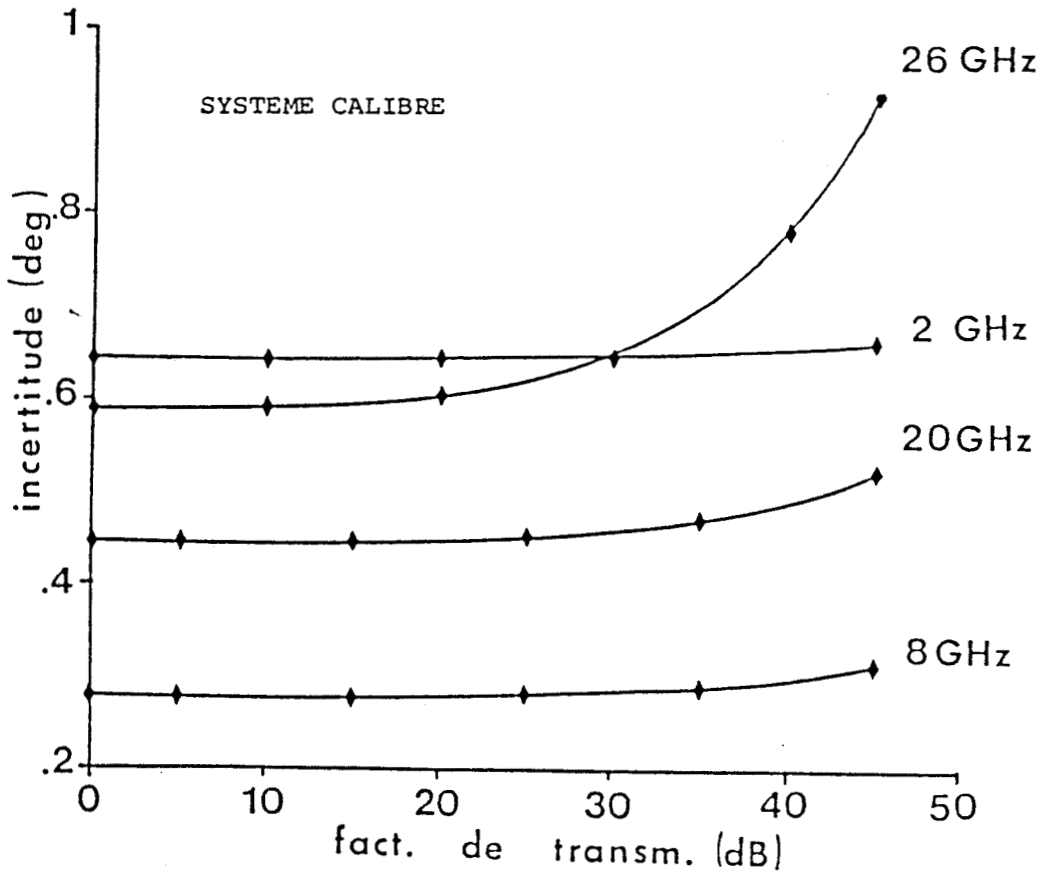
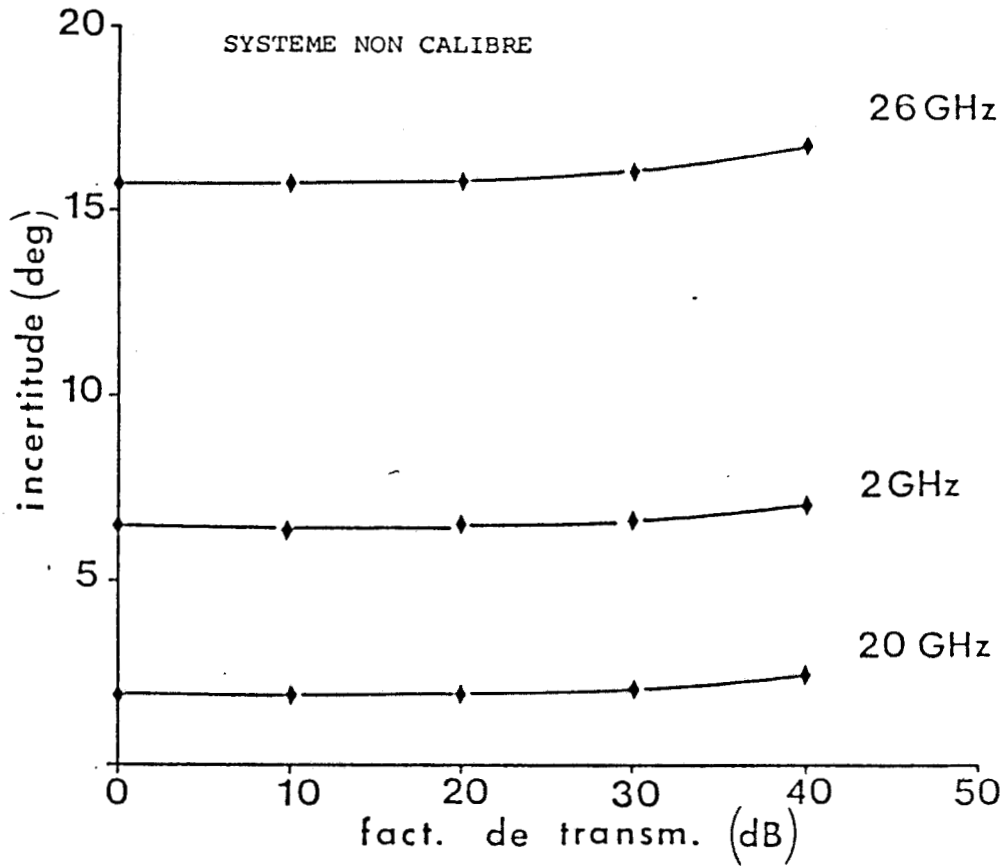


figure21: Incertitude maximale sur la phase des facteurs de transmission (standard 3.5mm).

termes d'erreurs résiduels liés aux mesures en réflexion (Cf. p.35) (D_{ieq} , D_{eseq} , R_{Req}) et ensuite ceux propres aux mesures en transmission ($D_{e_{ceq}}$, R_{Teq} , C_{eq}).

L'erreur maximale sur le module du terme de transmission ($\Delta |S_{21}|$) est obtenue à partir de l'équation 14 :

$$19) \Delta |S_{21}| \neq |C + R_T S_{21\epsilon} + D_{es} S_{11\epsilon} S_{21\epsilon} + D_{ec} S_{22\epsilon} S_{21\epsilon}|$$

L'erreur maximale en phase sur les facteurs de transmission est obtenue de la même façon que celle concernant les facteurs de réflexion (équation 18).

Les évolutions de ces erreurs limites sont représentées à la figure 21 après et avant calibrage dans le cas de l'analyseur de réseaux HP 8510 B en connecteurs 3.5 mm.

En résumé, l'emploi d'étalons, tels que des dipôles (C_C , C_o , Z_o) et d'une connexion directe, permet un calibrage précis des analyseurs de réseaux en sortie coaxiale. Après correction des erreurs systématiques propres au système de mesure, ces analyseurs présentent des performances équivalentes remarquables. En effet leurs incertitudes de mesure en modules et phases des facteurs de réflexion et de transmission, sont diminuées d'au moins un facteur 10 (en linéaire) après étalonnage (voir figures 20 et 21).

Pour obtenir de telles performances équivalentes avec des systèmes de mesure à structure dispersive, comme les cellules de test hyperfréquence de dispositifs actifs, d'autres méthodes d'étalonnage peuvent être plus particulièrement utilisées. Ces différentes méthodes sont basées sur des mesures de lignes de transmission d'impédance caractéristique connue.

I.3.2. Les méthodes de calibrage
à ligne de transmission

Les dispositifs actifs tels que les transistors sont en général des structures planaires ; les analyseurs de réseaux actuellement jusqu'à 40 GHz possèdent des accès coaxiaux ou des accès en guide au-delà de cette fréquence. Il est donc nécessaire d'utiliser des supports ou ensemble de mesure possédant au moins une partie en structure planaire. C'est le cas des montures de test pour transistors comportant généralement des lignes de transmission du type microruban ou coplanaire, ou des systèmes de mesure sous pointes en structure coplanaire.

Dans un cas général, le synoptique d'un ensemble de mesure de paramètres [S] de transistors peut toujours se ramener à celui représenté à la figure 22.

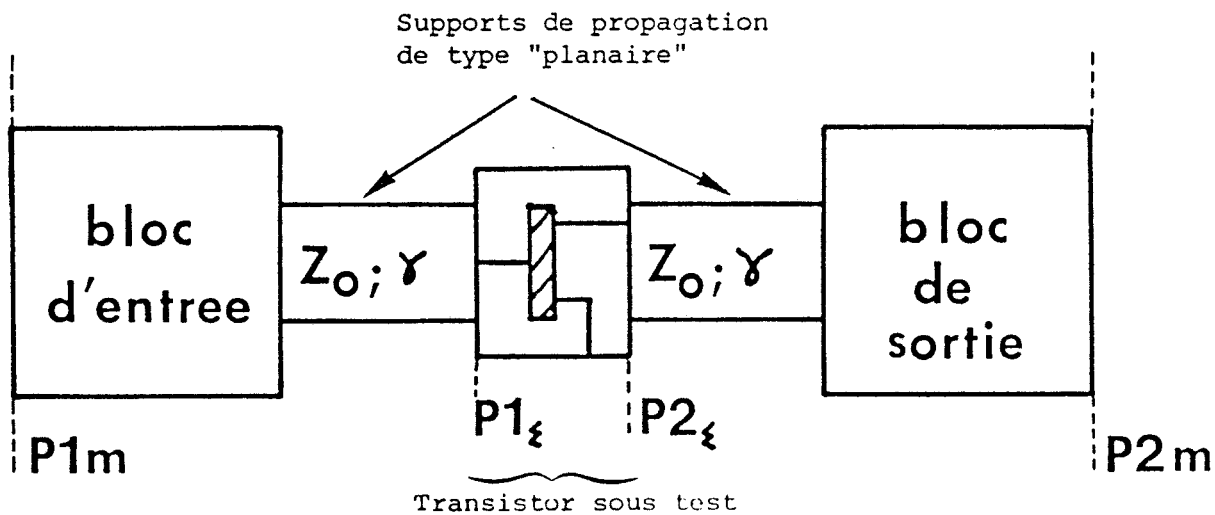


figure22: Dispositif de mesures hyperfréquences de T.E.C.

Le problème consiste à connaître les plans $P1_e$ et $P2_e$ du dispositif sous test considéré. Les plans de mesure $P1_m$ et $P2_m$ sont

par définition connus ; ces plans peuvent correspondre par exemple aux plans de référence de l'analyseur de réseaux.

Nous définirons un plan de référence en microondes comme un lieu physique ou fictif pour lequel les ondes de puissance incidentes et réfléchies (paramètres [S]) sont parfaitement connues. Dans la plupart des cas, ces plans sont fictifs et ils correspondent par exemple aux jonctions des graphes de fluence modélisant un système hyperfréquence.

Pour caractériser un ensemble de mesure adapté aux transistors tel qu'il est représenté à la figure 22, nous disposons de plusieurs modèles d'erreurs associés à un procédé d'étalonnage.

I.3.2.1. Modèle simple à 4 termes d'erreur

Soit le modèle d'erreurs représenté à la figure 23, nous supposons ici que les blocs entrée/sortie n'ont pas de pertes par réflexion.

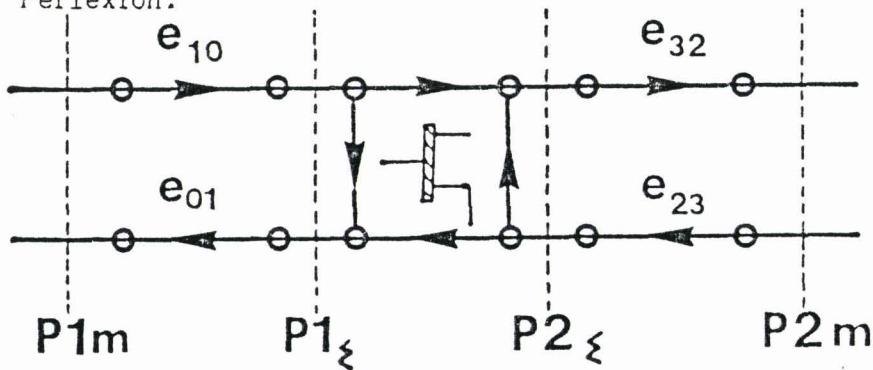


figure23: Calibrage 4 termes d'erreurs.

A partir de ce modèle, nous écrivons simplement les paramètres [S] du dispositif sous test en fonction de ceux mesurés dans les plans $P1_m$ et $P2_m$ de la façon suivante:

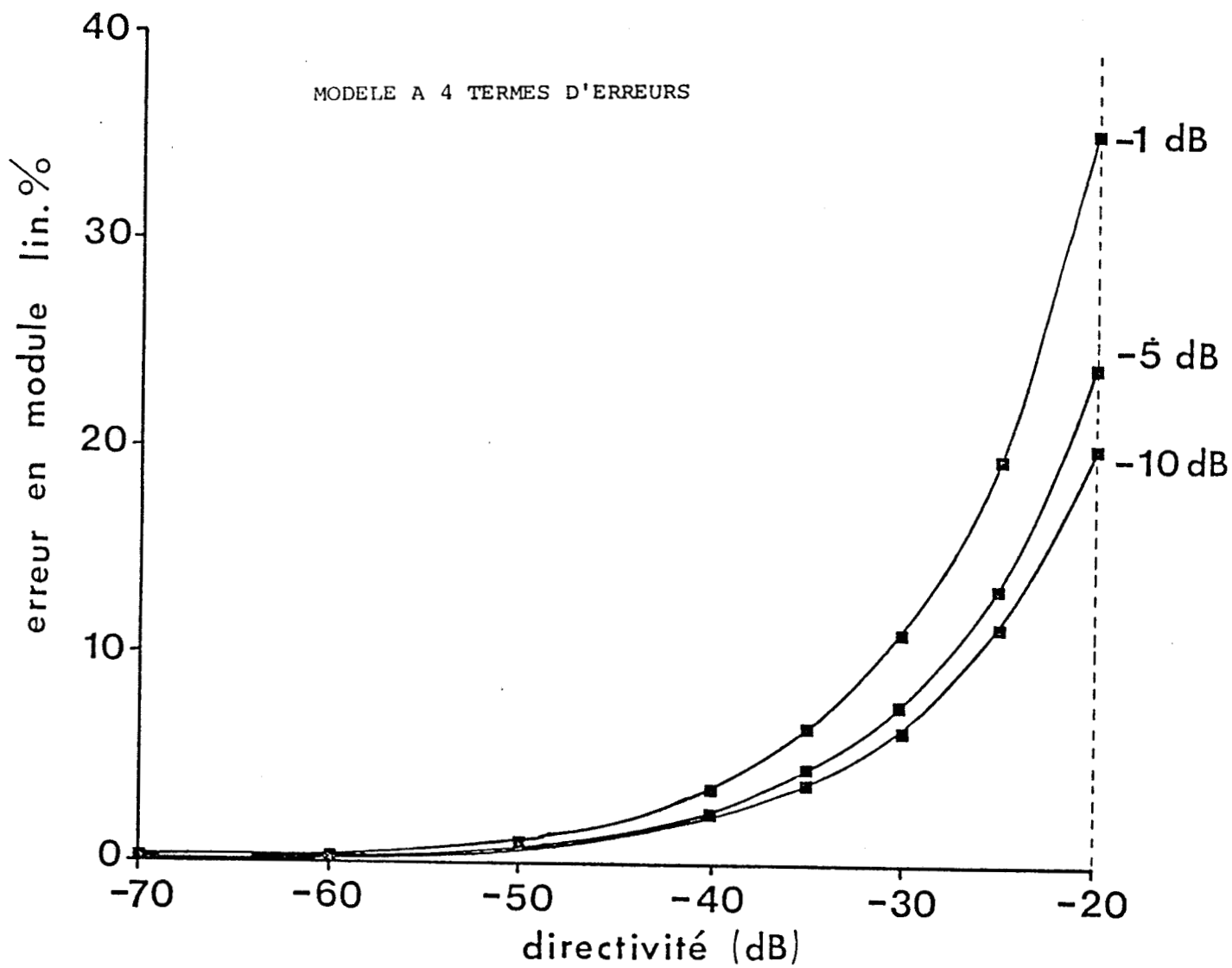


figure23a: Erreurs maximales comises sur les modules des facteurs de réflexion.

$$20) \left\{ \begin{array}{l} S_{11\varepsilon} = \frac{S_{11m}}{e_{01} e_{10}} \quad ; \quad S_{22\varepsilon} = \frac{S_{22m}}{e_{23} e_{32}} \\ S_{12\varepsilon} = \frac{S_{12m}}{e_{01} e_{23}} \quad ; \quad S_{21\varepsilon} = \frac{S_{21m}}{e_{10} e_{32}} \end{array} \right.$$

Nous pouvons déterminer les termes $e_{01}e_{10}$ et $e_{23}e_{32}$ en plaçant des circuits ouverts ou des courts-circuits dans les plans $P1_\varepsilon$ et $P2_\varepsilon$. Ces étalons seront alors supposés parfaitement connus. Enfin les termes $e_{01}e_{23}$ et $e_{10}e_{32}$ sont caractérisés à partir d'une connexion directe, c'est à dire lorsque les plans $P1_\varepsilon$ et $P2_\varepsilon$ sont confondus.

Ce modèle permet d'accéder aisément aux paramètres [S] du dispositif sous test, mais en raison de certaines hypothèses il possède de nombreux inconvénients.

Hormis les imprécisions de mesure liées aux performances des étalons utilisés (Cf. p.34), le fait de ne pas considérer les termes de directivité et de désadaptation de source peut entraîner des incertitudes très importantes.

A partir de l'équation 13) , donnant l'erreur maximale sur le module des facteurs de réflexion $|\Delta\Gamma| = |\Gamma_m - \Gamma_\varepsilon|$, la contribution des termes de directivité et de désadaptation de source est de la forme :

$$21) \left| D_i + \Gamma_\varepsilon^2 D_{es} \right|$$

La figure 23a montre les évolutions des erreurs relatives maximales (en module) en fonction de la directivité dans le cas où nous ne corrigeons que le terme de réponse fréquentielle ($e_{01}e_{10}e_{q} = -0.003\text{dB}$). Nous supposons que les termes de directivité et de désadaptation sont égaux. Pour une directivité de 30 dB qui correspond

à de très bonnes performances pour un système hyperfréquences, l'erreur relative maximale sur les modules peut atteindre 10% sur un facteur de réflexion de - 10dB.

En résumé, ce modèle simple à 4 termes d'erreurs ne peut être utilisé que pour des systèmes ayant une directivité réelle ou équivalente meilleure que -35 dB.

Nous noterons que cette valeur limite de directivité correspond au facteur de réflexion d'un connecteur du type SMA à 3 GHz.

Dans le cadre des mesures large bande, nous devons donc utiliser des étalonnages à 8 termes d'erreurs.

1.3.2.2. Méthode du "Peeling"

Cette méthode fut développée afin de caractériser en particulier les cellules de test destinées aux transistors en "puces" [4]. Le synoptique de ce type de cellule est représenté à la figure 24.

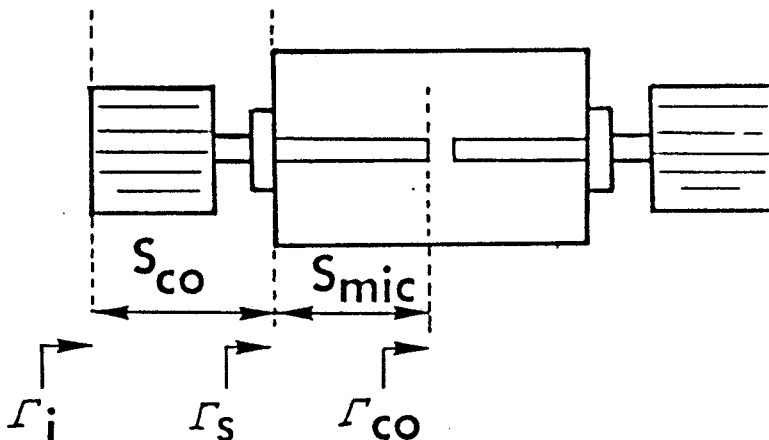


figure24: Cellule de mesures hyperfréquences pour T.E.C.

Cette technique d'étalonnage se propose de modéliser :

- en premier, le support de propagation (S_{mic})
- en second, l'ensemble connecteur-interface (S_{co})

Les standards de calibrage utilisés sont quatre circuits ouverts décalés d'une distance constante a .

Nous rappelons qu'une ligne de transmission est caractérisée par sa constante de propagation γ . La matrice $[S]$ d'une ligne d'impédance caractéristique Z_0 peut alors s'écrire :

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{pmatrix}$$

Nous pouvons également démontrer que cette constante de propagation est fonction des quatre facteurs de réflexion $\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$ correspondant aux quatre circuits ouverts décalés d'une distance a [5].

$$2) \cos h^2 (\gamma a) = \frac{(\Gamma_0 - \Gamma_2)(\Gamma_1 - \Gamma_3)}{4(\Gamma_0 - \Gamma_1)(\Gamma_2 - \Gamma_3)}$$

Nous pouvons remarquer que cette relation 2) est indépendante de la nature des connecteurs ou de tout système présenté à l'entrée des circuits ouverts à condition que ces systèmes soient identiques pour les 4 circuits ouverts.

La seconde étape de cette méthode consiste à déterminer les quatre paramètres de la matrice $[S_{co}]$ de l'ensemble connecteur-interface. Pour cela, nous utilisons les quatre équations linéaires

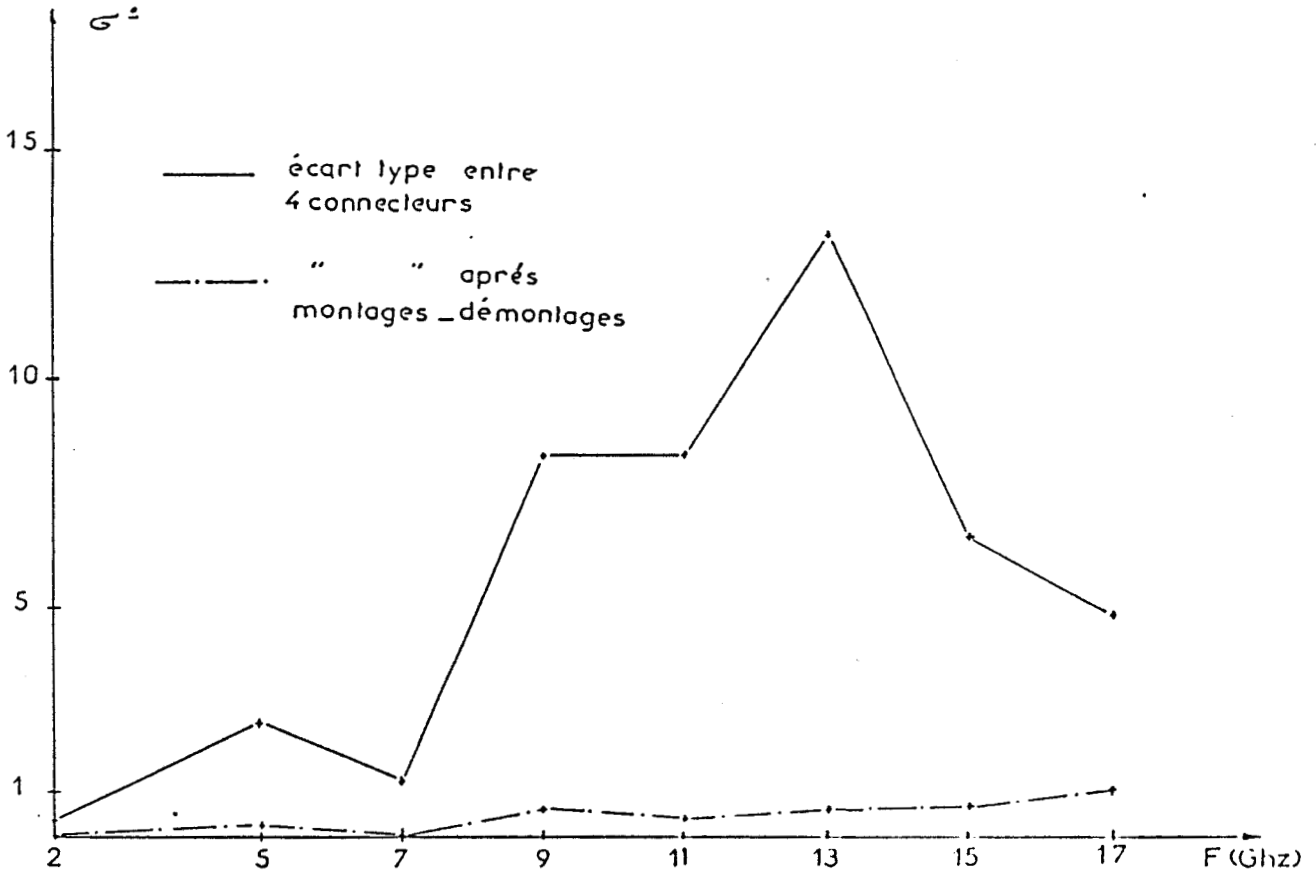


figure25: Dispersion de phase des facteurs de réflexion de 4 connecteurs S.M.A.

liant les facteurs de réflexion mesurés Γ_i et ceux supposés connus Γ_S . Comme les circuits ouverts utilisés sont décalés, Γ_S est fonction de Γ_{co} par la relation :

$$\Gamma_S = \Gamma_{co} e^{-2 \gamma l_{co}}$$

Cette méthode appliquée aux cellules de test est rarement utilisée au-delà de 10 GHz, pour la simple raison que l'hypothèse précédente concernant la relation 22) est difficilement respectée. En effet, la dispersion de mesure lors du calibrage entraîne une grande imprécision sur la détermination de la constante de propagation de la ligne. Ces écarts de mesure sont dus essentiellement à la dispersion des connecteurs (voir figure 25) et de leurs interfaces avec le microruban mais aussi aux performances des étalons (pertes par rayonnement).

I.3.2.3. Méthodes d'étalonnage à 8 termes d'erreurs utilisant des lignes de transmission

Le modèle d'erreurs correspondant au synoptique général des mesures hyperfréquences des transistors (cf. p.43) est représenté à la figure 26.

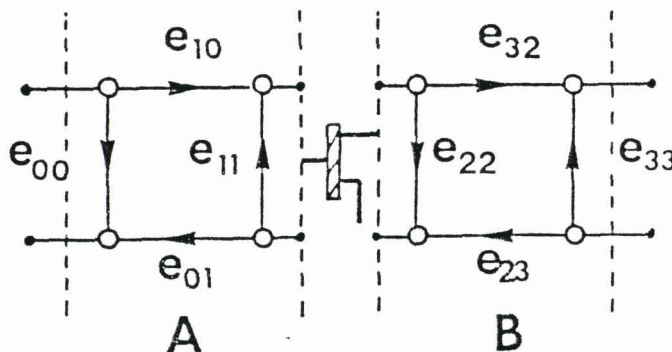
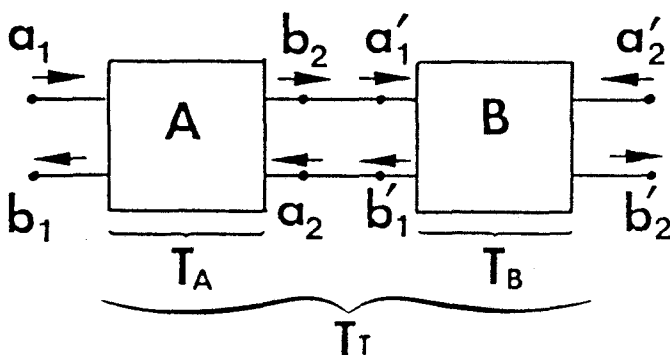


figure26: Graphe- 8termes d'erreurs.

Les paramètres e_{ij} sont les paramètres "scattering" des réseaux d'erreurs A et B d'entrée et de sortie. Pour faciliter le calcul matriciel, il est commode d'utiliser les matrices "cascade" ou de transfert $[T]$ que nous définissons par :



$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = T_A \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = T_A \begin{pmatrix} b'_1 \\ a'_1 \end{pmatrix} = T_A \cdot T_B \begin{pmatrix} a'_2 \\ b'_2 \end{pmatrix}$$

$$\rightarrow \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = T_T \begin{pmatrix} a'_2 \\ b'_2 \end{pmatrix} \rightarrow T_T = T_A \cdot T_B$$

Les formules de passage de $[S]$ à $[T]$ et réciproquement sont données en annexe.

Pour déterminer les 8 termes d'erreurs, il faut donc faire au moins 8 mesures. Par exemple, nous pouvons mesurer deux standards d'étalonnage du type quadripole dont les matrices $[T]$ sont respectivement $[T_{Q1}]$ et $[T_{Q2}]$. Le principe de cette méthode est particulièrement simple :

- on connecte le premier quadripole étalon entre les plans $P1_\epsilon$ et $P2_\epsilon$; nous mesurons alors la matrice $[T_{G1}]$ globale.

- nous connectons le second quadripole pour mesurer une seconde matrice $[T_{G2}]$ globale (figure 27).

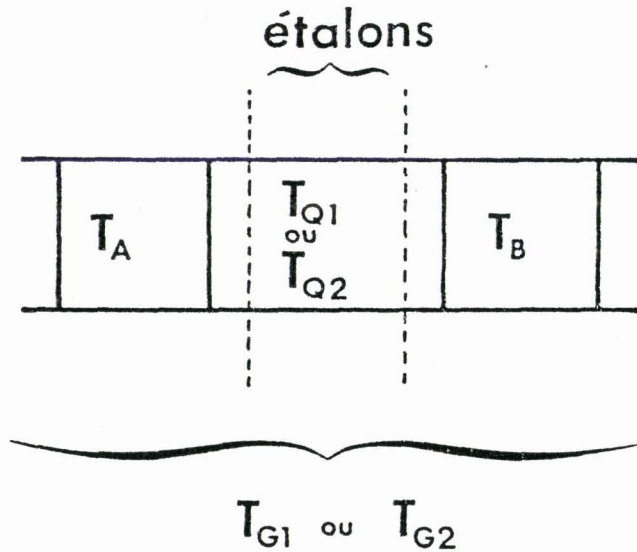


figure27: Etalonnage avec deux quadripoles "étalons".

Les deux matrices globales $[T_{G1}]$ et $[T_{G2}]$ s'écrivent :

$$23) \begin{cases} T_{G1} = T_A T_{Q1} T_B \\ T_{G2} = T_A T_{Q2} T_B \end{cases}$$

A partir de ce système de deux équations matricielles à deux inconnues, nous en déduisons $[T_A]$ et $[T_B]$ par :

$$24) \begin{cases} M = T_{G2} \cdot T_{G1}^{-1} = T_A T_{Q2} T_{Q1}^{-1} T_A^{-1} \\ N = T_{G1}^{-1} T_{G2} = T_B^{-1} T_{G1}^{-1} T_{Q2} T_B \end{cases}$$

Considérons le cas particulier où les quadripoles de référence Q_1 et Q_2 ont des facteurs de réflexion nuls. Leurs matrices $[S]$ respectives sont donc de la forme :

$$Q_1 = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{12} & 0 \end{pmatrix} ; \quad Q_2 = \begin{pmatrix} 0 & S_{12}' \\ S_{12}' & 0 \end{pmatrix}$$

L'équation 24) peut s'écrire différemment par :

$$25) M \cdot T_A = T_A \cdot T_{Q2} \cdot T_{Q1}^{-1}$$

A partir de l'équation 25), nous obtenons deux systèmes homogènes de deux équations à deux inconnues :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(M_{11} - \frac{S_{12}'}{S_{12}} \right) t_{00} + M_{12} t_{10} = 0 \\ M_{21} t_{00} + \left(M_{22} - \frac{S_{12}'}{S_{12}} \right) t_{10} = 0 \end{array} \right.$$

26)

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(M_{11} - \frac{S_{12}}{S_{12}'} \right) t_{01} + M_{12} t_{11} = 0 \\ M_{21} t_{01} + \left(M_{22} - \frac{S_{12}}{S_{12}'} \right) t_{11} = 0 \end{array} \right.$$

Les déterminants de ces deux systèmes sont nuls. Ces systèmes surdéterminés ne permettent donc pas de calculer séparément les inconnues t_{ij} . Nous pouvons néanmoins déduire des équations 26) les rapports (t_{01}/t_{11}) et (t_{00}/t_{10}) qui nous permettent d'accéder aux trois inconnues suivantes :

$$27) \left\{ \begin{array}{l} e_{00} = \left(\frac{t_{01}}{t_{11}} \right) \\ \frac{e_{01}e_{10}}{e_{11}} = e_{00} - \left(\frac{t_{00}}{t_{10}} \right) \\ \left\{ \begin{array}{l} S_{12} \\ \dots \\ S_{12}' \end{array} \right\}^2 = \frac{M_{21} \left(\frac{t_{01}}{t_{11}} \right) + M_{22}}{M_{11} + M_{12} \left(\frac{t_{10}}{t_{00}} \right)} \end{array} \right.$$

Remarque : Dans le cas où les quadripoles de référence sont des lignes de transmission, de même constante de propagation et de différence de longueur Δl , nous avons :

$$\left(\frac{S_{12}}{S_{12}'} \right)^2 = e^{2\gamma \Delta l}$$

En utilisant la même procédure avec l'équation 28), nous obtenons deux inconnues correspondant au bloc de sortie :

$$28) T_B \cdot N = T_{Q1}^{-1} T_{Q2} T_B$$

$$29) \left\{ \begin{array}{l} e_{33} = - \frac{t_{32}}{t_{33}} \\ \frac{e_{23} e_{32}}{e_{22}} = \frac{t_{22}}{t_{23}} + e_{33} \end{array} \right.$$

En résumé, les deux termes de désadaptation e_{11} et e_{22} ne peuvent pas être directement déterminés par les deux quadripoles Q_1 et Q_2 de référence.

Dans ce but, nous devons donc effectuer des mesures complémentaires, en particulier en plaçant des charges réfléchives dans les plans $P1_\epsilon$ et $P2_\epsilon$. Les différentes méthodes que nous allons maintenant décrire sont basées sur l'exploitation des équations précédentes en prenant comme quadripoles de référence Q_1 et Q_2 des lignes de transmission.

De façon générale, les quadripoles de référence utilisés sont des lignes de transmission d'impédance caractéristique connue, mais de longueur et de constante de propagation inconnues. La matrice de transfert de ce type de quadripole s'écrit donc :

$$T_1 = \begin{pmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{pmatrix}$$

Les deux hypothèses fondamentales communes à toutes les méthodes d'étalonnage par lignes de transmission, sont :

- les lignes-étalon ont des facteurs de réflexion nuls ($S_{111} = S_{221} = 0$).

- les deux blocs entrée et sortie sont infiniment isolés ($e_{03} = e_{30} = 0$)

Ces différentes méthodes d'étalonnage se différencient par les types de standards utilisés, ou les hypothèses supplémentaires que l'on peut faire pour déterminer les huit termes d'erreur (e_{ij}). La méthode la plus générale est appelée "L.R.L." (Line - Reflect - Line).

a) Méthode "L.R.L."

Cette méthode nécessite deux lignes de transmission de même impédance caractéristique supposée connue Z_0 , mais de longueur et de constante de propagation inconnues et d'une charge (dipole) à haut facteur de réflexion Γ_c inconnu ; cette charge sera supposée identique dans les plans $P1_c$ et $P2_c$ [6]. (Voir figure 28).

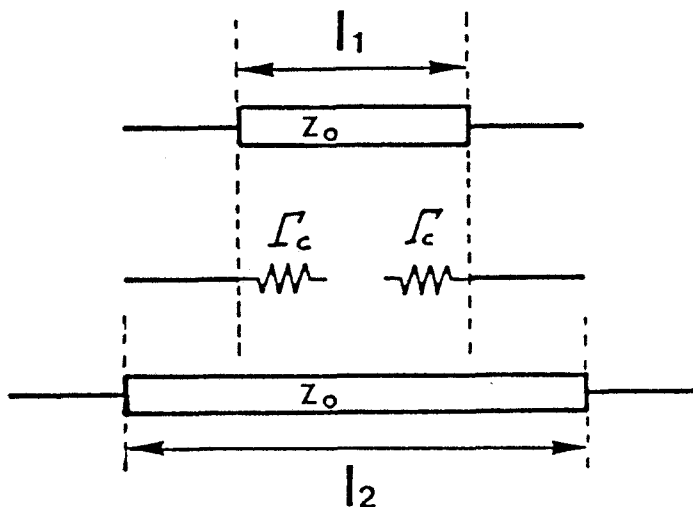


figure28: Méthode "L.R.L.": Etalons de calibrage.

Le principe de détermination des huit termes d'erreur e_{ij} par la méthode L.R.L. se décompose en deux parties :

a) Détermination de e_{00} , $e_{01}e_{10}/e_{11}$, e_{33} , $e_{23}e_{32}/e_{22}$

Nous pouvons réduire le système d'équations 26) en deux équations quadratiques dont les solutions sont :

$$30) \left. \begin{aligned} \frac{t_{00}}{t_{10}} &= e_{00} - \frac{e_{01}e_{10}}{e_{11}} \\ \frac{t_{01}}{t_{11}} &= e_{00} \end{aligned} \right\} = \frac{(M_{11}-M_{22}) \pm \sqrt{(M_{11}-M_{22})^2 + 4M_{21}M_{12}}}{2 M_{21}}$$

Choix des racines

Pour effectuer le choix de ces deux racines, nous savons que le discriminant Δ est de la forme :

$$\sqrt{\Delta} \neq \pm 2 j \sin (\beta (l_2 - l_1))$$

Si nous choisissons les lignes de manière à ce que $(l_2 - l_1) < \lambda g/2$ ($\beta l < \pi$), en faisant un test sur le signe de $\sqrt{\Delta}$, on distingue alors les deux racines de la façon suivante :

$$31) \quad e_{00} = \frac{(M_{11} - M_{22}) + \sqrt{\Delta}}{2 M_{21}} \quad \longrightarrow \quad \boxed{e_{00}, \frac{e_{01}e_{10}}{e_{11}}}$$

$$e_{00} - \frac{e_{01}e_{10}}{e_{11}} = \frac{(M_{11}-M_{22})-\sqrt{\Delta}}{2M_{21}}$$

Par la même procédure, en considérant les équations matricielles concernant le bloc de sortie, nous déterminons les termes

$$e_{33} \quad \text{et} \quad \frac{e_{23}e_{32}}{e_{22}}$$

b) Détermination de e_{11} , e_{22}

Pour caractériser entièrement le modèle d'erreurs, il reste donc à connaître e_{11} et e_{22} (termes de désadaptation) ; ceci sera mené à bien en plaçant la charge réfléchive dans les plans $P_{1\xi}$ et $P_{2\xi}$ (voir figure 29).

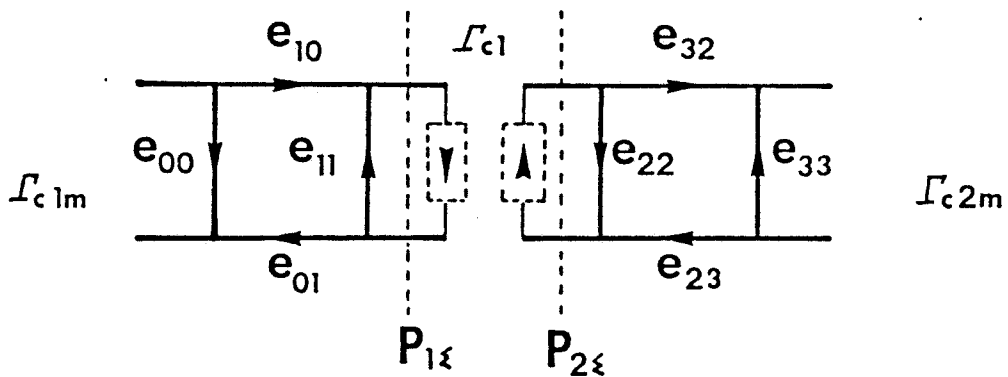


figure29: Méthode "L.R.L.": Charges réfléchives.

A partir de ce graphe, nous exprimons Γ_{c1m} en fonction de Γ_{c1} par :

$$32) \quad \Gamma_{c1m} = e_{00} + \frac{e_{01}e_{10} \Gamma_{c1}}{1 - e_{11}\Gamma_{c1}} = \frac{t_{01} + t_{00} \Gamma_{c1}}{t_{11} + t_{10} \Gamma_{c1}}$$

En normalisant cette équation par rapport à t_{11} (dénominateur commun des formules de passage de [T] à [S], nous obtenons :

$$33) \Gamma_{C1m} = \frac{a\Gamma_{C1} + b}{C\Gamma_{C1} + 1} \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} a = \frac{t_{00}}{t_{11}} \\ b = \frac{t_{01}}{t_{11}} \\ c = \frac{t_{10}}{t_{11}} \end{array} \right.$$

A partir de l'équation 33), nous pouvons exprimer le terme $a = t_{00}/t_{11}$ en fonction des deux racines connues $b = t_{01}/t_{11}$ et $(c/a) = t_{10}/t_{00}$ de l'équation 31) de la façon suivante :

$$34) a = \frac{\Gamma_{C1m} - b}{\Gamma_{C1}(1 - \Gamma_{C1m}(c/a))}$$

De même en ce qui concerne le bloc de sortie nous obtenons : $\alpha = t_{22}/t_{33}$ par :

$$35) \alpha = \frac{\Gamma_{C2m} + \delta}{\Gamma_{C1}(1 + \Gamma_{C2m}(\beta/\alpha))} \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha = \frac{t_{22}}{t_{33}} \\ \beta = \frac{t_{23}}{t_{33}} \\ \delta = \frac{t_{32}}{t_{33}} \end{array} \right.$$

Nous noterons que le terme Γ_{C1} est commun aux deux équations 34) et 35). En effet nous avons supposé que la charge réfléchive était identique dans les plans $P1_{\epsilon}$ et $P2_{\epsilon}$.

Si nous connaissons séparément a et α , nous déterminerons alors les deux termes de désadaptation e_{11} et e_{22} par :

$$\begin{cases} e_{11} = - a \cdot (c/a) \\ e_{22} = \alpha \cdot (\beta/\alpha) \end{cases} \rightarrow \boxed{e_{11}, e_{22}}$$

Le facteur de réflexion Γ_{C1} de la charge réflexive étant supposé inconnu, nous déterminerons a/α à partir de 34) et 35) et $a \cdot \alpha$ à partir de l'équation matricielle 23). Nous exprimons alors le terme a par :

$$a = \pm \left(\frac{(\Gamma_{C1m}-b) [1+\Gamma_{C2m}(\beta/\alpha)] [d-b.f]}{(\Gamma_{C2m}+\delta) [1-\Gamma_{C1m}(c/a)] [1-e(c/a)]} \right)^{1/2} \cdot \exp(\theta_1/1)$$

36)

et

$$\alpha = a \cdot \frac{(\Gamma_{C2m}+\delta) [1-\Gamma_{C1m}(c/a)]}{(\Gamma_{C1m}-b) [1+\Gamma_{C2m}(\beta/\alpha)]}$$

avec $d = \frac{T_{G1\ 11}}{T_{G1\ 22}}$, $e = \frac{T_{G1\ 12}}{T_{G1\ 22}}$, $f = \frac{T_{G1\ 21}}{T_{G1\ 22}}$

$[T_{G1}]$ étant la matrice "transfert" mesurée correspondante à la première ligne de référence (cf. p. 52).

Choix du signe de a

Afin de lever l'indétermination de signe, nous pouvons comparer l'argument de "a" donné par l'équation 36) et celui donné par l'équation 34) en prenant une valeur théorique de Γ_{C1} ; le choix de cette charge est donc de première importance.

Choix de la charge réflective

Le circuit ouvert ou le court-circuit restent les meilleurs choix, en effet lorsque $|\Gamma_C| \neq 1$, l'hypothèse d'obtenir le même facteur de réflexion dans les plans $P1_\epsilon$ et $P2_\epsilon$ est d'autant plus vérifiée.

Dans le cas des montures de test en structure planaire, le circuit ouvert est plus simple à réaliser et permet des mesures plus reproductibles que le court-circuit. En supposant a et α connus, nous pouvons connaître la valeur du facteur de réflexion Γ_{C1} de cette charge réflective en utilisant les équations 34) et 35).

$$\Gamma_{C1} = \frac{(\Gamma_{C1m} - b)}{a(1 - \Gamma_{C1m}(c/a))}$$

Pour calculer ces deux termes a et α , nous devons connaître $e^{\gamma_1 l_1}$.

Détermination de $e^{\gamma_1 l_1}$

En effet, nous remarquons que les termes a et α sont proportionnels à $e^{\gamma_1 l_1}$; cette expression caractérisant la propagation de la première ligne de référence est supposée inconnue (Cf. p. 55).

Nous supposons que les deux lignes de référence possèdent la même constante de propagation $\gamma_1 = \gamma_2$. Comme nous l'avons vu précédemment (Cf. p. 54), nous connaissons le terme $e^{2\gamma_1 \Delta l}$ avec :

$$\gamma_2 \Delta l = \gamma_2 l_2 - \gamma_1 l_1$$

Si les lignes sont de même nature, nous obtenons :

$$37) \gamma_t \Delta l = \gamma_1 (l_2 - l_1) \quad \gamma_1 l_1 = \frac{l_1}{(l_2 - l_1)} (\gamma_t \Delta l)$$

En résumé par cette méthode, nous déterminons le terme $e^{\gamma_1 l_1}$, en connaissant la longueur l_1 de la première ligne ainsi que la différence des longueurs $\Delta l = (l_2 - l_1)$ des deux lignes de référence. Pratiquement, nous devons connaître le rapport $l_1 / (l_2 - l_1)$; nous pouvons donc utiliser les longueurs électriques des lignes. Les longueurs de ces lignes doivent être choisies judicieusement.

Choix de l'écart de longueur des lignes Δl

Cet écart de longueur est calculé en fonction de la bande de fréquences choisie. En général la différence de longueur électrique optimale des deux lignes est de $(2k+1)\pi / 2$ à la fréquence centrale de la bande de fréquences désirée.

Les équations régissant la méthode L.R.L. ne sont pas valides pour des différences de longueurs électriques correspondant aux multiples pairs de $\pi/2$. En réalité, une différence de phase comprise entre 18° et 162° permet un étalonnage précis [7].

A partir de ce critère de différence de phase, nous devons utiliser plusieurs jeux de lignes afin de couvrir une bande de fréquences large. Par exemple, pour couvrir la bande 1 GHz - 26,5 GHz, pour des lignes coplanaires sur AsGa ($W = 50\mu\text{m}$, $S = 75\mu\text{m}$, $h = 400\mu\text{m}$, $t = 0,3\mu\text{m}$), il faudra par exemple trois lignes dont les différences de longueurs de la seconde et la troisième par rapport à la première seront respectivement $\Delta l_1 = 7,16$ mm pour la gamme 1-7GHz et $\Delta l_2 = 1,71$ mm pour la gamme 7-26,5GHz.

La méthode L.R.L. est une méthode générale de calibrage à 8 termes d'erreurs ; elle présente de nombreux avantages. Cette méthode ne nécessite pas de connection directe (Thru), elle peut donc s'appliquer quelle que soit la nature des plans de référence (connecteurs de même sexe, supports de propagation différents...).

Par exemple supposons que les plans de référence correspondent à deux connecteurs de même sexe (SMA mâle) (figure 30). Nous pouvons à l'aide de deux lignes en connecteurs SMA femelle caractériser ces deux plans de référence.

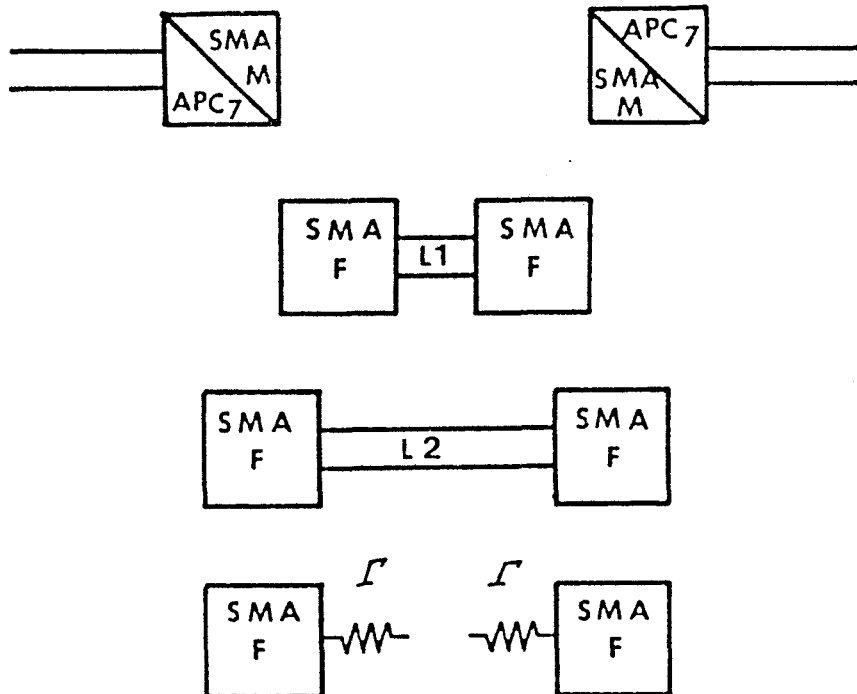


figure30: Méthode "L.R.L.": Connecteurs de même sexe.

Le deuxième exemple représenté à la figure 31, correspond à la mesure d'un quadripole dont la porte 1 est constituée d'un connec-

teur type K mâle et la porte 2 d'un guide WR 28 (l'analyseur de réseaux est supposé en version 3,5 m). Nous pouvons utiliser pour cela deux jeux de deux lignes (un en coaxial, l'autre en guide) et trois adaptateurs.

L'étalonnage se fait en deux étapes :

- pour être compatible avec la porte 1 du dispositif à mesurer (k mâle), nous plaçons l'adaptateur A et nous calibrons dans les plans P1 et P2 au moyen de deux lignes coaxiales l1 et l2 (k mâle).
- nous plaçons ensuite deux transitions B et C (k mâle/WR28) afin d'obtenir les plans P1' et P2' en guide que nous calibrons par deux tronçons de guide de longueur respective l'1 et l'2.
- Nous pouvons alors mesurer le dispositif entre les plans P1 et P'2.

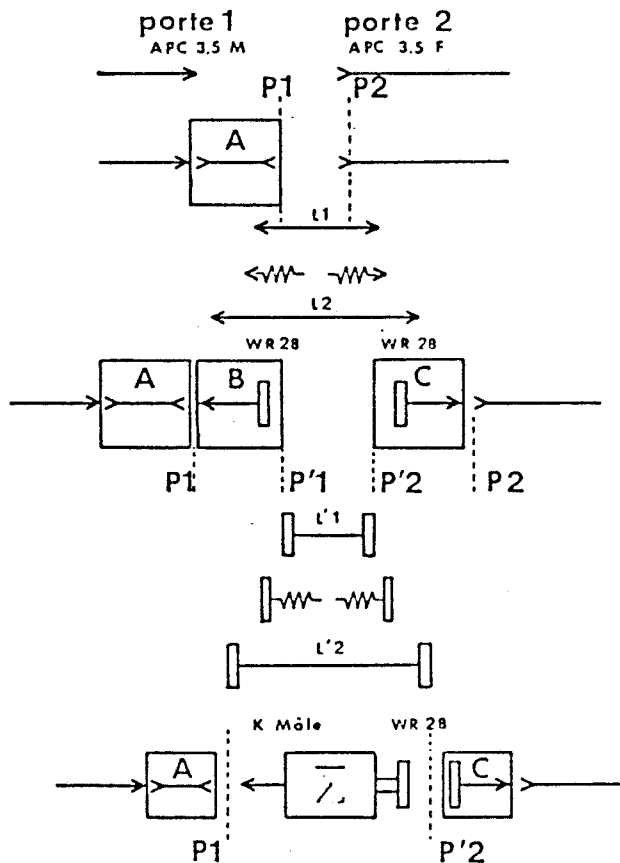


figure31: Méthode "L.R.L." : Connecteurs de natures différentes.

Comme nous l'avons décrit, la méthode L.R.L. est particulièrement adaptée aux structures coaxiales ou guidées ; elle présente également un intérêt d'utilisation pour les structures planaires. En effet, pour les fréquences supérieures à 20 GHz, les longueurs d'ondes guidées devenant très petites, il est parfois difficile de réaliser des tronçons de ligne correspondant au quart d'onde en milieu de bande (cf. p. 61). Par exemple, dans la bande 26,5-40GHz, le tronçon de ligne (Delay) nécessaire est de l'ordre de 0,8 mm en structure micro-ruban sur alumine ou en structure coplanaire sur AsGa. En ce qui concerne la méthode L.R.L. seule, la différence de longueur des deux lignes doit respecter cette cote, nous pouvons néanmoins utiliser des lignes suffisamment longues pour être facilement réalisables.

Il existe diverses variantes de cette méthode d'étalonnage, ces méthodes ne nécessitent généralement qu'une connexion directe (Thru) et une ligne de transmission (Delay) ; en contrepartie, leur domaine d'application est plus restreint.

b) Méthode "T.R.L."

Les éléments de référence correspondant à l'analyse "T.R.L." (Thru, reflect, line) sont présentés à la figure 32 [8]. L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne de transmission est supposée connue (les facteurs de réflexion de cette ligne étant par hypothèse nuls), la longueur et la constante de propagation de cette ligne sont deux inconnues.

Le facteur de réflexion de la charge réfléchive est inconnu, nous supposons en revanche que les charges placées dans les plans P1 et P2 seront identiques.

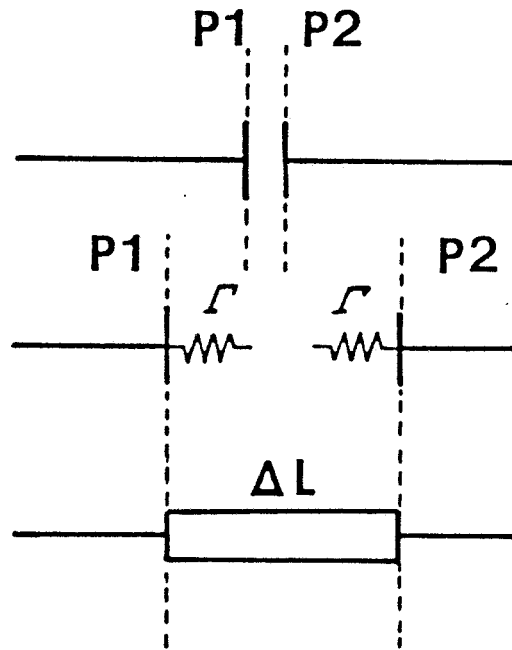


figure32: Méthode "T.R.L."

La connexion directe consiste à mettre en commun les plans P1 et P2 ; cette opération ne peut être effectuée que si les plans sont compatibles.

- Nous intercalons ensuite une ligne de transmission de longueur ΔL , cette longueur dépend de la bande de fréquences désirée (cf. p.61).

- Nous mesurons enfin les facteurs de réflexion correspondant aux charges de références ; ces charges sont généralement des court-circuit ou des circuits ouverts (cf. p.60).

L'analyse mathématique de la "T.R.L." permettant la détermination des paramètres d'erreurs e_{ij} , est identique à celle de la méthode "L.R.L. en prenant $l_1 = 0$ (l_1 correspond à la longueur de la première ligne de référence pour l'étalonnage "L.R.L.").

Cette simplification a une influence sur les termes a et α du système d'équations 36).

Pratiquement si nous appliquons la méthode "T.R.L." ($l_1 = 0$), en utilisant deux lignes de transmission, les plans de référence ainsi déterminés correspondraient au plan milieu de la première ligne.

c) Méthode "T.S.D."

L'analyse "T.S.D." (Thru - Short - Delay) est une méthode d'étalonnage similaire à la "T.R.L.". Dans le cas de l'étalonnage "T.S.D." [9], [10], [11], nous utilisons comme charge réfléchive un court-circuit dont le facteur de réflexion est supposé connu. De ce fait, à partir des équations 34) et 35) connaissant Γ_{C1} , nous déterminons directement les termes a et α donc par conséquent les termes d'erreurs e_{11} et e_{22} . Généralement, nous attribuons à Γ_{C1} la valeur nominale du court-circuit $\Gamma_{C1} = -1$. Pratiquement, dans le cas des structures planaires, il est difficile d'obtenir un court-circuit parfait, l'imperfection de cette charge aura dans le cas de la "T.S.D." une incidence directe sur la précision de détermination des termes e_{11} et e_{22} , et par conséquent sur la mesure des facteurs de réflexion dans les plans de référence.

d) Méthode "T.D." [12]

Cet étalonnage ne nécessite que deux standards de référence, une connection directe (Thru) et une ligne de transmission ayant les mêmes caractéristiques que celles concernant les méthodes précédentes.

Cette méthode possède un domaine d'applications restreint; en effet nous supposons que les blocs entrée/sortie possèdent les mêmes pertes et phases d'insertion : 37) $e_{01}e_{10} = e_{23}e_{32}$.

Cette méthode simple peut être employée par exemple dans le cas des cellules de test pour transistors (en puce) possédant des connecteurs de même sexe ou des connecteurs sans sexe (type 7mm de précision).

A partir de l'égalité 37, nous pouvons écrire :

$$38) e_{01}e_{10} = e_{23}e_{32} = \frac{e_{01}e_{23} + e_{10}e_{32}}{2}$$

$$39) \left\{ \begin{array}{l} \text{avec } e_{01}e_{23} = S_{12T} \left[1 - \frac{(b - S_{11T})}{((a/c) - S_{11T})} \right] \\ e_{10}e_{32} = S_{21T} \left[1 - \frac{(b - S_{11T})}{((a/c) - S_{11T})} \right] \end{array} \right.$$

b et (a/c) étant déterminés par le système d'équations 31), et S_{ijT} sont les paramètres [S] mesurés de la connection directe ("Thru").

En utilisant les équations 38) et 39), nous pouvons déterminer e_{11} et e_{22} par :

$$40) \left\{ \begin{array}{l} e_{11} = \frac{e_{01} e_{10}}{(b - (a/c))} \\ e_{22} = \frac{e_{23} e_{32}}{((a/c) - b)} \end{array} \right.$$

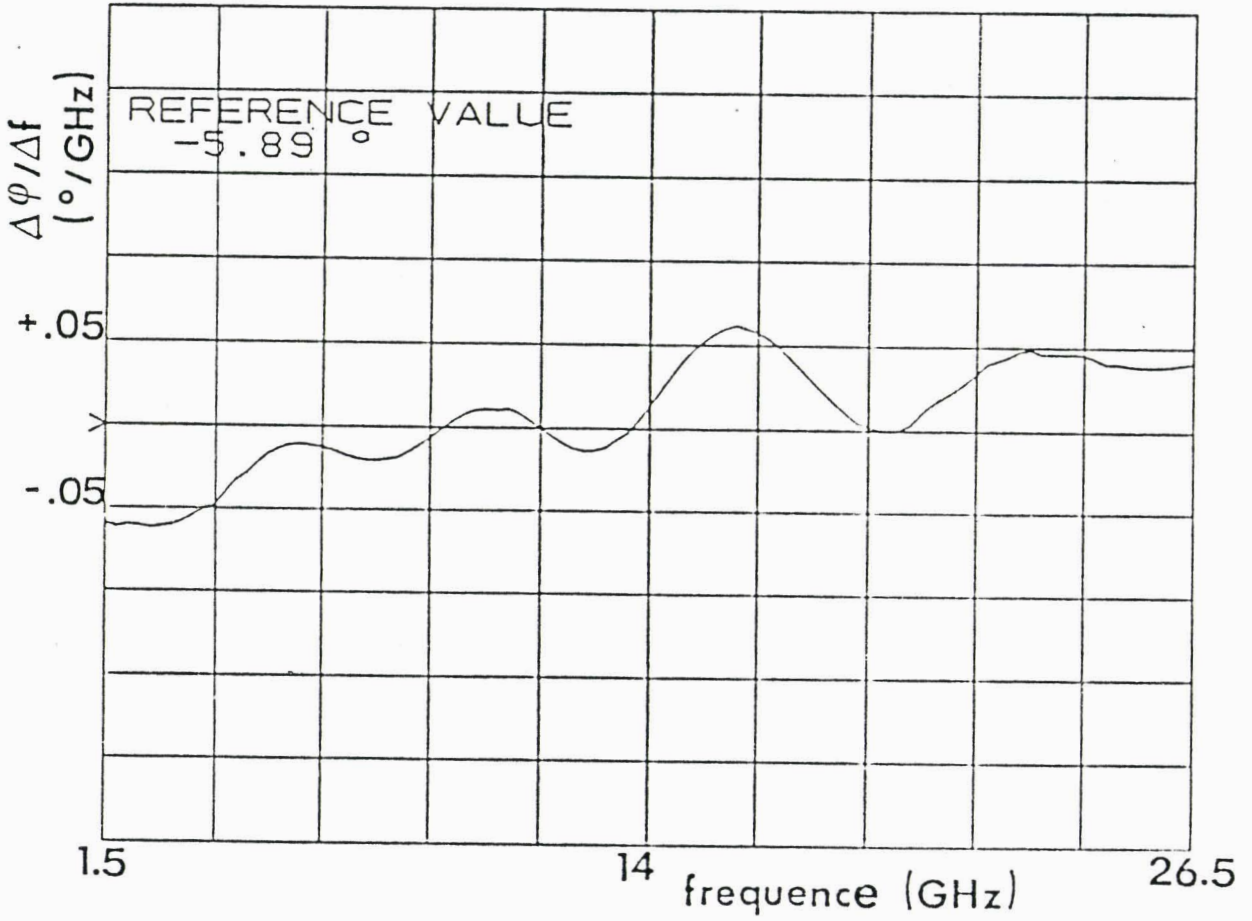


figure33: Différence de longueur électrique entre un connecteur K mâle et K femelle avec leurs transitions coaxiale-microruban.

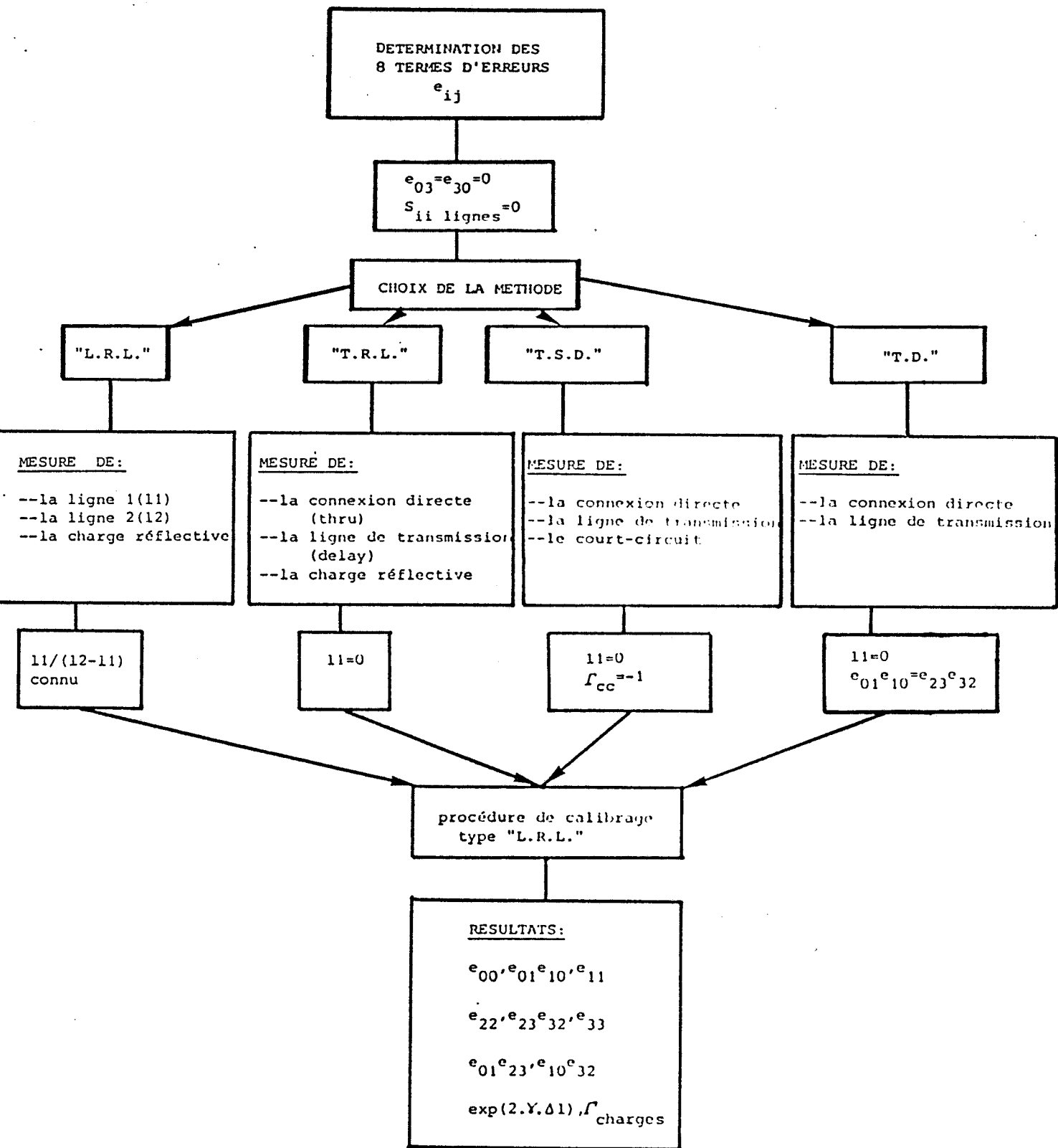


figure34: Procédure générale des méthodes de calibrage à 8 termes d'erreurs utilisant des lignes de transmission (Z_0).

L'avantage majeur de cette méthode est le fait qu'elle ne nécessite pas de charge réfléchive. Cette méthode peut être également appliquée aux dispositifs de test dont les blocs Entrée/Sortie ne sont pas totalement symétriques ; c'est le cas particulier des montures de test utilisant un connecteur femelle sur l'une des portes et un connecteur mâle sur l'autre. Si nous utilisons des connecteurs de précision (type k, 3,5 mm...), le connecteur mâle diffère généralement du connecteur femelle par une différence de longueur électrique qui peut être mathématiquement prise en compte (voir figure 33).

En résumé, toutes ces diverses méthodes de calibrage, correspondant à un modèle à 8 termes d'erreurs, sont basées sur la même démarche mathématique. Elles diffèrent en général de l'utilisation ou non de charges réfléchives (figure 34).

- la méthode "L.R.L." est la plus générale, elle permet de calibrer des systèmes microondes dont les plans de référence peuvent être de nature compatibles ou non (connecteurs de même sexe, coaxial-guide...).

- les analyses "T.R.L." et "T.S.D." possèdent les mêmes avantages que la méthode "L.R.L." mais son domaine d'applications est restreint aux plans de référence compatibles entre eux.

- la méthode "T.D." est applicable par des dispositifs dont les blocs d'erreurs Entrée/Sortie possèdent les mêmes pertes et phases d'insertion.

I.3.2.4. Passage d'un modèle type 8 termes d'erreurs à un modèle 12 termes

Les analyseurs de réseaux utilisent généralement des modèles d'erreurs à 12 termes (cf. p.26). Les étalonnages utilisant des

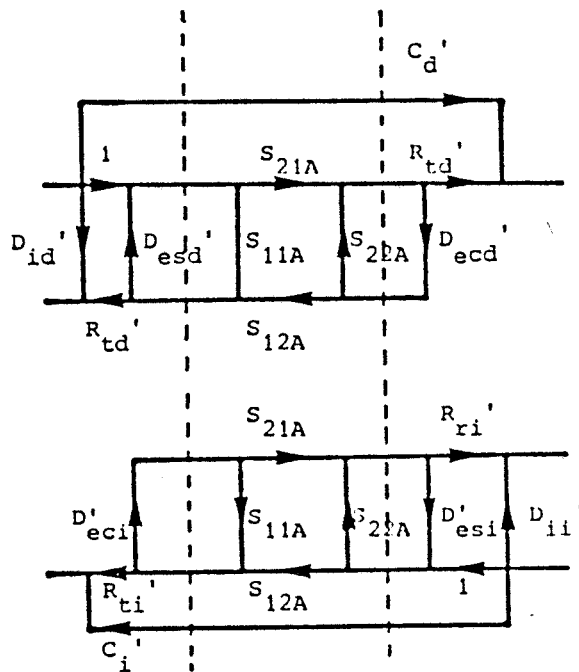
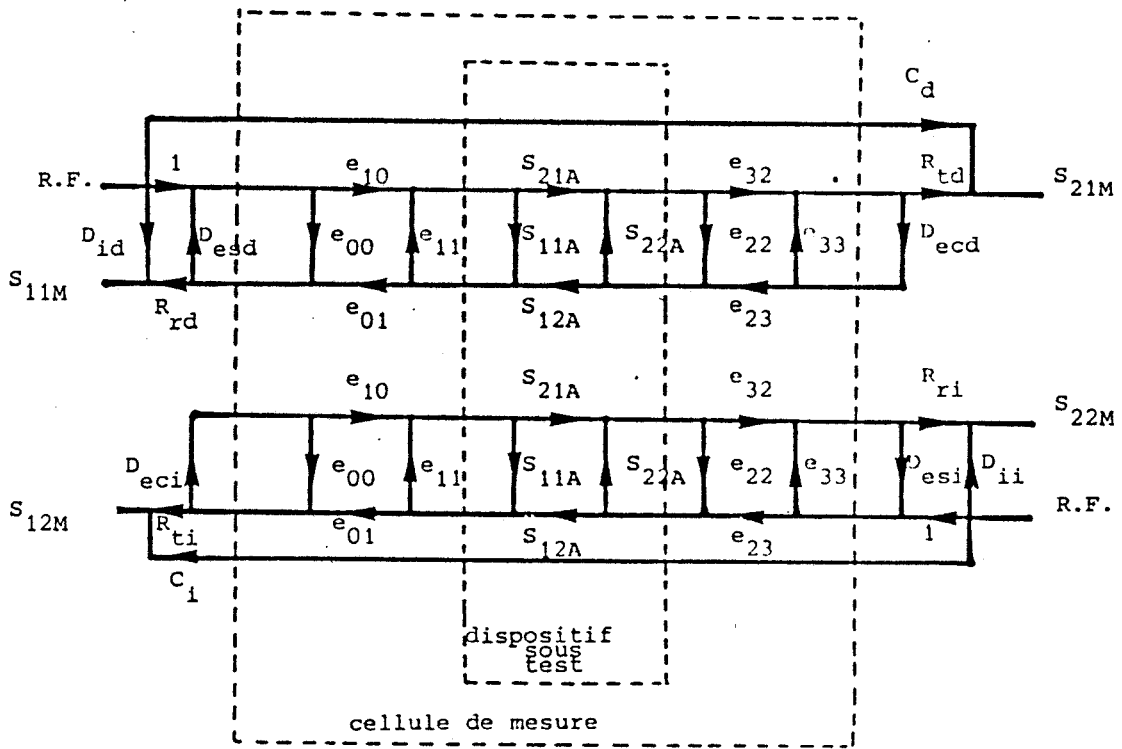


figure35: Passage d'un modèle 12 termes d'erreurs à un modèle à 8 termes d'erreurs.

lignes de transmission sont valides pour des modèles à 8 termes d'erreur.

Il existe deux méthodes de passage [13] d'un modèle 8 termes à un modèle 12 termes d'erreurs.

La première méthode consiste à associer termes à termes les deux modèles, moyennant certaines hypothèses (voir tableau 3). Cette technique est employée lorsque nous voulons directement étalonner un ensemble analyseur de réseaux-dispositifs de test au moyen de lignes de transmission. C'est le cas en particulier des mesures hyperfréquences sous pointes.

SENS DIRECT	SENS INVERSE
$D_{id} = e_{00}$	$D_{ii} = e_{33}$
$D_{esd} = e_{11}$	$D_{esi} = e_{22}$
$R_{Rd} = e_{01}e_{10}$	$R_{Ri} = e_{23}e_{32}$
$R_{Td} = e_{10}e_{32}$	$R_{Ti} = e_{01}e_{23}$
$D_{ecd} = e_{22}$	$D_{eci} = e_{11}$
$C_d = 0$	$C_i = 0$

TABLEAU 3

Hypothèse : Le terme de désadaptation de source (sens direct) D_{esd} est égal à la désadaptation de charge (sens inverse) D_{eci} et réciproquement $D_{esi} = D_{ecd}$.

La seconde méthode de passage s'effectue en trois étapes (figure 35) :

- étalonnage de l'analyseur de réseaux en utilisant un modèle 12 termes (C.O., C.C., Zo).

- étalonnage du dispositif de test (cellule de mesure, pointes hyperfréquences ...) par lignes de transmission (8 termes d'erreurs).

- mise en cascade du modèle 12 termes et du modèle 8 termes d'erreurs. Les formules de passage sont données en annexe.

Cette seconde méthode permet donc de dissocier les termes de désadaptation (de source et de charge) dans les sens de mesure direct et inverse.

Dans le cas des analyseurs de réseaux, la dissymétrie entre les sens direct et inverse (De_{sd} , De_{ci}) est essentiellement dûe à la commutation hyperfréquence. Nous pouvons prendre en compte cette dissymétrie à partir du rapport des signaux incidents a_1 et a_2 lors des mesures des lignes de référence [14], [15]. Nous pouvons alors modifier les termes e_{11} et e_{22} pour créer les termes De_{sd} , De_{ci} et De_{cd} , De_{si} . Nous affinons ainsi la première méthode qui consiste à étalonner directement un ensemble analyseur de réseaux - dispositif de test à l'aide de lignes de référence (autocalibration).

Actuellement certains analyseurs de réseaux (40 GHz) pour des problèmes de dynamique, possèdent des test-set assymétriques. Dans ce cas la prise en compte de cette dissymétrie est nécessaire.

I.4. CONCLUSION

Après un rappel concernant les propriétés et la représentation des paramètres de la matrice de répartition ou "scattering", nous avons décrit le principe de fonctionnement et les caractéristiques des analyseurs automatiques de réseaux.

Les mesures large bande de paramètres $[S]$, en particulier de composants à effet champ, nécessitent des méthodes d'étalonnage adaptées et précises.

Une étude théorique et comparative de ces diverses méthodes a permis de montrer, la supériorité des calibrages utilisant des lignes de transmission dans le cas des mesures en structures de propagation dispersives.

CHAPITRE I

- [1] K. KUROKAWA,
"Power waves and the Scattering Matrix",
MTT-n°13, 1965, p.194-202.

- [2] MASON S.J.,
"Feedback Theory - Some properties of Signal Flow Graphs",
Proc. IRE, vol. 41, pp. 1144-1156, September 1953.

- [3] MASON S.J.,
"Feedback Theory - Further properties of Signal Flow Graphs",
Proc. IRE, vol. 44, pp. 920-926, July 1956.

- [4] M. PARISOT, M. BINET, A. RABIER,
"Caractérisation automatique en hyperfréquences des transistors
à effet de champ",
Acta Electronica, 23, 2, 1980, 137-149.

- [5] B. BIANCO, M. PARODI,
"Measurement of the effective relative permittivities of
microstrip",
Electron. Lett., 11, (1975), 71-72.

- [6] CLETUS A. HOER and GLENN F. Engen,
"Calibrating a dual Six-port or four-port for measuring
two-ports with any connectors

- [7] M.A. MAURY Jr., S.L. MARCH, G.R. SIMPSON,
Microwave journal, May 1987

- [8] G.F. ENGEN, C.A. HOER,
"Thru-Reflect-Line" : An improved Technique for Calibrating the
Dual Siw-Port Automatic Network Analyzer",
IEEE MTT-27, n°12, December 1979

- [9] N.R. FRANZEN and R.A. SPECIALE,
"A new procedure for system calibration and error removal in automated S-parameter measurements", in Proc. 5th European Microwave conf. (Hamburg, Germany), sept. 1-4, 1975, pp.69-73.

- [10] R. A. SPECIALE,
"A generalization of the TSD Network-Analyser Calibration Procedure, covering N-Port Scattering-Parameter Measurements, affected by Leakage Errors",
IEEE MTT-25, n°12, December 1977

- [11] D. BRUBAKER, J. EISENBERG,
Microwaves and R.F., November 1985

- [12] AVANTEK APPLICATION NOTE,
"Measurement and Modelling of GaAs FET chips", Octobre 1983.

- [13] J. ARCHER,
"Implementing the TSD Calibration Technique,
MSN and CT, May 1987.

- [14] J. CURRAN,
"Applying TRL Calibration for non coaxial measurements.
MSN and CT, March 1988.

- [15] D. RYTTING,
"An analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques",
Hewlett Packard Symposium Article, Santa Rosa, 1984.

CHAPITRE II

CHAPITRE II :Détermination du schéma équivalent "petit signal"
des transistors à effet de champ.Principe,précision.

II.1. GENERALITES

La caractérisation hyperfréquence des transistors à effet de champ (TEC) a pour objectif de connaître les diverses propriétés du composant lorsqu'il est soumis aux conditions de fréquences et de polarisation propres à son domaine d'utilisation.

Cette caractérisation repose essentiellement sur deux séries de mesures hyperfréquences :

- la détermination d'un schéma électrique équivalent en régime dynamique de faible amplitude ("petit signal").

- la mesure des performances hyperfréquences du TEC telles que la réponse fréquentielle des transistors en régime linéaire (gains disponibles, fréquences de transitions), mais aussi la mesure du facteur de bruit.

Dans le cadre d'applications particulières (puissance) ou pour connaître certaines propriétés physiques d'un composant, d'autres caractérisations hyperfréquences, telles que les mesures en régime "fort signal" [1] ou les mesures en basses températures [2] peuvent s'avérer nécessaires.

Grâce à l'évolution des moyens de mesure hyperfréquences (pointes hyperfréquences, analyseur de réseaux, ...), cette caractérisation hyperfréquence donne un grand nombre d'informations précises, permet également le suivi de technologie, la conception et l'élaboration d'ensemble microondes, en particulier les circuits intégrés monolithiques microondes.

Avant de procéder à la caractérisation hyperfréquence des TEC, il est nécessaire de connaître le comportement des composants en

régime statique. Ces diverses mesures en régime continu ou basse fréquence (<500 MHz) constituent la première des étapes de caractérisation.

II.2. CARACTERISATION STATIQUE ET BASSES FREQUENCES

Cette caractérisation se décompose en trois phases [3] :

- la caractéristique $I(V)$ de la jonction de grille ($V_{gs} > 0$ ou $V_{gd} > 0$). Cette mesure permet de déterminer le potentiel de barrière V_b ainsi que le facteur d'idéalité propre à la jonction. La caractéristique V_{DS} (I_{gs} ou I_{gd}) permet de connaître :

$$\begin{cases} R_s + R_c/2 \\ R_d + R_c/2 \end{cases}$$

- la mesure de la capacité C_{gs} en fonction de la tension V_{gs} à $V_D = 0$, nous conduit à certains paramètres physiques du composant tels que l'épaisseur et le dopage de la zone active. Cette mesure est effectuée au moyen d'un pont réflectométrique dans la bande de fréquence 100-500 MHz.

Nous remarquons que l'évolution $C_{gs}(V_{gs})$ peut être obtenue avec une bonne précision pour des fréquences supérieures à 1 GHz au moyen d'un analyseur de réseaux.

- la troisième mesure statique (ou quasi-statique) consiste à relever l'évolution de la résistance entre drain et source en fonction de V_{gs} . Grâce à cette mesure, nous pouvons déterminer la somme des résistances d'accès $R_s + R_d$.

L'accroissement de la résistance R_{DS} en présence d'un champ magnétique nous conduit à la mesure de la mobilité des porteurs dans le canal. Nous pouvons également calculer $R_s + R_d$ à partir de l'évolution de la résistance drain-source R_{DS} en fonction de Q , μ_c ..

Remarque : La connaissance des performances intrinsèques du composant dépend fortement de la précision de détermination de ses résistances d'accès. Une méthode de caractérisation continue proposée par L. YANG [3], [4] permet une connaissance précise des résistances R_s et/ou R_d .

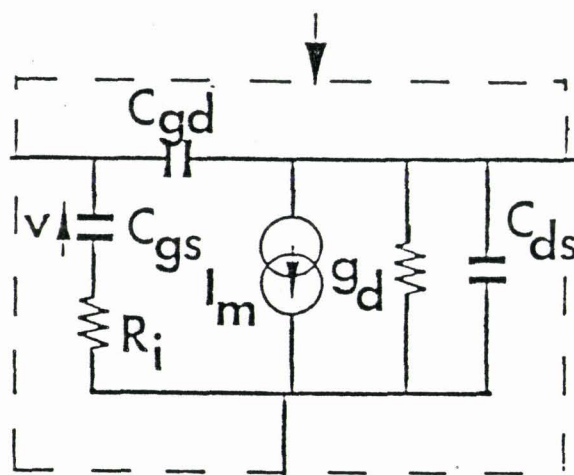
II.3. DETERMINATION DU SCHEMA EQUIVALENT "PETIT SIGNAL" DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

II.3.1. Généralités

Le schéma équivalent "petit signal" est une représentation électrique d'un transistor à effet champ soumis à une onde sinusoïdale de faible amplitude.

Dans un cas général, nous pouvons modéliser le transistor à effet de champ par un réseau distribué actif non uniforme. En ne considérant que la partie intrinsèque du composant, un tel modèle décrit précisément le comportement électrique de ce composant pour tout point de polarisation sans limite fréquentielle. En revanche ce modèle ne peut être exploité de façon analytique. Dans ce but, nous pouvons utiliser des modèles plus simples. Un de ces schémas équivalents simplifiés est représenté à la figure 1.

COMPOSANT INTRINSEQUE



$$I_m = g_m \cdot \exp(-j\omega\tau) \cdot v$$

Figure 1 :

En toute rigueur ce schéma équivalent a un domaine de validité (tensions, fréquences) limité, ces éléments devant conserver une signification physique. En dehors de ce domaine, le schéma équivalent peut parfaitement décrire le comportement électrique du transistor : bien que l'interprétation physique de chacun des éléments est délicate, voire impossible (évolutions fréquentielles des éléments tels que G_d , G_m ..., valeur de capacité négative, etc...).

De par son importance dans la conception et le suivi de technologie des composants et circuits monolithiques, l'extraction du schéma équivalent est une étape de première importance dans la caractérisation hyperfréquences des TEC.

Les méthodes d'extraction du schéma équivalent se scindent en deux groupes :

- les méthodes numériques basées sur l'optimisation des éléments d'un schéma équivalent.

- les méthodes analytiques d'extraction directe du schéma équivalent à partir de paramètres $[S]$ mesurés.

II.3.2. Les méthodes d'optimisation

Ces méthodes sont les plus couramment utilisées, actuellement de nombreux programmes commerciaux sont disponibles. Ces méthodes reposent sur la minimisation de la fonction d'erreur suivante

$$1) \epsilon = \sum_{\text{freq}} \sum_{i,j} \frac{|S_{ij} \text{ mesures} - S_{ij} \text{ calculés}|^2}{|S_{ij} \text{ mesures}|^2}$$

Tant que cet écart quadratique n'atteint pas une valeur minimale, on modifie les éléments du schéma équivalent en utilisant des méthodes aléatoires ou des méthodes du gradient.

Les programmes d'optimisation, tels que Fet Fitter ou Super Compact etc... sont de plus en plus performants (rapidité, accès aux critères et normes d'erreurs) ; néanmoins, leur utilisation présente encore un certain nombre de contraintes.

- ces méthodes nécessitent des mesures de paramètres [S] large bande précises. Par exemple, une erreur de calibrage sur un seul point de fréquence peut écartier le résultat de la solution réelle.

- le stockage et l'utilisation des fichiers de paramètres [S] devient un problème informatique complexe (bases de données).

- pour augmenter la précision d'une telle méthode, nous devons traiter un grand nombre de points de fréquences, ce qui accroît le temps de calcul. L'utilisation de moyens informatiques importants devient alors nécessaire. Par exemple le temps CPU sur une machine du type IBM 3090 est de 3 mn en interactif pour obtenir une précision convenable [5]. Un tel délai devient difficilement compatible avec les systèmes de mesures récents.

- pour accélérer la convergence, la solution initiale doit être relativement proche de la solution finale, ce qui nécessite une pré-caractérisation.

- des valeurs similaires de la fonction d'erreur peuvent conduire à différentes valeurs des éléments du schéma équivalent.

En résumé, ces logiciels d'optimisation de schémas équivalents sont particulièrement adaptés aux études de dispersion ou de cartographie entre différents procédés technologiques. De par les problèmes évoqués précédemment, ces logiciels présente un intérêt moindre lorsqu'il s'agit de précision en particulier pour le suivi technologique, la conception et la validation des modèles physiques.

Pour pallier à certains inconvénients de ces méthodes numériques, Mr. LIENHART (LEP) [5] propose un principe d'extraction de schéma équivalent pseudo-analytique.

Cette méthode repose sur l'extraction de la matrice intrinsèque d'un TEC. Les éléments du schéma équivalent intrinsèque sont alors déduits de cette matrice. Seuls les éléments extrinsèques sont optimisés, le critère de convergence est que les éléments intrinsèques n'évoluent pas en fonction de la fréquence.

Cette méthode est très rapide (0.3 s CPU sur IBM 3090) et très reproductible. Comme les méthodes décrites précédemment, l'optimisation des éléments extrinsèques peut aboutir à une solution non physique, ce qui entraînerait des erreurs sur le schéma intrinsèque. Ces erreurs peuvent être dues par exemple à un mauvais choix de la topologie du circuit.

Dans le but d'obtenir les éléments intrinsèques et extrinsèques du schéma équivalent avec une bonne précision, nous avons développé une méthode totalement analytique basée également sur "l'épluchage" matriciel. La philosophie de cette méthode consiste à placer le transistor dans des conditions de polarisation particulières afin de simplifier au mieux le schéma équivalent et en déduire analytiquement les éléments extrinsèques.

II.3.3. Une nouvelle méthode d'extraction du schéma équivalent

II.3.3.1. Le schéma équivalent

Pour toute méthode d'extraction de schémas équivalents, le choix de la topologie du circuit équivalent est de première importance. A partir de considérations physiques et technologiques, le schéma équivalent d'un TEC généralement utilisé est représenté à la figure 2 [6]. La partie intrinsèque de ce schéma modélise la zone active du transistor, les éléments de ce schéma dépendent donc du point de polarisation et des caractéristiques physiques du composant.

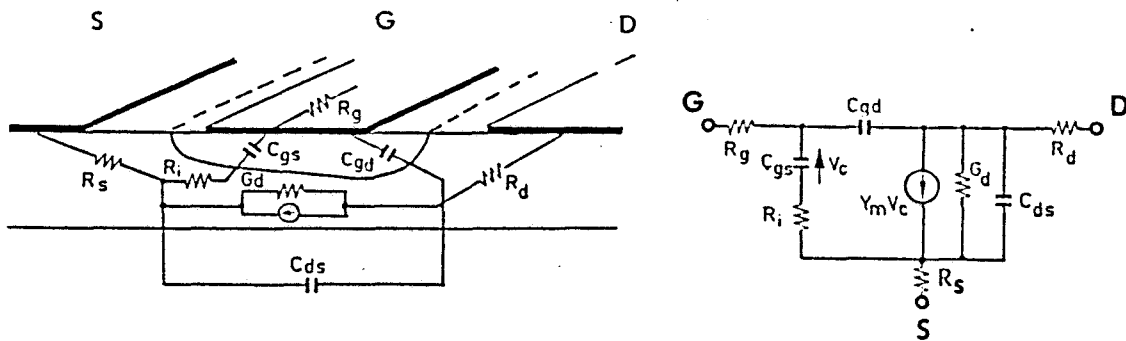


Fig. 2 :

A ce schéma intrinsèque, nous devons ajouter les résistances d'accès. Ces éléments sont supposés indépendants de la fréquence et de la polarisation (tout au moins au premier ordre). R_g est la résistance dynamique de grille ; elle traduit l'effet distribué de la commande de grille (Réseau RC) selon Z. R_s et R_d sont les résistances d'accès de source et de drain dues aux contacts ohmiques. Ces éléments dépendent donc de la géométrie du transistor.

Les métallisations de grille et de drain (plots) engendrent des capacités parasites d'origine électrostatique. Les travaux d'HIGASHISAKA et Al [7] montrent que ces capacités résultent de la capacité du plot par rapport au substrat (fonction de la surface du plot et de l'épaisseur du substrat) et d'une capacité de bord (fonction du périmètre du plot).

Bien que la valeur de ces capacités parasites reste faible ($\ll 0.1$ pF), elles ont une influence non négligeable pour des fréquences supérieures à quelques gigahertz. Leur position dans le schéma équivalent est donc de première importance.

Pour connecter un composant à systèmes de mesures (connexions, boîtier, pointes de mesure...), nous ajoutons des éléments parasites extrinsèques (inductances, capacités...) dégradant les performances intrinsèques du composant. Nous devons donc connaître précisément ces éléments extrinsèques afin d'extraire les performances intrinsèques du transistor.

Remarque : Il existe quelques variantes du schéma équivalent intrinsèque (figure 2), en particulier la position dans le schéma équivalent de la tension de commande sous la grille. Dans certains modèles, cette tension est placée aux bornes de l'ensemble constitué de C_{gs} et de R_i [8], [9]. Cette topologie permet de dissocier l'effet de retard sous la grille ($\tau_t \rightarrow \text{Im}(y_{21})$) et les pertes à l'entrée du canal ($R_i \rightarrow \text{Re}(y_{11})$).

Dans la méthode d'extraction de schéma équivalent proposée, nous plaçons cette tension de commande aux bornes de C_{gs} . Bien que le schéma équivalent représente les effets macroscopiques du composant, nous devons essayer de modéliser au mieux les phénomènes physiques propres à ce composant.

La figure 3 représente la réponse à un échelon de tension unité du schéma équivalent intrinsèque pour les deux topologies

proposées. Lorsque V_c est aux bornes de l'ensemble $R_i C_{gs}$, la réponse est un échelon de courant simplement translaté d'un temps τ_t ; dans l'autre cas, nous obtenons un transitoire dont la durée est d'environ $3 R_i C_{gs} + \tau$. Ce second cas semble donc modéliser plus précisément le mécanisme de transit sous la grille.

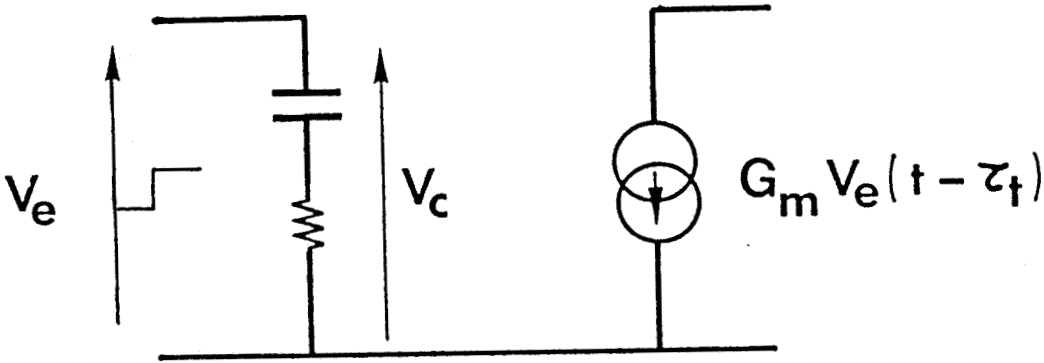


Figure 3.a

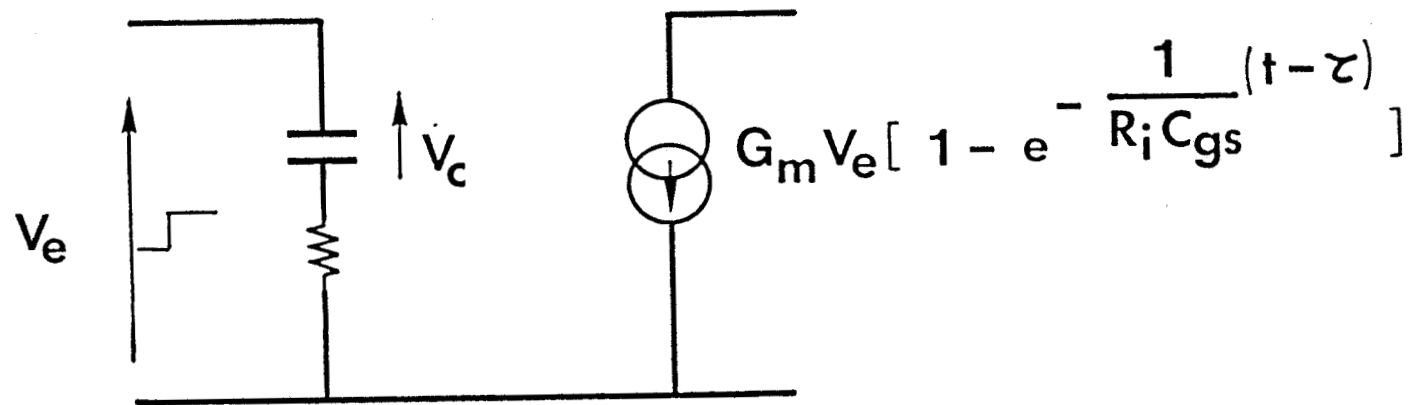


Figure 3.b

En résumé, la topologie du schéma équivalent global considéré dans le reste de l'étude est représentée à la figure 4.

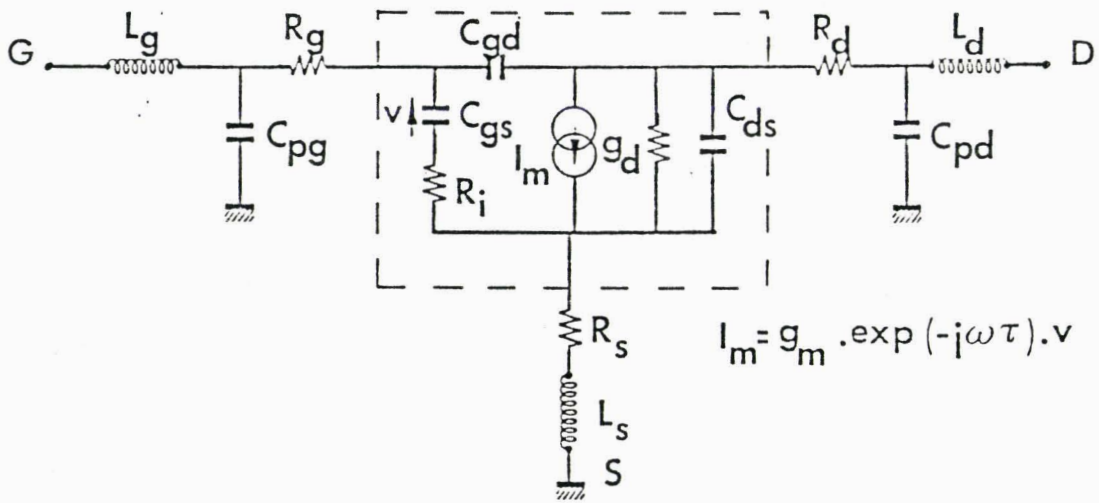


Figure 4 : Schéma équivalent "petit signal" d'un transistor à effet de champ.

Le principe de la méthode de détermination du schéma équivalent que nous allons décrire, consiste à extraire la matrice admittance ($[Y]$) intrinsèque à partir de la matrice de répartition ($[S]$) mesurée [10], [11]. Cette extraction est effectuée par simples calculs matriciels.

Le schéma équivalent présenté à la figure 4 se scinde en une partie intrinsèque comportant C_{gs} , C_{gd} , g_m , g_d , R_i , τ , C_{ds} et une partie extrinsèque comportant R_g , R_d , R_s , L_g , L_d , L_s , C_{pg} , C_{pd} . De par sa topologie en PI, le schéma intrinsèque se décrit aisément par sa matrice $[Y]$ de la façon suivante :

$$2) \left\{ \begin{aligned} y_{11} &= \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{D} + C_{gd} \right) \\ y_{12} &= -j\omega C_{gd} \\ y_{21} &= \frac{g_m \exp(-j\omega\tau)}{1 + j R_i C_{gs} \omega} - j\omega C_{gd} \\ y_{22} &= g_d + j\omega (C_{ds} + C_{gd}) \end{aligned} \right.$$

avec $D = 1 + R_i^2 C_{gs}^2 \omega^2$

Ce système d'équations peut encore s'écrire :

$$\begin{aligned}
 3) \quad & \left\{ \begin{aligned}
 y_{11} &= \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \frac{(C_{gs} + C_{gd})}{D} \\
 y_{12} &= -j\omega C_{gd} \\
 y_{21} &= G_m \left[\frac{\cos(\omega\tau) - \sin(\omega\tau) R_i C_{gs} \omega}{D} - j \frac{[\sin(\omega\tau) + \cos(\omega\tau) R_i C_{gs} \omega]}{D} - j\omega C_{gd} \right. \\
 & \left. y_{22} = G_d + j\omega (C_{ds} + C_{gd}) \right.
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

Du système d'équations 3), nous pouvons déterminer les différents éléments intrinsèques en utilisant les formules données en annexe de la manière suivante :

Cgd de Im (y₁₂)

Cgs de Im (y₁₁)

Cds de Im (y₂₂)

Gm de Re (y₂₁)

Gd de Re (y₂₂)

Ri de Re (y₁₁)

τ de Im (y₂₁)

En supposant que tous les éléments d'accès et parasites soient connus, la procédure générale de cette méthode analytique est décrite à la figure 5.

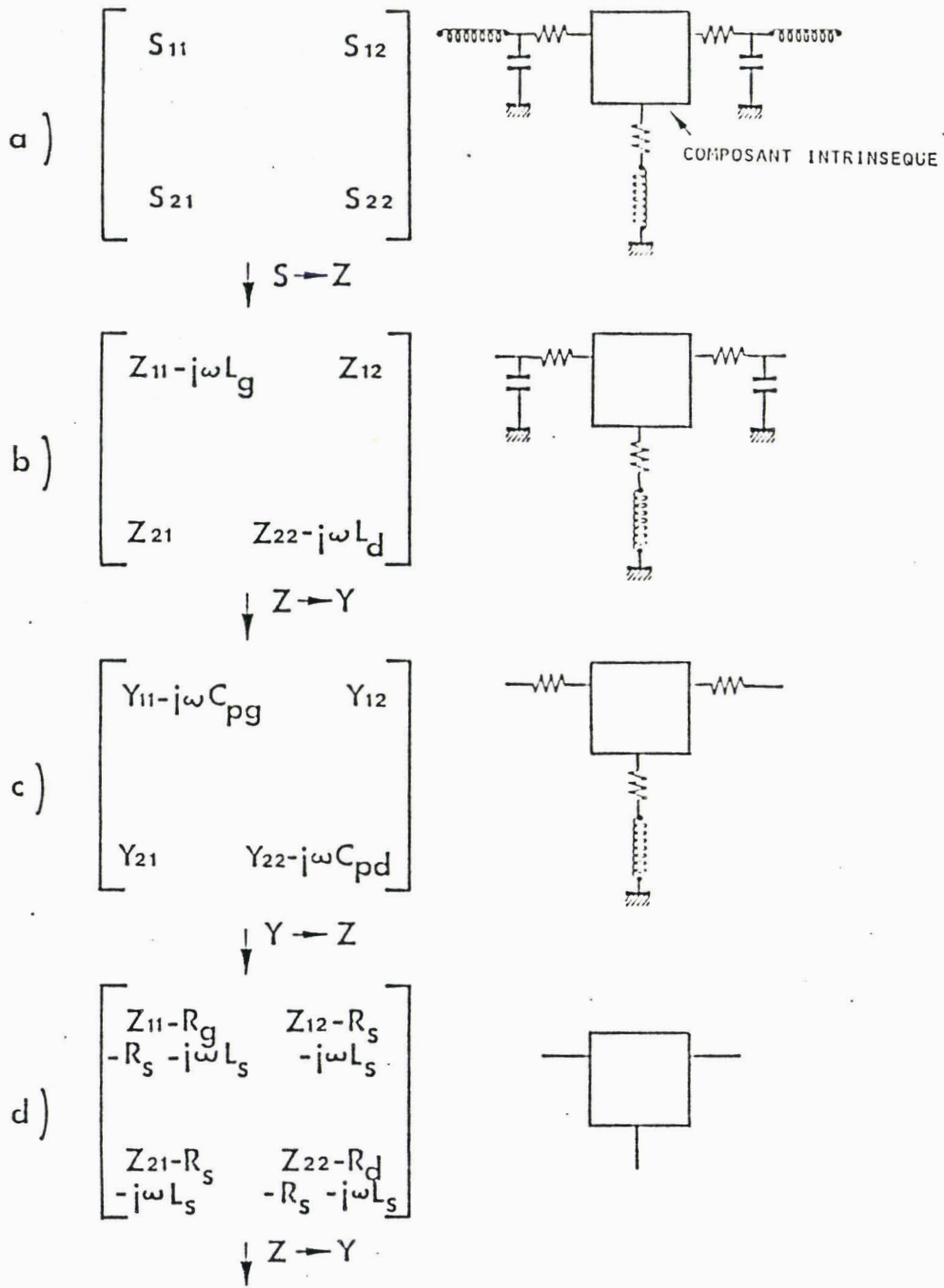


FIGURE 5: Procédure générale de la méthode d'extraction des schémas équivalents des T.E.C.

La détermination des éléments parasites que nous allons maintenant décrire, constitue un point-clé de notre méthode.

II.3.3.2. La détermination des éléments parasites

a) Généralités

Le schéma équivalent des TEC se scinde donc en une partie intrinsèque et des éléments parasites (figure 6.a).

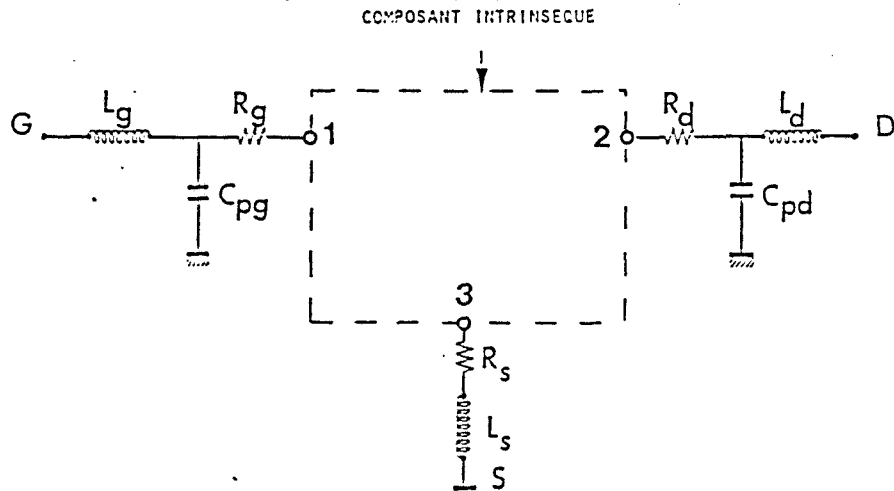


Figure 6.a

La philosophie de la méthode de détermination des éléments parasites consiste :

- à "court-circuiter" au mieux (en hyperfréquences) les accès 1-2-3 du schéma intrinsèque afin de déterminer les éléments d'accès séries (L_g , L_s , L_d , R_g , R_s , R_d). Nous réalisons cela en "court-circuitant" la réactance intrinsèque du transistor par la résistance dynamique de la jonction Schottky. Le transistor est alors polarisé à $V_{DS} = 0$, grille en directe ($I_g > 0$).

- à "isoler" les accès 1-2-3 pour déterminer les éléments parasites parallèles (C_{pg} et C_{pd}). Pour cela nous annulons la conductance du canal en "désertant" totalement la couche active sous la grille. Le transistor est polarisé à $V_{DS} = 0V$ et $V_{gs} < V_p$.

b) Le TEC à $V_{DS} = 0$ V en hautes fréquences

Nous avons vu précédemment que le TEC pouvait être modélisé de façon générale par un réseau actif distribué non uniforme. Lorsque la différence de potentiels entre drain et source est nulle, le composant se comporte alors comme un élément passif réciproque ($G_m=0$, $S_{12} = S_{21}$). Dans cette condition de polarisation, nous pouvons modéliser simplement et précisément le transistor par un réseau R.C. distribué uniforme (figure 6.b).

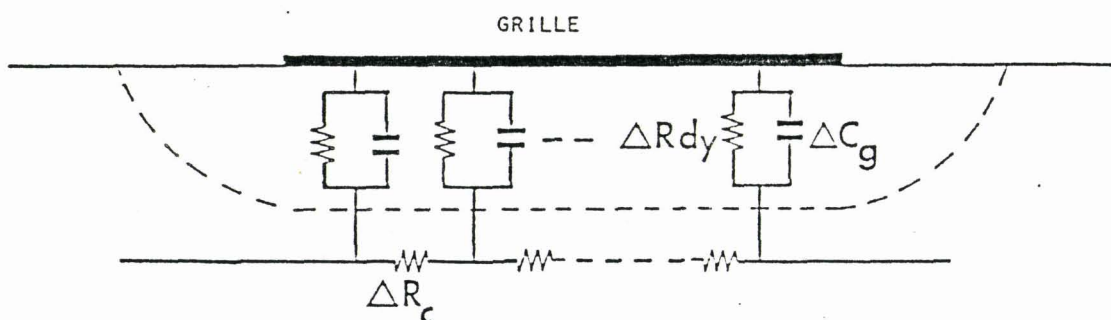


Figure 6.b

Ce réseau est constitué d'une capacité linéique ΔC_g correspondant à la zone dépeuplée sous la grille en parallèle avec la résistance dynamique de la jonction Schottky ΔR_{dy} et d'une résistance linéique ΔR_c correspondant au canal.

Pour l'étude d'un tel réseau, nous avons repris et complété les travaux de F. DIAMAND [12] en étudiant le transistor à $V_{DS} = 0$ pour une polarisation de grille quelconque.

La matrice impédance du réseau représenté à la figure 6 s'écrit :

$$4) \left\{ \begin{array}{l} Z_{11} = \frac{R_c}{\gamma l} \frac{\text{ch}(\gamma l)}{\text{Sh}(\gamma l)} \\ Z_{12} = Z_{21} = - \frac{R_c}{\gamma l} \frac{(1 - \text{ch}(\gamma l))}{\text{Sh}(\gamma l)} \\ Z_{22} = - \frac{2R_c}{\gamma l} \frac{(1 - \text{ch}(\gamma l))}{\text{Sh}(\gamma l)} \end{array} \right.$$

$$\text{avec } (\gamma l)^2 = \frac{R_c}{R_{dy}} (1 + j R_{dy} C_g \omega)$$

$$\text{et } R_{dy} = \frac{n K T}{q I_g}$$

Selon la polarisation de grille, la constante de propagation γ de la ligne distribuée est modifiée, le comportement hyperfréquence du transistor à $V_{DS} = 0$ V sera différent selon que la grille est en directe ($I_g > 0$) ou en inverse.

- La grille en inverse ($V_{gs} > V_p$ et $I_g = 0$)

$\Delta R_{dy} \rightarrow \infty$, nous pouvons alors simplifier $(\gamma l)^2$ par :

$$(\gamma l)^2 = j R_c C_g \omega$$

Comme $\gamma^2 l^2 \ll 1$, la matrice admittance $[y]$ correspondante au système d'équations 4) peut donc être ramenée à :

$$5) \begin{cases} y_{11} = j C_g \omega \\ y_{12} = y_{21} = -j \frac{C_g \omega}{2} \\ y_{22} = \frac{1}{R_c} - j \frac{C_g \omega}{3} \end{cases}$$

Dans ces conditions de polarisation (grille en inverse), l'effet inductif des éléments d'accès (Z_g, Z_s, Z_d) est donc totalement masqué par l'effet capacitif due à la zone désertée même pour des fréquences élevées.

Le tableau 1 montre l'évolution fréquentielle théorique de la réactance d'entrée d'un transistor ($L_g = 0.3\mu\text{m}, Z = 300\mu\text{m}$) à $V_{gs} = -1\text{V}$ ($V_p = -1.5\text{V}$) par rapport à l'inductance $L_g \omega$ due à une pointe de mesure hyperfréquence.

FREQUENCES (GHz)	1	5	10	15	20	25
$\frac{1}{C_g \omega}$ (Ω)	452	90,5	45,2	30,2	22,6	18,0
$L_g \omega$ (Ω)	0,14	0,70	1,4	2,1	2,8	3,4

TABLEAU 1

- La grille en directe ($I_g > 0$)

En utilisant les développements limités des fonctions hyperboliques, nous pouvons simplifier le système d'équations 4) et aboutir au système suivant :

$$6) \left\{ \begin{array}{l} Z_{11} = \frac{R_c}{3} + \frac{R_{dy}}{1 + j R_{dy} C_g \omega} \\ Z_{12} = Z_{21} = \frac{R_c}{2} \\ Z_{22} = R_c \end{array} \right.$$

Lorsque le courant de grille I_g augmente, R_{dy} diminue et C_g augmente mais la décroissance exponentielle de R_{dy} en fonction de V_{gs} est prédominante.

A partir d'une densité de courant de l'ordre de $5 \cdot 10^7$ à 10^8 A/m², la résistance dynamique de la jonction R_{dy} court circuited la capacité C_g . Dans ce cas les éléments série parasites (inductances) deviennent prédominants. La matrice impédance globale d'un transistor à $V_{DS} = 0$ V grille en direct s'écrit donc :

$$7) \left\{ \begin{array}{l} Z_{11} = R_s + R_g + R_c/3 + \frac{n k T}{q I_g} + j\omega (L_g + L_s) \\ Z_{12} = Z_{21} = R_s + R_c/2 + j\omega L_s \\ Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j\omega (L_s + L_d) \end{array} \right.$$

Nous pouvons alors extraire L_s de $\text{Im}(Z_{12})$, L_g de $\text{Im}(Z_{11})$ et L_d de $\text{Im}(Z_{22})$. En traçant la partie réelle de Z_{11} en fonction de $1/I_g$, nous obtenons par extrapolation la somme $R_s + R_g + R_c/3$. Si nous nous intéressons aux parties réelles de Z_{ij} , nous aboutissons à un système de trois équations à quatre inconnues. A ce stade, nous ne pouvons donc pas déterminer séparément les résistances d'accès R_s , R_g , R_d . Nous devons donc ajouter une relation supplémentaire. Cette relation additionnelle peut être :

(i) la somme $R_s + R_d$ obtenue soit par une méthode statique classique [13], soit en hyperfréquence en traçant l'évolution de la partie réelle de Z_{22} en fonction de :

$$\left(1 - \sqrt{\frac{V_b - V_{gs}}{\omega_{00}}} \right)^{-1} \quad (\omega_{00} \text{ est supposé connu})$$

(ii) La valeur de R_g si nous mesurons au préalable la résistance plot à plot de métallisation de grille. $R_g = R_m/3n^2$, n étant le nombre de doigts de grille.

(iii) la valeur de R_c si les divers paramètres technologiques du canal sont connus. $R_c = L_g/q N_D \mu_0 a Z$.

(iv) la valeur de R_s ou de R_D par des mesures statiques [4].

Il est intéressant de noter qu'à partir du système d'équations 7), nous pouvons obtenir la différence $R_d - R_s$ par :

$$8) \quad R_d - R_s = \text{Re}(Z_{22}) - 2 \cdot \text{Re}(Z_{12})$$

Cette valeur peut être comparée par rapport à celle obtenue par des méthodes statiques ($V_{DS}(I_{gs}), V_{SD}(I_{gd})$).

En résumé, cette redondance de méthodes nous permet de déterminer avec précision ces éléments parasites série.

- La grille fortement en inverse ($V_{gs} \ll V_p$)

Lorsque la zone active sous la grille est totalement désertée, la capacité intrinsèque C_g s'annule ainsi que la conductance du canal. Le schéma équivalent d'un TEC dans ces conditions de polarisation est présenté à la figure 7.

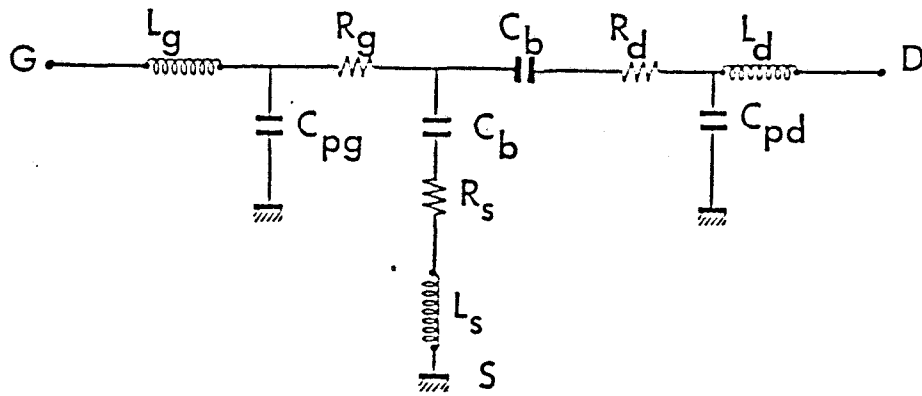


FIGURE 7: Schéma équivalent d'un T.E.C. polarisé à $V_{gs} < V_p$.

C_{pg} et C_{pd} sont respectivement les capacités "plot" de grille et de drain. C_{bg} et C_{bd} sont des capacités de bord dues à l'extension latérale de la zone désertée.

De par la faible valeur de ces diverses capacités parasites, les éléments inductifs série n'ont pas d'influence pour des fréquences allant jusqu'à quelques GHz ; en conséquence les parties imaginaires des paramètres admittance peuvent donc s'écrire simplement par :

$$9) \quad \begin{cases} \text{Im}(Y_{11}) = j\omega (C_{pg} + C_{bg} + C_{bd}) \\ \text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21}) = -j\omega C_{bd} \\ \text{Im}(Y_{22}) = j\omega (C_{pd} + C_{bd}) \end{cases}$$

En supposant que l'extension de la zone désertée soit identique côté grille et côté drain, le système d'équation 6) peut être réduit à :

$$10) \left\{ \begin{array}{l} \text{Im } (Y_{11}) = j\omega (C_{pg} + 2 C_b) \\ \text{Im } (Y_{12}) = - j\omega C_b \\ \text{Im } (Y_{22}) = j\omega (C_{pd} + C_b) \end{array} \right.$$

De ce système, nous déduisons :

- C_b de $\text{Im } (Y_{12})$

- C_{pg} de $\text{Im } (Y_{11})$

- C_{pd} de $\text{Im } (Y_{22})$

Dans le chapitre suivant (expérimentation), nous verrons que ces capacités "plots" sont effectivement parasites car elles ne dépendent pas de V_{gs} .

La connaissance précise de ces capacités électrostatiques présente deux principaux intérêts :

(i) nous pouvons optimiser les diverses topologies des transistors.

(ii) la capacité grille-source intrinsèque peut être précisément définie. En conséquence, il est alors possible de déterminer la fréquence de coupure du composant intrinsèque $f_c = gm/2\pi C_{gs}$ qui est un des principaux facteurs de qualité des TEC.

c) Résumé de la méthode d'extraction des éléments parasites

- Eléments séries (inductances et résistances d'accès)

Le transistor est alors polarisé à $V_{DS} = 0$ V grille en directe, lorsque la densité de courant de grille devient suffisamment

importante ($5 \cdot 10^7 - 10^8 \text{ A/m}^2$), la résistance dynamique de la jonction Schottky ($R_{dy} = nkT/qI_g$) court-circuite la réactance $C_{g\omega}$ du composant laissant apparaître les effets inductifs. Nous pouvons alors calculer au moyen des paramètres impédances (Z_{ij}) les inductances L_s, L_g, L_d et les résistances d'accès R_s, R_g, R_d en ajoutant une information supplémentaire provenant de mesures statiques ($R_{g \text{ metal}}, R_s + R_d, R_c \dots$).

- Eléments parallèles (capacités "plots")

Le transistor est toujours polarisé à $V_{DS} = 0$ et à tension de grille inférieure à la tension de pincement. Dans ces conditions de polarisation, la conductance du canal s'annule, la couche active étant totalement désertée, la capacité intrinsèque est nulle. A partir des paramètres admittances, nous calculons la capacité C_b due à l'extension du canal, C_{pg} et C_{pd} les capacités dues aux plots de grille et de drain.

Un des buts de cette méthode d'extraction du schéma équivalent est d'obtenir tous ses éléments avec une bonne précision.

Nous allons donc étudier, dans le paragraphe suivant, la précision attribuée à chaque élément du schéma équivalent complet.

II.3.4. Précisions de la méthode d'extraction de schémas équivalents

II.3.4.1. Généralités

Nous avons vu que cette méthode est basée sur l'exploitation de paramètres $[S]$ mesurés dans une bande de fréquences qui est à ce stade non définie.

Pour optimiser au mieux cette méthode, nous devons premièrement définir la bande de fréquences où les divers éléments du schéma équivalent sont le plus précisément déterminés. Puis, deuxièmement nous étudierons dans un cas réel les erreurs maximales commises sur chacun des éléments intrinsèques et extrinsèques.

Pour mener à bien ce calcul de précision et de sensibilités, nous avons discrétisé le problème en trois phases :

i) Etude de la sensibilité des éléments parasites série et parallèle aux dispersions de mesures (ΔS_{ij})

ii) Etude de l'influence des éléments extrinsèques sur les éléments intrinsèques.

iii) Etude de la sensibilité des éléments intrinsèques aux erreurs de mesure.

Comme nous l'avons décrit précédemment, les éléments du schéma équivalent sont calculés à partir de relations simples de paramètres admittances ou impédances. Nous pouvons donc calculer les précisions relatives à chaque élément par une méthode de dérivés partielles.

II.3.4.2. Précision concernant la détermination des éléments parasites

Nous allons premièrement étudier la précision concernant la détermination des éléments parasites séries (inductances et résistances d'accès).

Comme le décrit le système d'équations 7), ces éléments séries sont directement liés aux paramètres impédances (Z_{ij}). Nous



pouvons donc aisément écrire les variations relatives des éléments séries en fonction des écarts relatifs des paramètres [Z] :

Inductances d'accès :

$$11) \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta L_s}{L_s} = \frac{\Delta \text{Im}(Z_{12})}{\text{Im}(Z_{12})} \\ \frac{\Delta L_g}{L_g} = \left(1 + \frac{L_s}{L_g} \right) \frac{\Delta \text{Im}(Z_{11})}{\Delta \text{Im}(Z_{11})} \\ \frac{\Delta L_d}{L_d} = \left(1 + \frac{L_s}{L_d} \right) \frac{\Delta \text{Im}(Z_{22})}{\text{Im}(Z_{22})} \end{array} \right.$$

Résistances

$$12) \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta R_s}{R_s} = \left(1 + \frac{R_c}{2R_s} \right) \frac{\Delta \text{Re}(Z_{12})}{\text{Re}(Z_{12})} \\ \frac{\Delta R_d}{R_d} = \left(1 + \frac{R_c}{R_d} + \frac{R_s}{R_d} \right) \frac{\Delta \text{Re}(Z_{22})}{\text{Re}(Z_{22})} \\ \frac{\Delta R_g}{R_g} = \left(1 + \frac{R_c}{3R_g} + \frac{R_{dy} + R_s}{R_g} \right) \frac{\Delta \text{Re}(Z_{11})}{\text{Re}(Z_{11})} \end{array} \right.$$

Nous rappelons que les éléments parasites séries sont déduits des paramètres [S_{ij}] mesurés, par une simple transformation des [S_{ij}] en paramètres impédances [Z_{ij}].

En utilisant les formules de passages (voir en Annexe I) permettant d'écrire les variations relatives des paramètres impédances :

$$\frac{\Delta \operatorname{Re}(Z_{ij})}{\operatorname{Re}(Z_{ij})} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta \operatorname{Im}(Z_{ij})}{\operatorname{Im}(Z_{ij})}$$

en fonction des écarts relatifs des paramètres [S] mesurés, nous pouvons calculer analytiquement la sensibilité de chaque éléments parasites séries aux erreurs de mesure.

Choix des valeurs des écarts sur les paramètres S_{ij}

Le but de cette étude est premièrement de connaître la sensibilité des éléments du schéma équivalent en fonction des erreurs de mesure afin de délimiter les bandes de fréquence optimum.

Pour que les résultats de cette étude soient suffisamment significatifs, nous introduirons des erreurs sur les paramètres S_{ij} élevées.

Pour cela, nous considérons un système de mesure possédant les performances hyperfréquences équivalentes suivantes :

- directivité = 30dB

- désadaptation - de source = 30dB
 - de charge = 35dB

- isolation = 90dB

- réponses fréquentielles - en réflexion = 0.1dB
 - en transmission = 0.1dB

A partir des performances équivalentes de ce système de mesure, nous en déduisons l'erreur maximale sur les modules et phases des paramètres S_{ij} (voir chapitre I.2.5).

Les caractéristiques du transistor introduites dans notre simulation correspondent à un composant commercial, (NE 67300) dont le développement de grille est : $380 \times 0.3 \mu\text{m}^2$, mesuré dans une cellule de mesure (voir Chapitre III). Ce composant est polarisé à $V_{DS} = 0\text{V}$ et $I_g = 10 \text{ mA}$ ($I_g = 1,10^8 \text{ A/m}^2$). Connaissant les paramètres physiques de ce composant ($\mu = 0.3\text{m}^2/\text{V/S}$, $N_D = 4 \cdot 10^{23} \text{ A/m}^3$, $A = 600 \text{ \AA}$), nous en déduisons $R_c = 0.8\Omega$ et $R_{dy} = 3\Omega$.

Le schéma équivalent correspondant à ce transistor à $V_{DS} = 0\text{V}$, $I_g = 10\text{mA}$ est représenté à la figure 8.

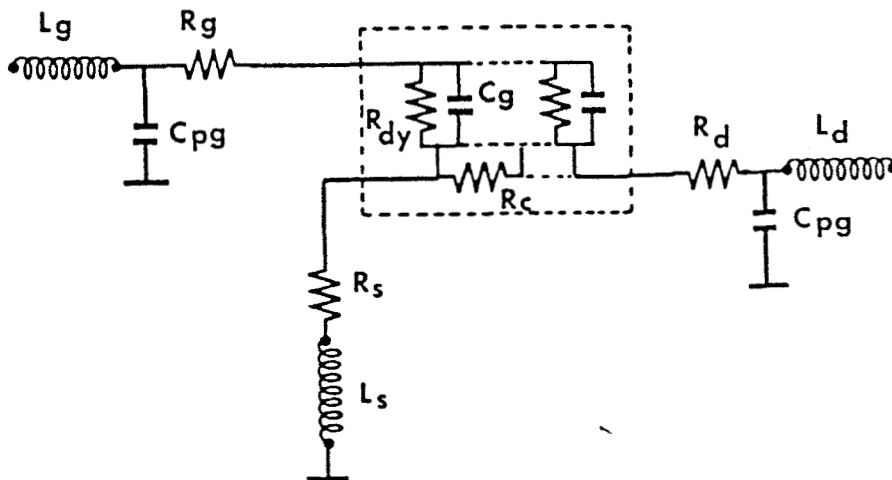
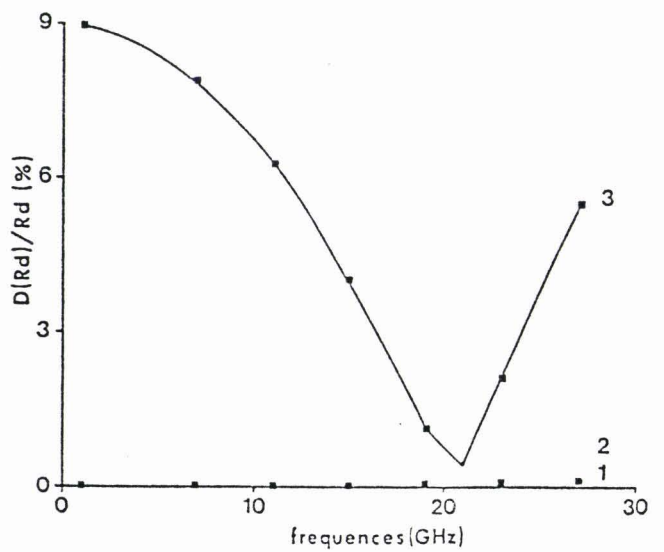
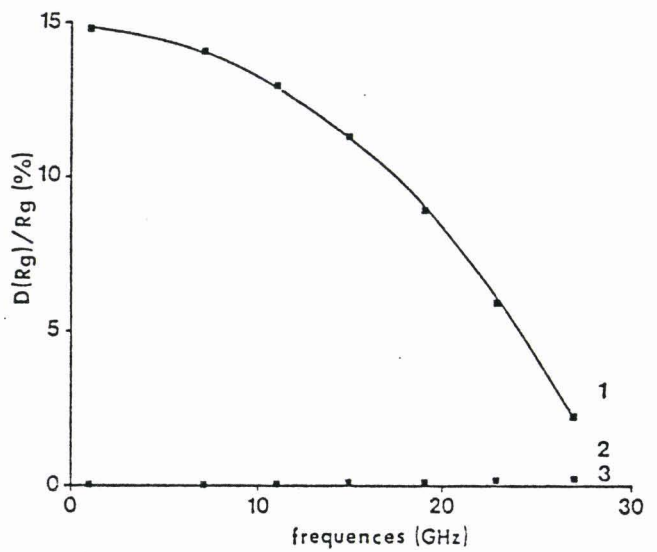
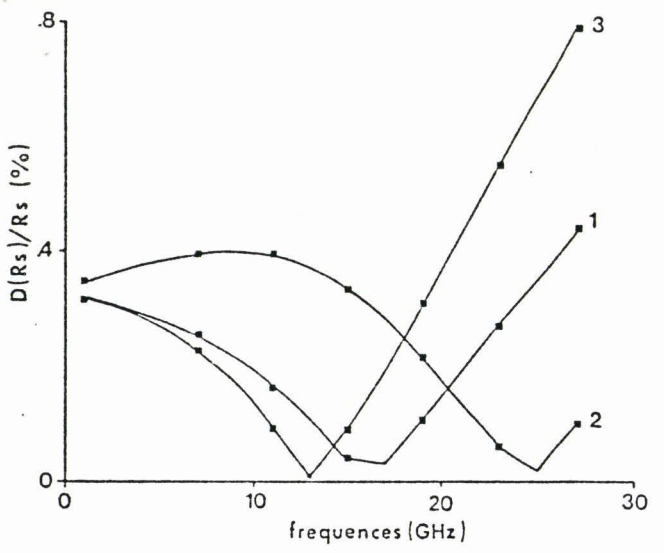
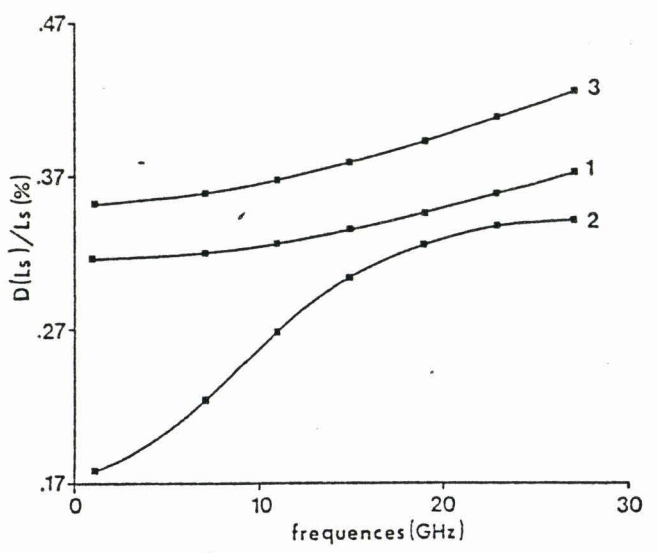
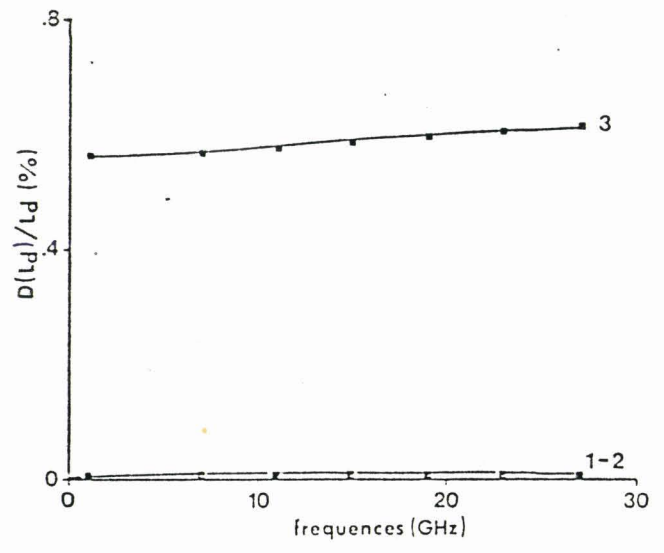
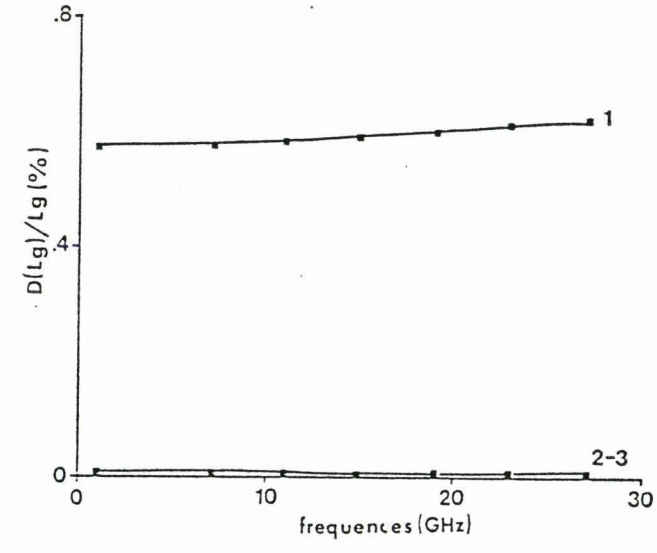


Figure 8

Les éléments parasites ont été déterminés de façon expérimentale (mesurés en boîtier). Les valeurs de ces éléments sont donnés par :



FIGURES 9a à 9f : Ecartés relatifs des éléments extrinsèques séries en fonction des écartés relatifs des paramètres (S_{ij}).

- 1- $D(S_{11})/S_{11}$
- 2- $D(S_{12})/S_{12}$
- 3- $D(S_{22})/S_{22}$

Inductances (nH)	L_S 0.04	L_g 0.27	L_d 0.38
Résistances (Ω)	R_s 1.5	R_g 1	R_d 1.5

Nous nous sommes assurés en premier lieu que les paramètres [S] calculés à partir du modèle précédent sont en parfait accord avec les paramètres [S] expérimentaux. Dans ces conditions nous pourrions considérer que les résultats, concernant la précision de détermination des éléments d'accès séries, sont tout à fait réalistes.

Ces divers résultats sont représentés aux figures 9a à 9f. Ces courbes représentent les évolutions fréquentielles des erreurs relatives (en %) correspondantes aux inductances et résistances d'accès en fonction des erreurs commises sur les paramètres [S].

Le résumé des erreurs maximales commises sur les éléments parasites séries sont reportés au tableau 2.

	$\Delta S_{11}/S_{11}$	$\Delta S_{12}/S_{12}$	$\Delta S_{22}/S_{22}$
$\Delta L_s/L_s$ %	<0.5	<0.5	<0.5
$\Delta L_g/L_g$ %	<0.7	<0.1	<0.1
$\Delta L_d/L_d$ %	<0.1	<0.1	<0.7
$\Delta R_s/R_s$ %	<0.5	<0.5	<0.8
$\Delta R_g/R_g$ %	<15	<0.5	<0.5
$\Delta R_d/R_d$ %	<0.5	<0.5	<9

TABLEAU 2

Comme nous l'avions décrit au début de cette étude, les erreurs introduites sur les paramètres $[S]$ sont élevées par rapport à ce que l'on peut obtenir avec les techniques et moyens de mesures récentes. Malgré cela, nous pouvons observer une précision remarquable concernant la détermination des éléments parasites séries compte tenu de leur valeur respective.

- Comme nous le pensions intuitivement (R_g, L_g) puis (R_d, L_d) sont respectivement sensibles à S_{11} et S_{22} alors que les éléments en contre réaction tels que (R_s, L_s) sont uniformément sensibles à S_{11}, S_{12} et S_{22} .

- Nous obtenons une bien meilleure précision sur les éléments inductifs que sur les éléments résistifs (hormis R_g) ; en effet, nous commettons une erreur maximale sur les modules de S_{11} et de S_{22} car ceux-ci dans les conditions de polarisation décrites précédemment sont proches de l'unité et pour cette même raison, nous commettons une erreur minimale sur leurs phases.

- Enfin, il est intéressant de noter qu'un élément aussi important que R_g reste peu sensible aux erreurs de mesure.

Remarques :

Nous pourrions penser en voyant les évolutions des écarts relatifs propres aux résistances d'accès, qu'il serait souhaitable de déterminer ces résistances dans une gamme de fréquences supérieure à 10 GHz.

En réalité, nous supposons pour cette méthode que la résistance dynamique de la jonction Schottky est très faible devant la réactance $C_{g\omega}$ de cette jonction. Lorsque nous extrayons R_g de la partie réelle de Z_{11} , nous ne tenons pas compte du terme dépendant de la fréquence :

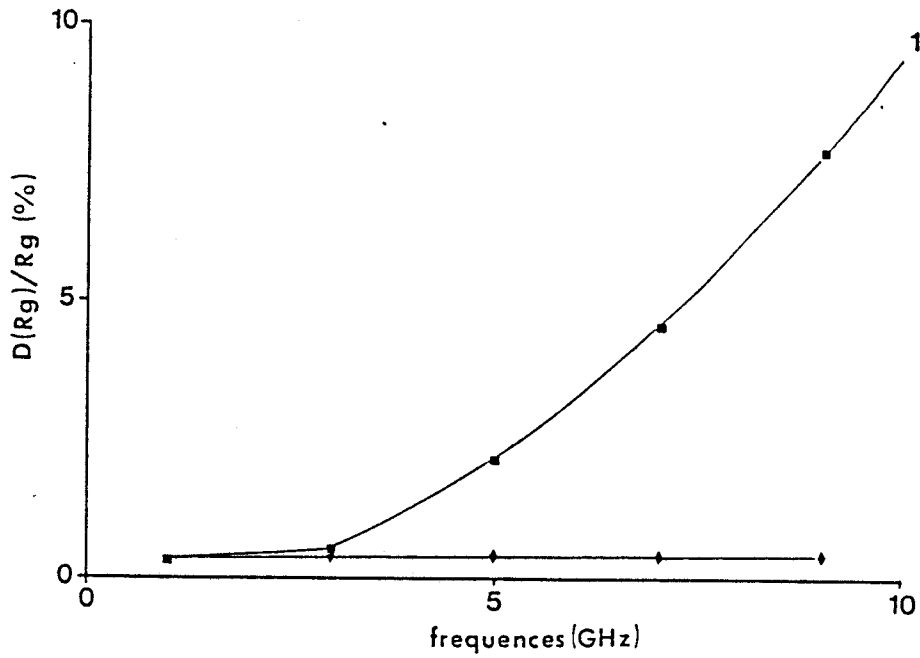


FIGURE 10a : Influence du terme $R_{dy} / (1 + R_{dy}^2 C_g^2 w^2)$ de $Re(Z11)$.

-1- $R_{dy} / (1 + R_{dy}^2 C_g^2 w^2) = R_{dy}$

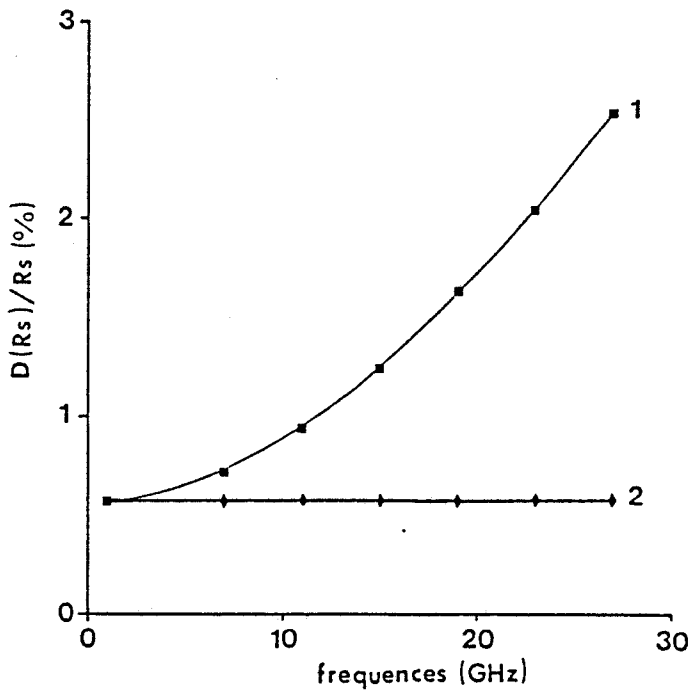


FIGURE 10b : Influence des capacités parasites C_{pg} et C_{pd} sur la détermination de R_s .

-1- $C_{pg} = 40 \text{ fF} ; C_{pd} = 100 \text{ fF}$

-2- $C_{pg} = C_{pd} = 0$

$$\frac{R_{dy}}{1 + (R_{dy} C_{g\omega})^2}$$

Au-delà de 10 GHz ce terme peut introduire une erreur de quelques 0.1Ω. Cet effet est représenté à la figure 10a.

Pour obtenir ces évolutions, nous calculons les paramètres impédances du transistor à $V_{DS} = 0V$, $I_g = 10mA$ à l'aide des formules complètes d'un réseau R-C distribué, auxquelles nous ajoutons les résistances séries (équations 4).

Nous extrayons ensuite R_S , R_d et R_g des formules simplifiées suivantes (équations 7) :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_S = (Re(Z_{12}) - R_c/2) \\ R_d = Re(Z_{22}) - (Re(Z_{12}) - R_c/2) - R_c \\ R_g = Re(Z_{11}) - (Re(Z_{12}) - R_c/2) - R_c/3 - R_{dy} \end{array} \right.$$

* Nous voyons que la limite raisonnable pour la détermination de R_g est de 10 GHz.

Une seconde simulation consiste à ajouter au réseau distribué R.C. intrinsèque les éléments parasites parallèles (capacités "plot"), tout en conservant la même démarche. Nous remarquons cette fois une dégradation importante concernant la validité des formules simplifiées 7) en particulier sur la détermination de R_S (figure 10b).

* Il est donc souhaitable de déterminer ces capacités "plot" avant de déterminer les éléments parasites séries.

II.3.4.3. Précision concernant la détermination des éléments parasites parallèles

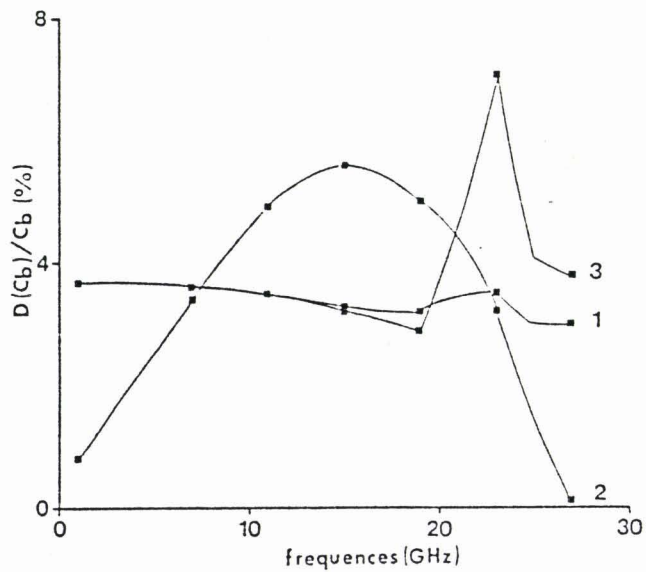
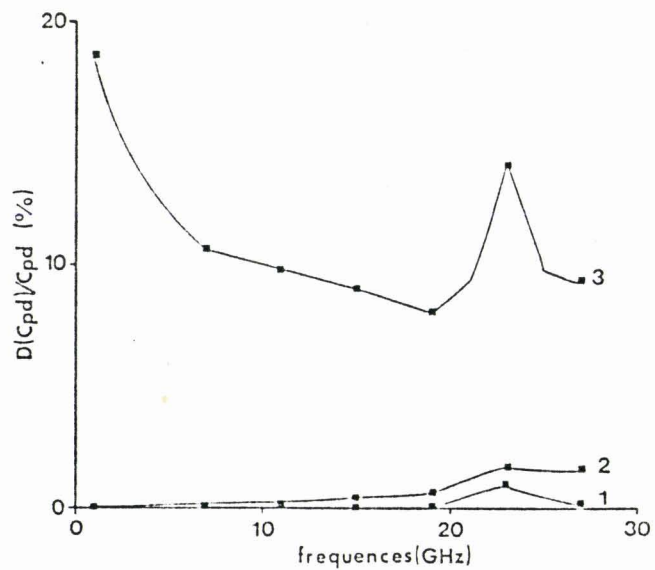
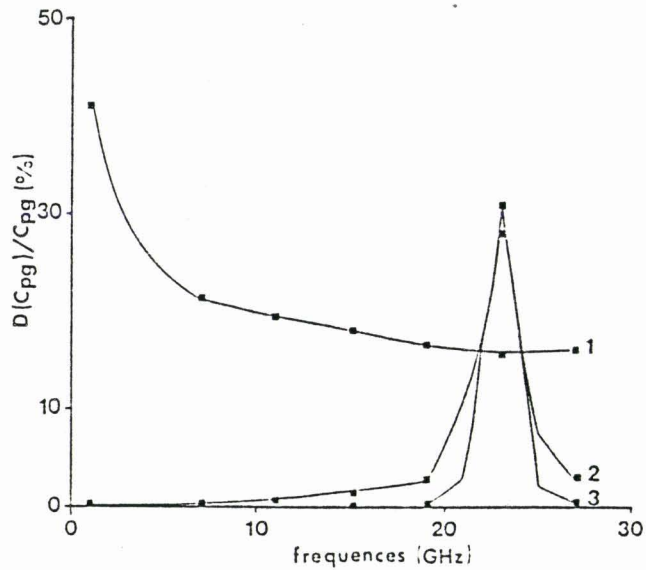
Nous allons en second lieu étudier la précision (capacités plots) de détermination des éléments parasites parallèles. Nous utilisons pour cela la même procédure que précédemment, pour le même transistor, en attribuant aux paramètres $[S]$ les mêmes erreurs.

A partir du système d'équations 10) (cf. p96), nous pouvons écrire :

$$13) \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta C_b}{C_b} = \frac{\Delta \text{Im}(y_{12})}{\text{Im}(y_{12})} \\ \frac{\Delta C_{pg}}{C_{pg}} = \left(1 + \frac{2C_b}{C_{pg}} \right) \frac{\Delta \text{Im}(y_{11})}{\text{Im}(y_{11})} \\ \frac{\Delta C_{pd}}{C_{pd}} = \left(1 + \frac{C_b}{C_{pd}} \right) \frac{\Delta \text{Im}(y_{22})}{\text{Im}(y_{22})} \end{array} \right.$$

Nous étudierons comme précédemment les écarts relatifs de ces éléments parasites parallèles en fonction des erreurs relatives des paramètres S_{ij} , en utilisant les différentes formules de passage décrites en annexe II.

Les conditions de polarisation du transistor sont cette fois de : $V_{DS} = 0V$, $V_{gs} = -3V$ ($V_p = -1.5V$). Dans de telles conditions le transistor peut être modélisé par le schéma équivalent représenté à la figure 11 (voir paragraphe II;3.3.2b).



FIGURES 12a à 12c : Evolutions fréquentielles des erreurs relatives des capacités parasites en fonction des erreurs relatives des paramètres (S_{ij}).
 -1- $D(S_{11})/S_{11}$
 -2- $D(S_{12})/S_{12}$
 -3- $D(S_{22})/S_{22}$

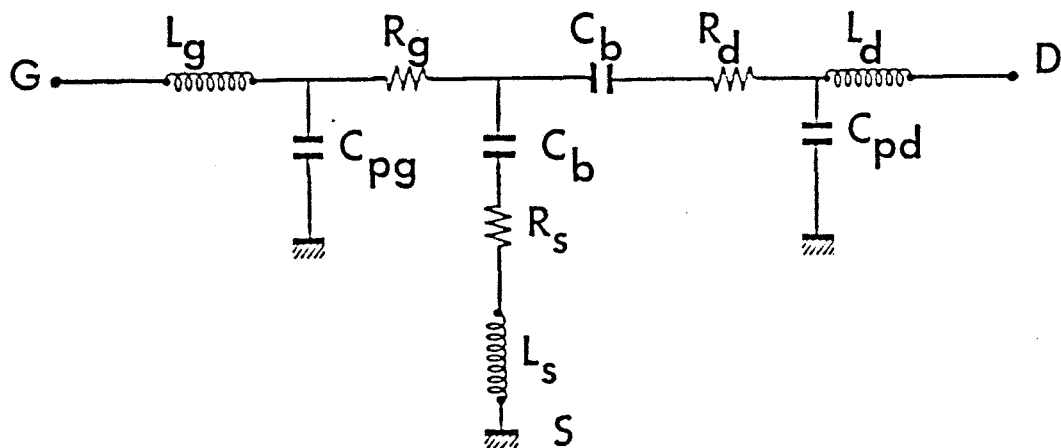


Figure 11

En attribuant à ce schéma les valeurs ci-dessous, nous obtenons des paramètres [S] théoriques, totalement en accord avec les paramètres [S] expérimentaux.

L_g	L_d	L_s	R_g	R_d	R_s	C_b	C_{pg}	C_{pd}
0.27nH	0.38nH	0.04nH	1 Ω	1.5 Ω	1.5 Ω	30fF	40fF	100pF

Les erreurs relatives concernant la détermination des éléments parasites tels que C_b , C_{pg} et C_{pd} , sont représentées en fonction de la fréquence aux figures 12 a à 12 c.

Nous remarquons premièrement que les performances du système prises en compte dans cette simulation seraient trop faibles pour extraire ces capacités "plot" avec une bonne précision. En réalité, les performances effectives des systèmes de mesure en relati-

vement basses fréquences (type cascade) sont telles que l'on peut déterminer ces capacités à 10% près.

- C_{pg} et C_{pd} et C_b sont respectivement sensibles à S_{11} , S_{22} et S_{12} .

- enfin, nous constatons qu'il est souhaitable de déterminer ces éléments parasites dans une gamme de fréquences comprises entre 5 et 15 GHz. En effet pour des fréquences supérieures à 15 GHz, nous observons des fluctuations rapides des erreurs relatives, ces fluctuations sont la conséquence des effets inductifs des éléments parasites séries.

Cette première étude, concernant la sensibilité des éléments parasites séries et parallèles aux erreurs de mesure, nous a permis de définir les bandes de fréquences optimales pour la détermination de ces éléments.

Ces gammes de fréquences sont :

- inductances série et résistances d'accès $\rightarrow < 10\text{GHz}$
- capacités "plots" $\rightarrow 5\text{GHz} < f < 15\text{GHz}$

La seconde étape de cette étude de sensibilité consiste donc maintenant à étudier l'influence des éléments parasites sur la détermination des éléments intrinsèques.

II.3.4.4. Influence des éléments parasites série sur le schéma équivalent intrinsèque

Pour cette étude, nous utilisons toujours le même transistor (NE 67300) polarisé cette fois ci à $V_{ds} = 3\text{V}$ et $V_{gs} = 0\text{V}$. Dans ces

conditions, ce transistor peut être modélisé par le schéma équivalent présenté à la figure 4 (voir p. 86).

Les valeurs des éléments du schéma équivalent intrinsèque issues de mesures sont les suivantes :

Gm	Gd	Cgs	Cgd	Cds	Ri	τ
74ms	6ms	0.4pF	0.032pF	0.02pF	3Ω	1.3pS

Ces éléments intrinsèques sont directement liés aux paramètres admittances intrinsèques par le système d'équations 3) (voir p. 87), en négligeant toutefois les termes en ω². En écrivant ces équations, nous obtenons les écarts relatifs de chaque élément intrinsèque par :

$$\frac{\Delta Cgd}{Cgd} = \frac{\Delta \text{Im}(y_{12})}{\text{Im}(y_{12})}$$

$$\frac{\Delta Cgs}{Cgs} = \left(1 + \frac{Cgd}{Cgs}\right) \frac{\Delta \text{Im}(y_{11})}{\text{Im}(y_{11})}$$

$$\frac{\Delta Ri}{Ri} = \frac{\Delta \text{Re}(y_{11})}{\text{Re}(y_{11})}$$

14)

$$\frac{\Delta gm}{Gm} = \frac{\Delta \text{Re}(y_{21})}{\text{Re}(y_{21})}$$

$$\frac{\Delta Gd}{Gd} = \frac{\Delta \text{Re}(y_{22})}{\text{Re}(y_{22})}$$

$$\frac{\Delta Cds}{Cds} = \left(1 + \frac{Cgd}{Cds}\right) \frac{\Delta \text{Im}(y_{22})}{\text{Im}(y_{22})}$$

$$\frac{\Delta \tau}{\tau} = \left(1 + \frac{RiCgs}{\tau} + \frac{Cgd}{Gm \tau}\right) \frac{\Delta \text{Im}(y_{21})}{\text{Im}(y_{21})}$$

Nous discrétisons le problème en étudiant séparément l'influence des trois dipôles séries (Ls, Rs), (Lg, Rg), (Ld, Rd), sur la détermination des éléments intrinsèques.

Par exemple, si nous ajoutons au schéma équivalent intrinsèque le dipôle parasite de grille $Z_g = R_g + j L_g \omega$, nous pouvons calculer les nouveaux paramètres admittances $[y']$ de la façon suivante

$$15) \left\{ \begin{array}{l} Y'_{11} = \frac{y_{11}}{(1 + Z_g y_{11})} \\ Y'_{12} = \frac{y_{12}}{(1 + Z_g y_{11})} \\ Y'_{21} = \frac{y_{21}}{(1 + Z_g y_{11})} \\ Y'_{22} = \frac{y_{22} + Z_g \Delta Y}{(1 + Z_g y_{11})} \end{array} \right.$$

avec $[Y_{ij}]$ correspondants au schéma équivalent intrinsèque
 ΔY étant le déterminant de cette matrice.

En dérivant ces équations 15), nous avons calculé la sensibilité relative des paramètres $[Y_{ij}']$ en fonction de ΔZ_g par le système d'équations suivant :

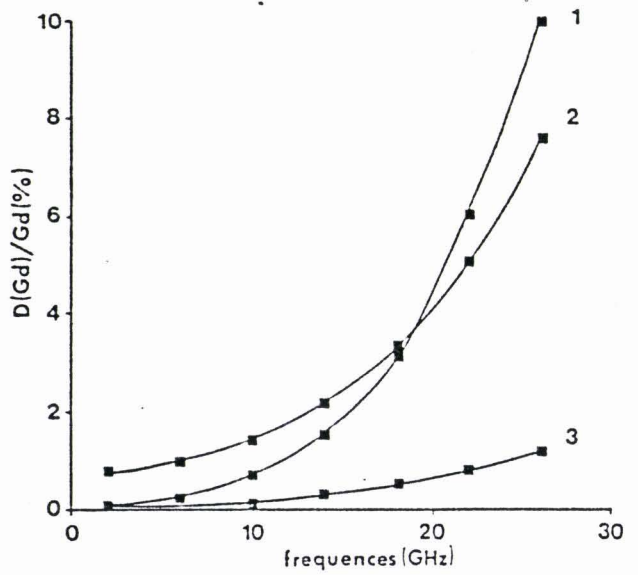
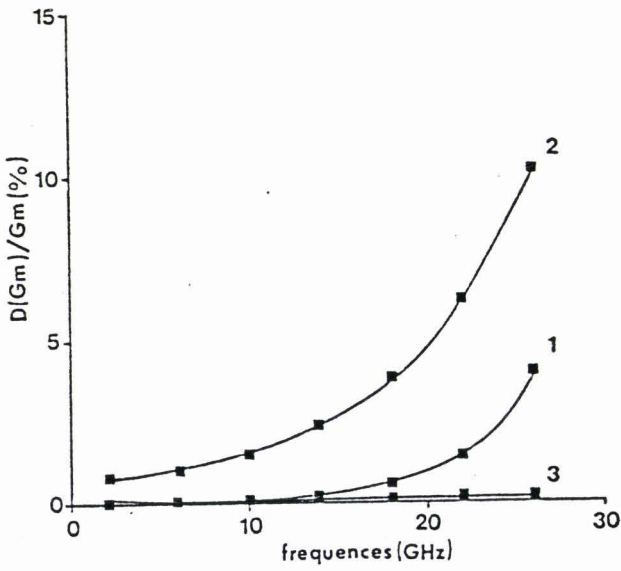
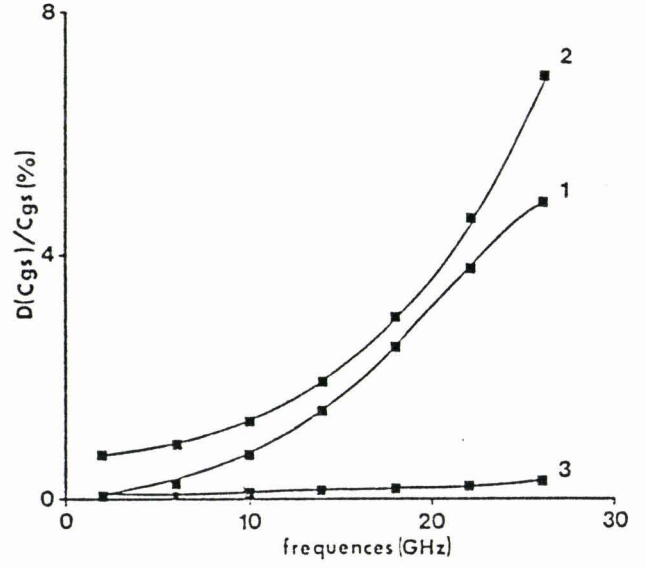
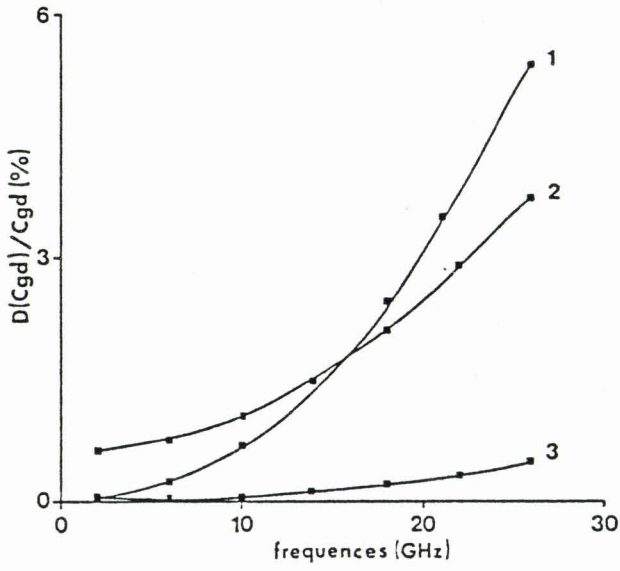
$$16) \left\{ \begin{array}{l} \Delta y'_{11} = \Delta Z_g \frac{y_{11}^2}{D^2} \\ \Delta y'_{12} = \Delta Z_g \frac{y_{11} y_{12}}{D^2} \\ \Delta y'_{21} = \Delta Z_g \frac{y_{11} y_{21}}{D^2} \\ \Delta y'_{22} = \Delta Z_g \frac{y_{12} y_{21}}{D^2} \end{array} \right.$$

Les relations concernant les dipôles parasites Z_s et Z_d sont décrites en annexe III. A partir des systèmes d'équations 14), 15) et 16), nous pouvons donc quantifier l'erreur relative de chaque élément du schéma équivalent intrinsèque en fonction des erreurs relatives commises sur la détermination des éléments parasites séries.

Ces diverses évolutions en fonction de la fréquence sont représentées aux figures 13 a à 13 g pour un transistor possédant une largeur de grille de $300\mu\text{m}$ et aux figures 14 a à 14 g dans le cas d'un transistor dont la grille est de $100\mu\text{m}$.

L'erreur relative prise en compte dans cette simulation est de 10% sur chaque dipôle série Z_g , Z_d et Z_s ; les valeurs des inductances sont de 0.04nH (système sous pointe) et les valeurs des résistances R_g , R_s et R_d sont de 1Ω dans le cas du $300\mu\text{m}$ de largeur de grille.

Le tableau 3 résume les limites fréquentielles de la détermination des principaux éléments du schéma équivalent intrinsèque avec une précision de 1% dans les deux types de transistor (100 et $300\mu\text{m}$).

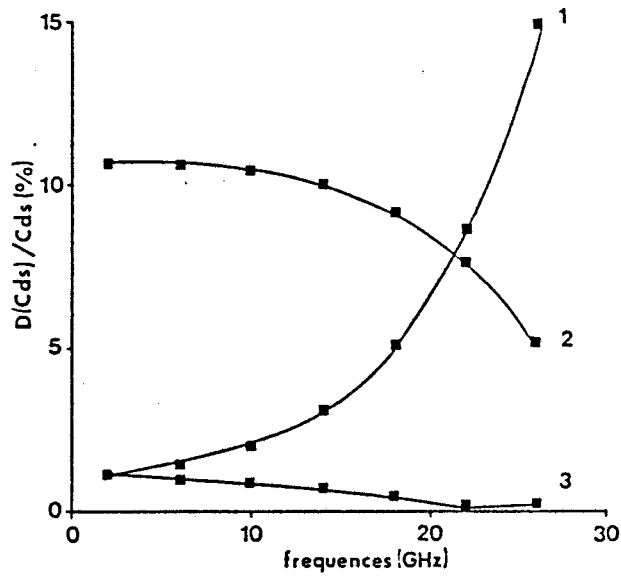
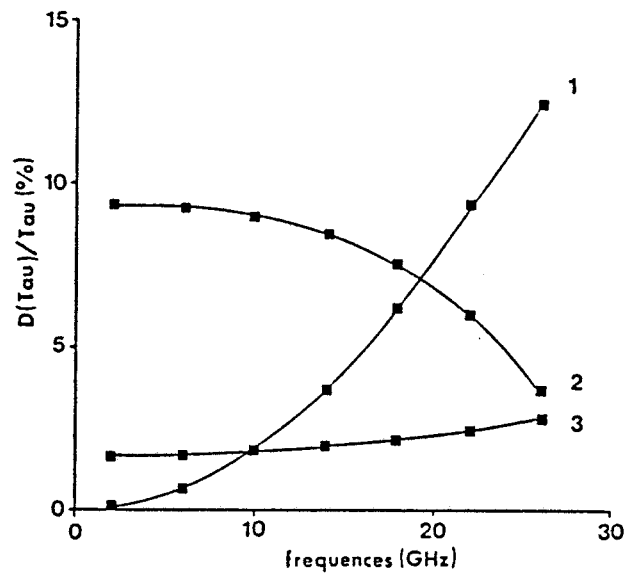
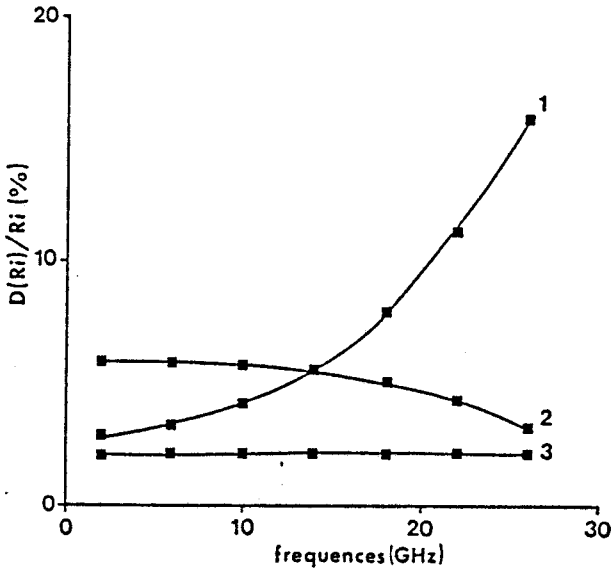


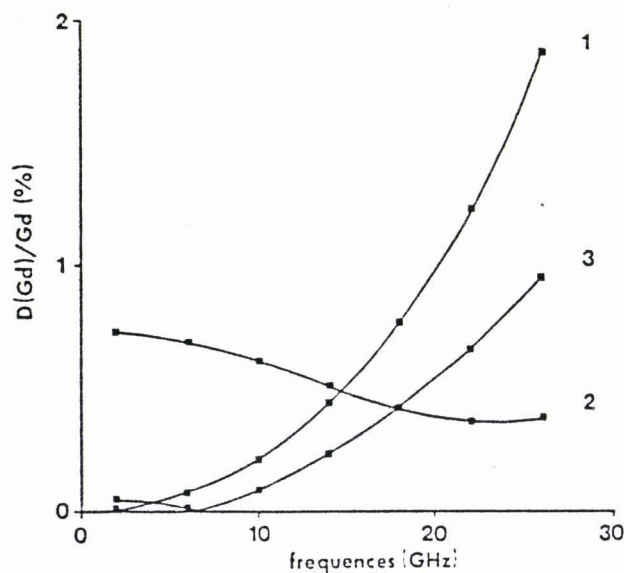
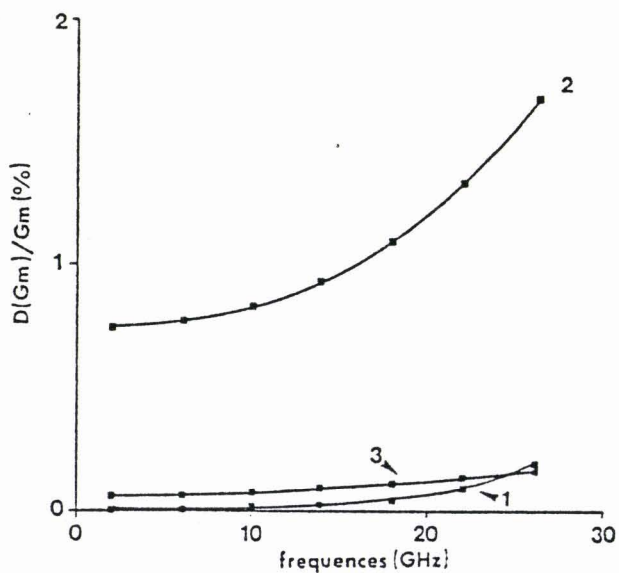
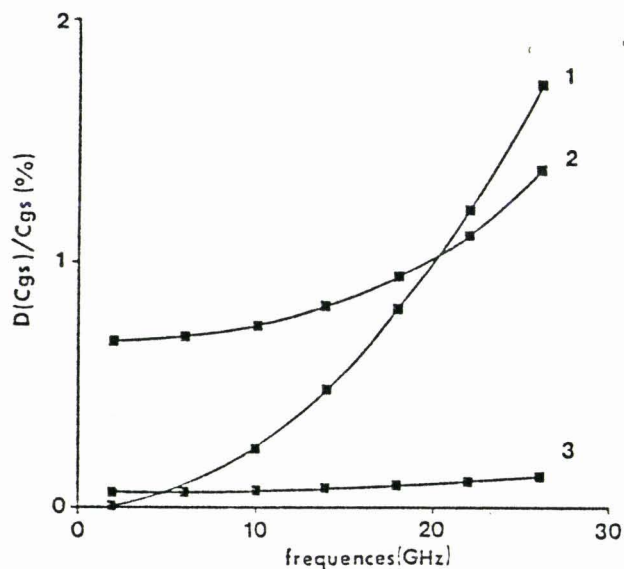
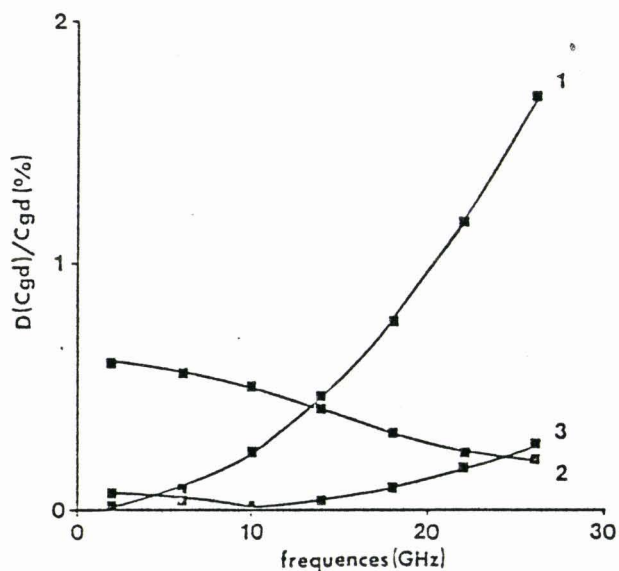
FIGURES 13a à 13g : Influences des éléments parasites séries sur la détermination des éléments intrinsèques ($Z=.3$ mm).

-1- $D(Z_g)/Z_g = 10\%$

-2- $D(Z_s)/Z_s = 10\%$

-3- $D(Z_d)/Z_d = 10\%$



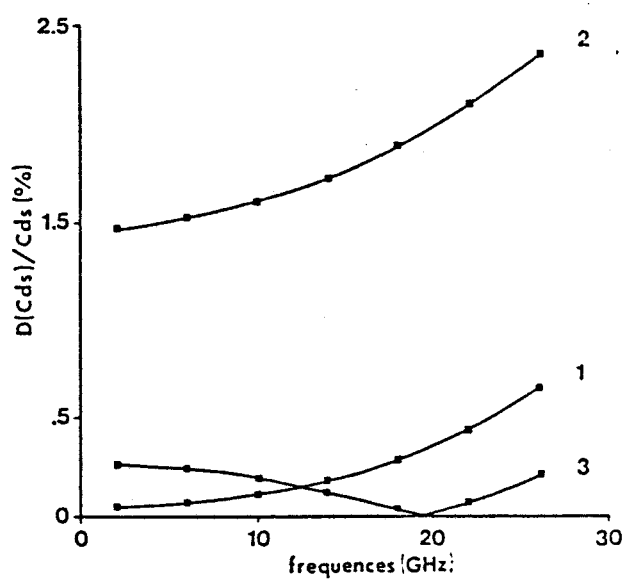
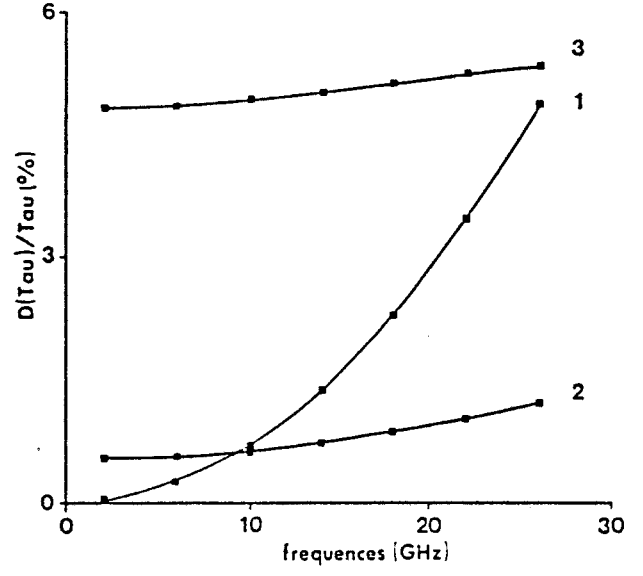
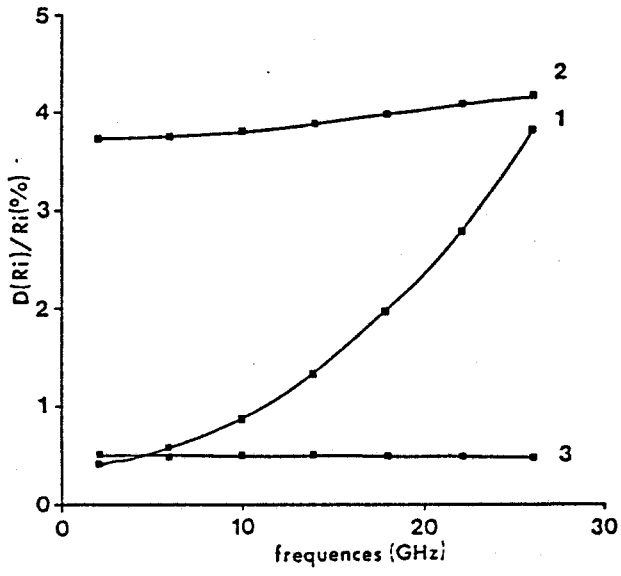


FIGURES 14a à 14g : Influences des éléments parasites séries sur la détermination des éléments intrinsèques (Z=.1 mm).

-1- $D(Zg)/Zg = 10\%$

-2- $D(Zs)/Zs = 10\%$

-3- $D(Zd)/Zd = 10\%$



	$\Delta Z_S/Z_S$	$\Delta Z_g/Z_g$	$\Delta Z_d/Z_d$
$Z = 300\mu$ $\Delta C_{gd}/C_{gd} = 1\%$ $Z = 100\mu$	9 GHz > 26 GHz	12 GHz 20 GHz	> 26 GHz > 26 GHz
$Z = 300\mu$ $\Delta C_{gs}/C_{gs} = 1\%$ $Z = 100\mu$	8 GHz 19 GHz	14 GHz 20 GHz	> 26 GHz > 26 GHz
$Z = 300\mu$ $\Delta G_m/G_m = 1\%$ $Z = 100\mu$	6 GHz 16 GHz	20 GHz > 26 GHz	> 26 GHz > 26 GHz
$Z = 300\mu$ $\Delta G_d/G_d = 1\%$ $Z = 100\mu$	6 GHz > 26 GHz	12 GHz 20 GHz	25 GHz 26 GHz

TABLEAU 3

A partir de ce tableau, nous remarquons que la fréquence limite de détermination de C_{gd} , C_{gs} , G_m , G_d est de 6 GHz dans le cas d'un transistor à grille de 300 μ m de large et de 16 GHz dans le cas d'une grille de 100 μ m.

Les sensibilités des paramètres R_i , τ et C_{ds} en fonction de $\Delta Z_g/Z_g$, $\Delta Z_s/Z_s$ et $\Delta Z_d/Z_d$ sont résumées au Tableau 4 pour les deux largeurs de grille.

		$\Delta Z_S/Z_S$	$\Delta Z_g/Z_g$	$\Delta Z_d/Z_d$
Ri	300 μ m	< 6%	<16%	<3%
	100 μ m	<4.5%	<4%	<0.6%
τ	300 μ m	<9.5%	<13%	<3%
	100 μ m	<5.5%	<5%	<1.5%
Cds	300 μ m	<9.5%	<15%	<1.5%
	100 μ m	<5.5%	<1%	<0.3%

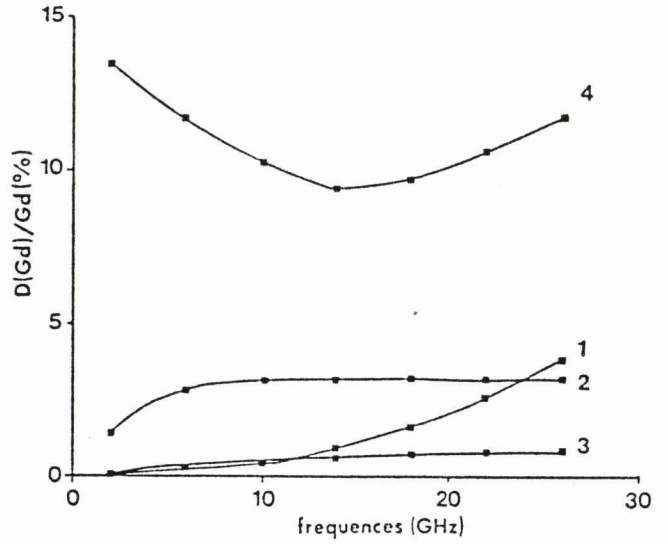
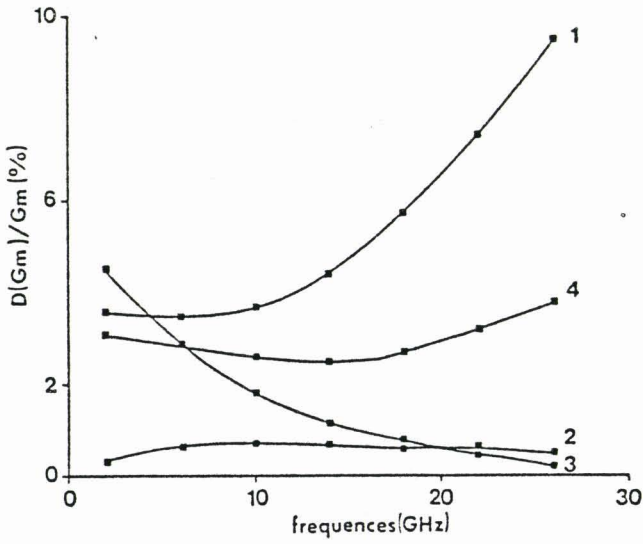
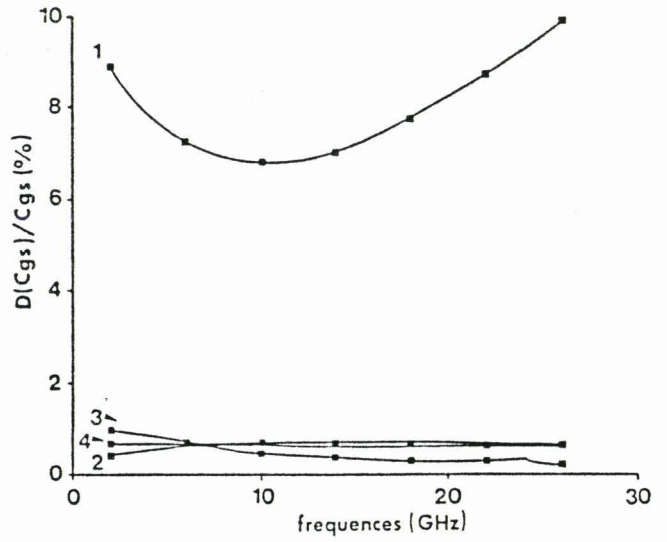
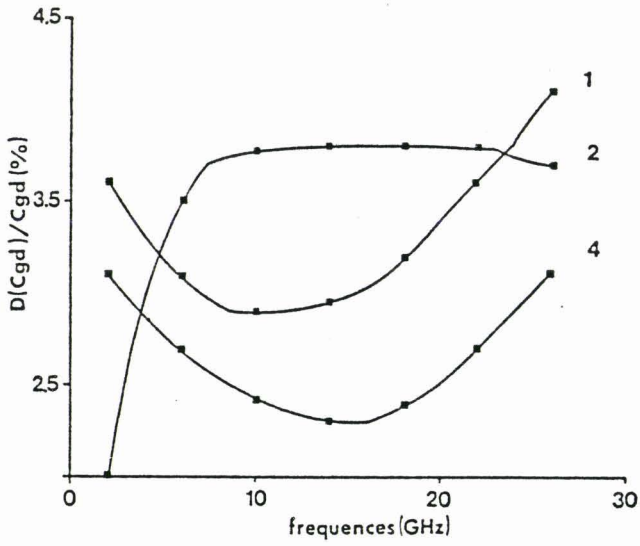
TABLEAU 4

Nous remarquons que ces trois éléments Ri, τ et Cds sont nettement plus sensibles aux erreurs commises sur les éléments parasites séries.

Toutefois en tenant compte de leurs faibles valeurs respectives, ces erreurs relatives résumées au tableau 4 (jusque 26 GHz) restent dans une limite raisonnable (<15% pour Z = 300 μ m ; <6% pour Z = 100 μ m). Les fréquences limites des déterminations de ces trois éléments sont de 15GHz pour Z = 300 μ m et 20GHz pour Z = 100 μ m.

Nous pourrions faire une étude similaire avec les capacités parasites Cpg et Cpd, ces éléments étant en parallèle sur le schéma intrinsèque, une erreur commise sur Cpg (Resp. Cpd) aura une conséquence directe sur Cgs (Resp. Cds).

Pour terminer cette étude concernant la précision de notre méthode d'extraction de schéma équivalent, nous devons analyser la sensibilité de chaque élément du schéma équivalent intrinsèque en fonction des erreurs de mesure ($\Delta S_{ij}/S_{ij}$).



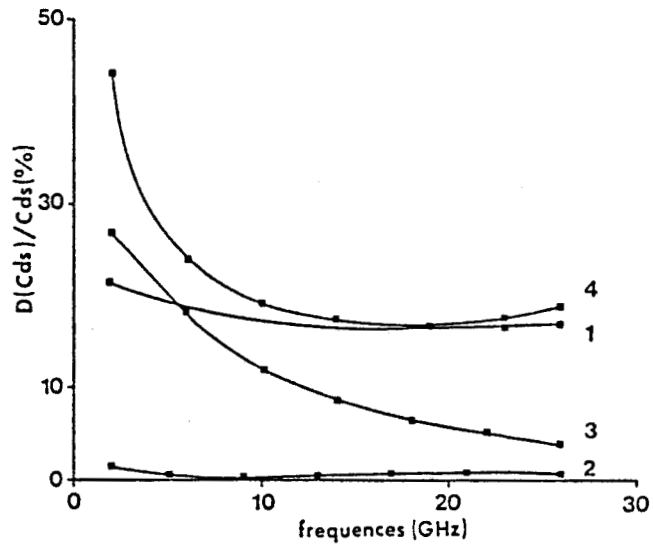
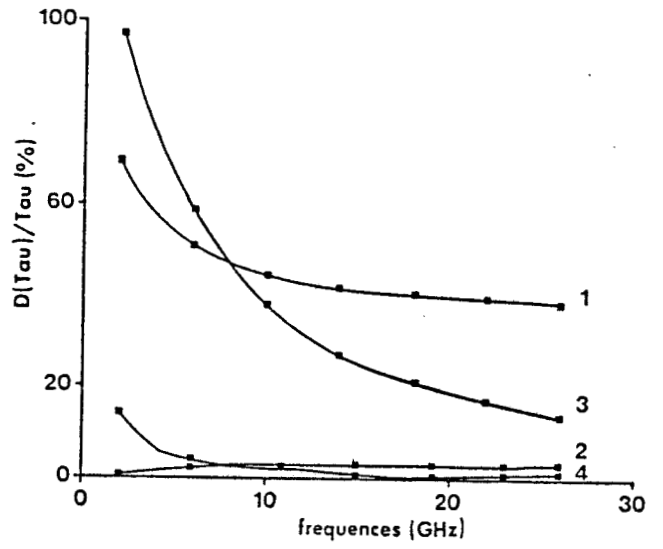
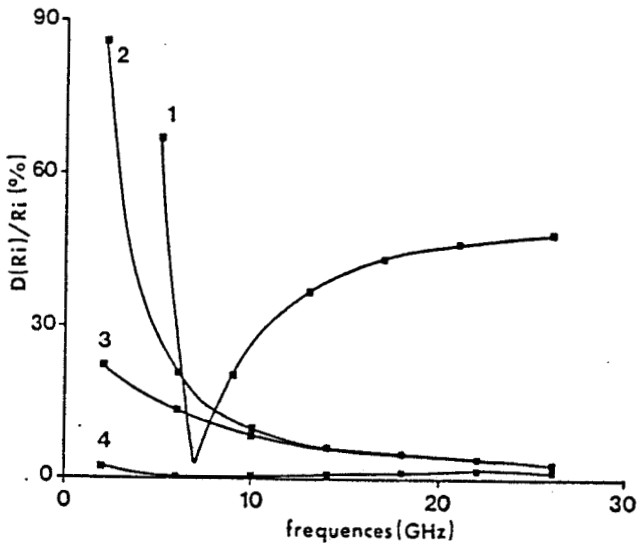
FIGURES 15a à 15g : Sensibilité des éléments intrinsèques en fonction des écarts de mesure.

- 1- $D(S_{11})/S_{11}$
- 2- $D(S_{12})/S_{12}$
- 3- $D(S_{21})/S_{21}$
- 4- $D(S_{22})/S_{22}$

composant: $Z.L_g=300 \times .3 \mu m^2$

système de mesure:

$D_i=-30$ dB; $D_{es}=D_{ec}=-35$ dB; $R_f=R_t=0.1$ dB.



II.3.4.5. Sensibilité des éléments intrinsèques aux erreurs de mesure

Nous connaissons les relations reliant les erreurs relatives commises sur les éléments du schéma intrinsèque en fonction des $\Delta y_{ij}/y_{ij}$ (système d'équations 14), les termes en ω^2 sont négligés afin de simplifier ces expressions.

D'autre part, nous calculons en annexe les erreurs relatives $\Delta y_{ij}/y_{ij}$ en fonction des écarts relatifs des paramètres S_{ij} . Afin que la démarche reste analytique, nous supposons que les éléments parasites sont parfaitement connus.

Nous attribuons aux paramètres S_{ij} une erreur maximale en module et phase correspondante au même système de mesure utilisé dans les simulations précédentes ($D_i = 30\text{dB}$, $D_{es} = 30\text{dB}$, $D_{ec} = 35\text{dB}$, $R_f = R_\tau = 0.1\text{dB}$, $C = 90\text{dB}$).

Les évolutions concernant les erreurs relatives des éléments du schéma équivalent intrinsèque en fonction des écarts de mesure sont représentées aux figures 15 a à 15 g. Le transistor est polarisé dans les mêmes conditions que précédemment ($V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = 0\text{V}$).

- Nous constatons que les éléments particulièrement sensibles à :
 - S_{11} sont C_{gs} , R_i , G_m et τ
 - S_{12} sont C_{gd}
 - S_{21} sont G_m pour les fréquences inférieures à 5GHz
 - S_{22} sont G_d et C_{ds}

- bien que les caractéristiques du système de mesure utilisé (calibré) dans cette simulation sont faibles, la précision concernant les éléments principaux du schéma équivalent (C_{gs} , C_{gd} , G_m , G_d) reste tout à fait satisfaisante.

- les évolutions des éléments dépendant de S_{11} et S_{22} sont pour la plupart des paraboles c'est à dire que l'erreur relative est importante pour des fréquences inférieures à 2GHz et pour des fréquences supérieures à 10-15GHz

Ces évolutions sont dues à deux causes :

i) en basse fréquence, les modules de S_{11} et S_{22} sont proches de l'unité (l'erreur commise sur ces facteurs de réflexion est donc maximale).

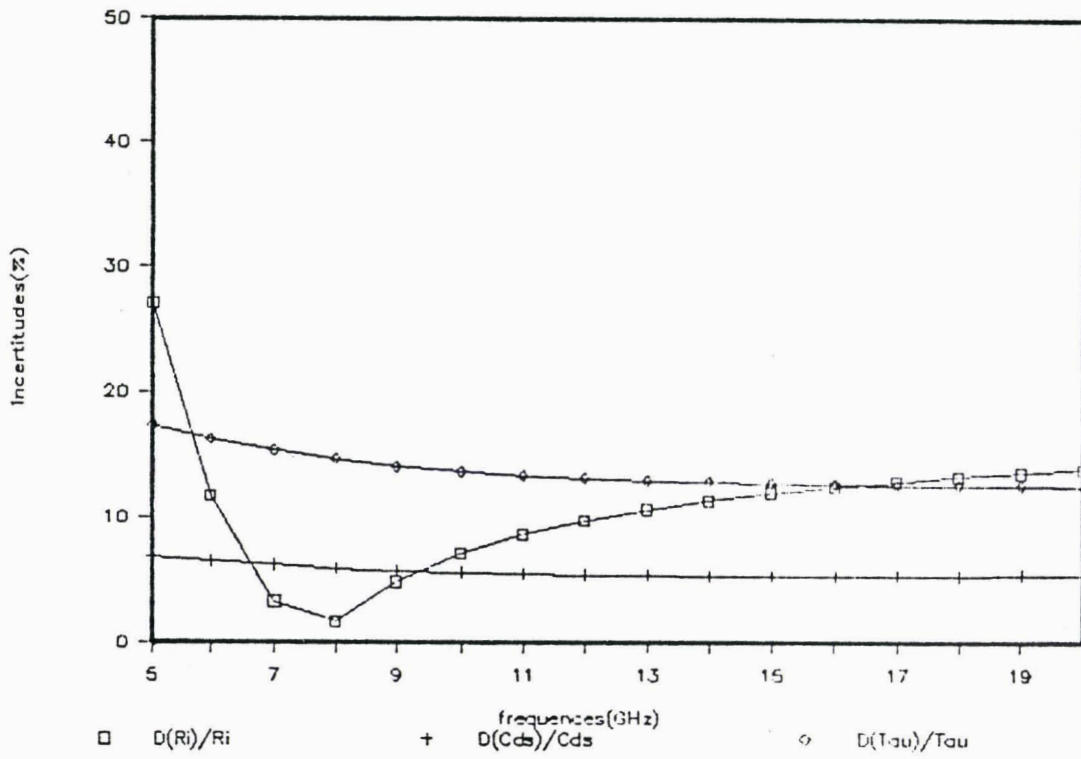
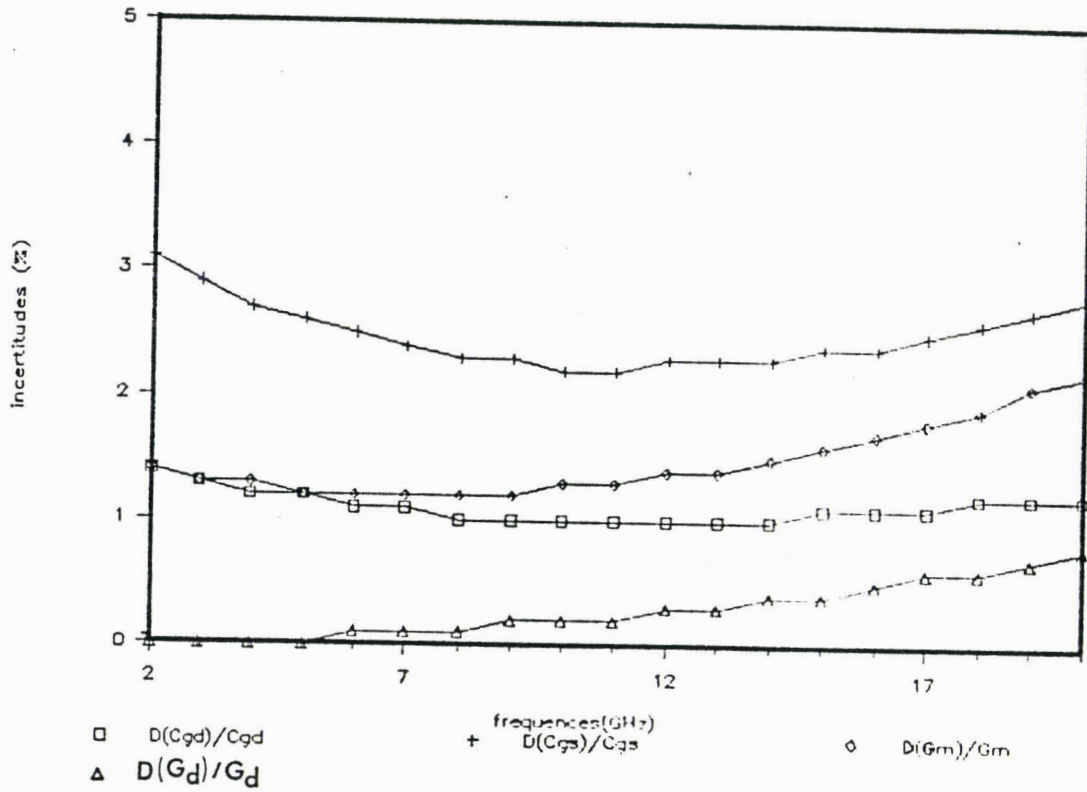
ii) pour les hautes fréquences, les termes en ω^2 , négligés dans les formules aux dérivées partielles simplifiées (système d'équations 14) prennent de l'importance. Ce phénomène n'existe pas dans un cas réel, en effet, nous calculons tous les éléments intrinsèques à partir des formules complètes décrites en Annexe IV.

- Les éléments R_i , τ et C_{ds} sont les plus sensibles aux erreurs de mesure. Nous constatons qu'il est souhaitable de les déterminer pour des fréquences supérieures à 5 GHz.

La première partie de cette étude de précision, nous permet de connaître les différentes fréquences limites où notre méthode d'extraction de schéma équivalent sera la plus efficace. Ces fréquences limites sont résumées au tableau 5 dans le cas du transistor de 300 μm de largeur de grille.

	$\frac{\Delta S_{ij}}{S_{ij}}$	$\frac{\Delta Z_{g,s,d}}{Z_{g,s,d}}$
Eléments parasites séries	< 10 GHz	
Eléments parasites parallèles	5 < f < 15 GHz	
G_m, G_d, C_{gs}, C_{gd}	2 < f < 10 GHz	f < 6 GHz
R_i, τ, C_{ds}	5 < f < 10 GHz	f < 15 GHz

TABLEAU 5



FIGURES 16a et 16b : Sensibilité des éléments intrinsèques au paramètre S11 pour un système de mesures possédant les caractéristiques suivantes: $D_i = -40$ dB; $D_{es} = -40$ dB; $R_f = 0.06$ dB.

La seconde partie de cette étude consiste à connaître la précision que l'on peut effectivement obtenir avec cette nouvelle méthode d'extraction.

En réalité, la précision d'une telle méthode est directement liée à la précision de mesures des paramètres [S], et donc aux performances des moyens et techniques de mesures utilisées dans les limites fréquentielles étudiées précédemment.

Pour cette raison, nous devons considérer dans la suite de cette étude des écarts de mesure (ΔS_{ij}) correspondant à un système de mesure dont on connaît expérimentalement les performances hyperfréquences.

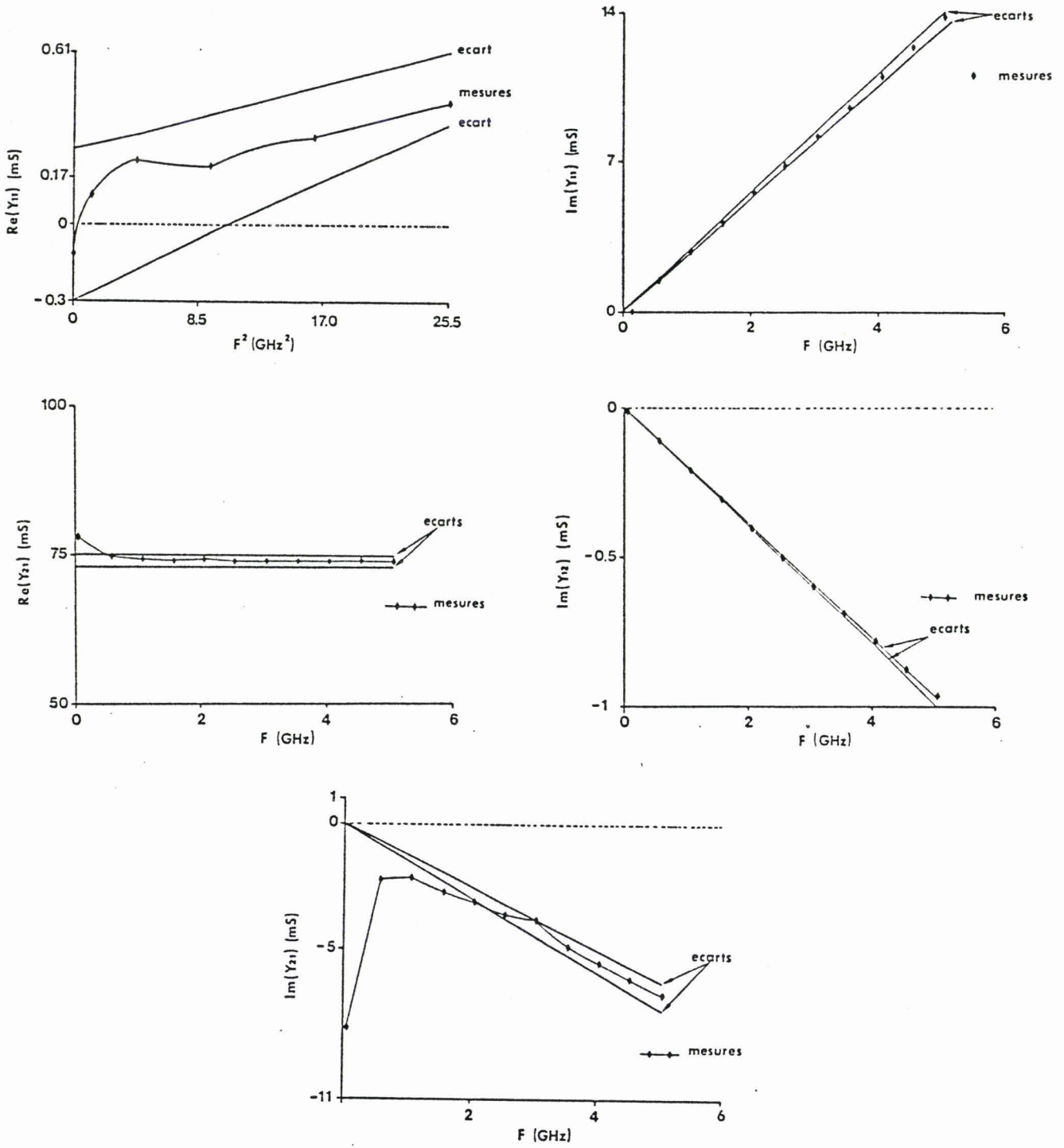
Les performances équivalentes (ou termes d'erreurs résiduelles) de ce dispositif de mesures sont de 1 à 20 GHz :

$D_{ieq} > 40\text{dB}$; $R_{feq} < 0.06\text{dB}$; $D_{eseq} > 40\text{dB}$. Ces performances correspondent à une cellule de mesure de transistor que nous décrirons dans le paragraphe III.

En introduisant les dispersions de mesures de paramètres [S] correspondant à ce dispositif dans notre calcul d'incertitude, nous obtenons les écarts maximaux de détermination des éléments intrinsèques dans la bande 2-20 GHz pour le composant précédemment considéré (NE 67300 $V_{gs} = 0\text{V}$, $V_{ds} = 3\text{V}$). Ces écarts sont représentés aux figures 16a et 16b dans le cas d'une erreur de mesure sur le paramètre S_{11} . Les valeurs limites sont résumées dans le tableau 6.

$\frac{\Delta C_{gs}}{C_{gs}}$	$\frac{\Delta C_{gd}}{C_{gd}}$	$\frac{\Delta G_m}{G_m}$	$\frac{\Delta G_d}{G_d}$	$\frac{\Delta \tau}{\tau}$	$\frac{\Delta R_i}{R_i}$	$\frac{\Delta C_{ds}}{C_{ds}}$
<4%	<2%	*<4%	<2%	$f > 3\text{GHz}$ <20%	$f > 5\text{GHz}$ <30%	<10%

TABLEAU 6



FIGURES 17a à 17e : Validation du calcul d'imprécision à partir des paramètres Y_{ij} intrinsèques mesurés et de leurs écarts théoriques par rapport à $D(S_{11})/S_{11}$.

Dispositif: NE 67300

Système de mesures: $D_i = D_{es} = -40$ dB; $R_f = .06$ dB.

Enfin pour valider les résultats de précision ci-dessus, nous avons comparé aux figures 17a à 17e, les évolutions fréquentielles des $[Y_{ij}]$ intrinsèques expérimentaux et leurs écarts théoriques. (Ces valeurs expérimentales correspondent au transistor et moyens de mesure décrits ci-dessus).

Nous remarquons que pour des fréquences supérieures à 2 GHz, les variations des paramètres y_{ij} expérimentaux sont parfaitement encadrés par les écarts Δy_{ij} calculés.

En conclusion dans ce paragraphe II.3.4, nous avons étudié :

- la sensibilité concernant la détermination des éléments parasites séries et parallèles
- l'influence des éléments extrinsèques sur les éléments intrinsèques du schéma équivalent
- et enfin, la sensibilité aux erreurs de mesures des éléments intrinsèques.

Dans le cas du transistor de 300 μ m de largeur de grille utilisé dans toute cette étude, le tableau 7 résume la précision de détermination du schéma équivalent global d'un tel composant.

. Eléments parasites :

	Incertitudes	Limites fréquentielles
Inductances (Lg, Ls, Ld)	1%	f < 10 GHz
Résistances (Rg, Rs, Rd)	<10%	f < 10 GHz
Capacités "plot"	<10%	5 < f < 15 GHz
<p>. <u>Eléments intrinsèques</u></p> <p>i) influence des éléments extrinsèques</p>		
Cgs, Cgd, Gm, Gd	1%	f < 6 GHz
Ri, τ , Cgs	< 15%	
<p>ii) sensibilité aux erreurs de mesures</p>		
Cgs, Cgd, Gm, Gd	< 4%	
Ri, τ , Cds	< 20%	5 < f < 10 GHz

TABLEAU 7

A partir de ce tableau, nous remarquons tout d'abord que notre méthode analytique permet d'extraire avec une grande précision tous les éléments du schéma équivalent petit signal dans une bande de fréquences relativement faible. Dans ce cas particulier, nous devrions extraire le schéma équivalent de ce transistor à partir de mesures effectuées dans la bande de fréquence 1-10GHz, l'exploitation de ces mesures serait la suivante :

- i) éléments extrinsèques séries \rightarrow 1-10 GHz
- ii) éléments extrinsèques parallèles \rightarrow 5-10 GHz
- iii) C_{gs} , C_{gd} , G_m , G_d \rightarrow 1-5 GHz
- iv) R_i , τ , et C_{ds} \rightarrow 5-10 GHz

Tout au long de cette étude, la largeur de grille paraît être un facteur déterminant sur le choix de la bande de fréquence où l'on déterminera le schéma équivalent avec la meilleure précision.

Nous avons remarqué par exemple aux figures 13 et 14 que la limitation fréquentielle dans le cas d'une largeur de grille de 300 μm est de 6 GHz alors qu'elle est de l'ordre de 16 GHz dans le cas du 100 μm . Nous remarquons donc une proportionnalité entre ces limites fréquentielles et la largeur de grille du transistor considéré.

Nous allons donc essayer de quantifier cette relation dans le paragraphe suivant.

II.3.4.6. Influence de la largeur de grille sur les limites fréquentielles de la détermination du schéma équivalent.

Pour cette étude, nous utilisons la même démarche analytique que précédemment (paragraphe II.3.4.5), en faisant varier cette fois la largeur de grille du transistor considéré.

Nous savons pour cela que les éléments tels que C_{gs} , C_{gd} , G_m , G_d sont proportionnels à Z et R_i proportionnel à $1/Z$. Pour simplifier cette analyse, nous ne considérons que la sensibilité des éléments intrinsèques aux variations du paramètre S_{11} . En effet, nous avons remarqué précédemment que la plupart des éléments intrinsèques étaient particulièrement sensibles à ce paramètre.

Les diverses évolutions issues de cette étude sont représentées aux figures 18a à 18d pour des largeurs de grille allant de $300\mu\text{m}$ à $100\mu\text{m}$.

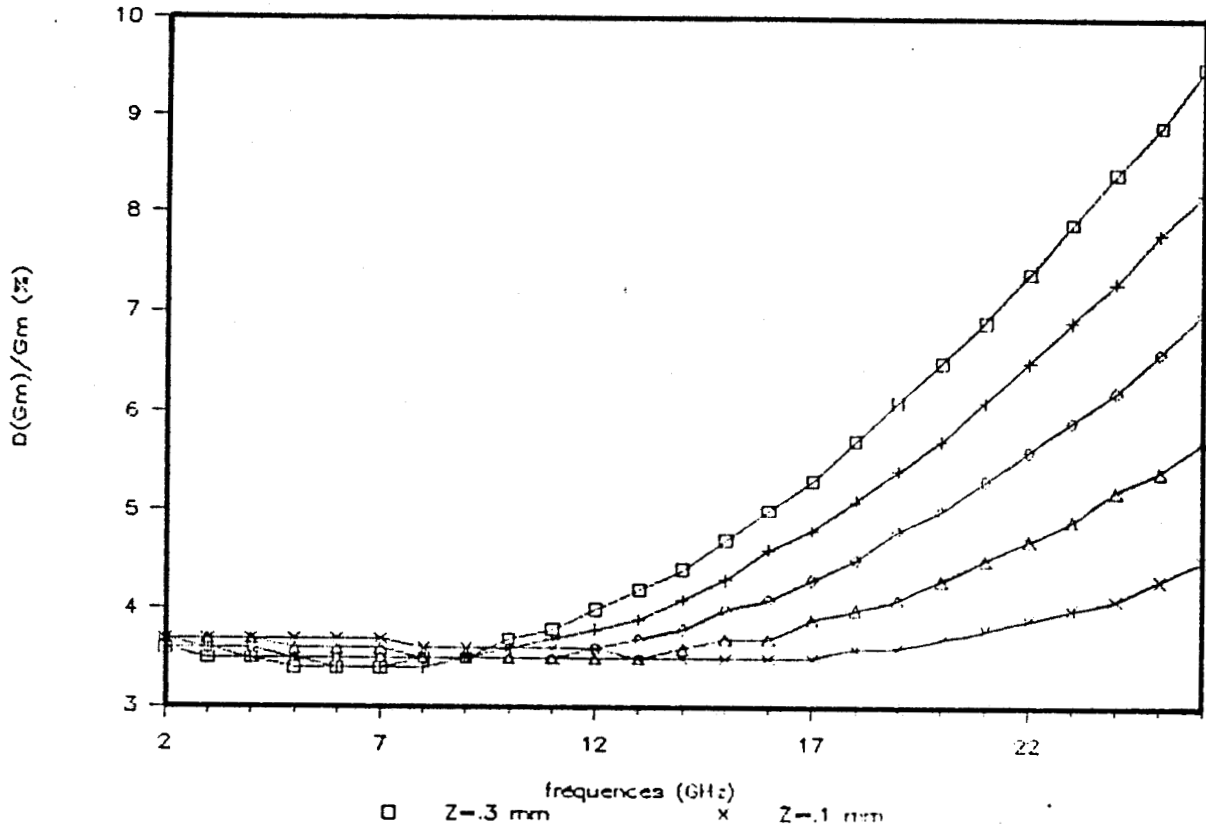
Nous remarquons premièrement que la bande de fréquence 10-15GHz est une limite en deçà de laquelle la précision est maximale pour les largeurs de grille importantes alors qu'au-delà, la précision est maximale pour les largeurs les plus faibles. Cette bande de fréquence correspond en particulier à l'influence des éléments inductifs séries.

Nous remarquons également la quasi-linéarité à fréquence fixée, de l'erreur relative sur les éléments intrinsèques en fonction de Z . Autrement dit la bande de fréquence optimale est translatée quasi linéairement vers les hautes fréquences lorsque Z diminue.

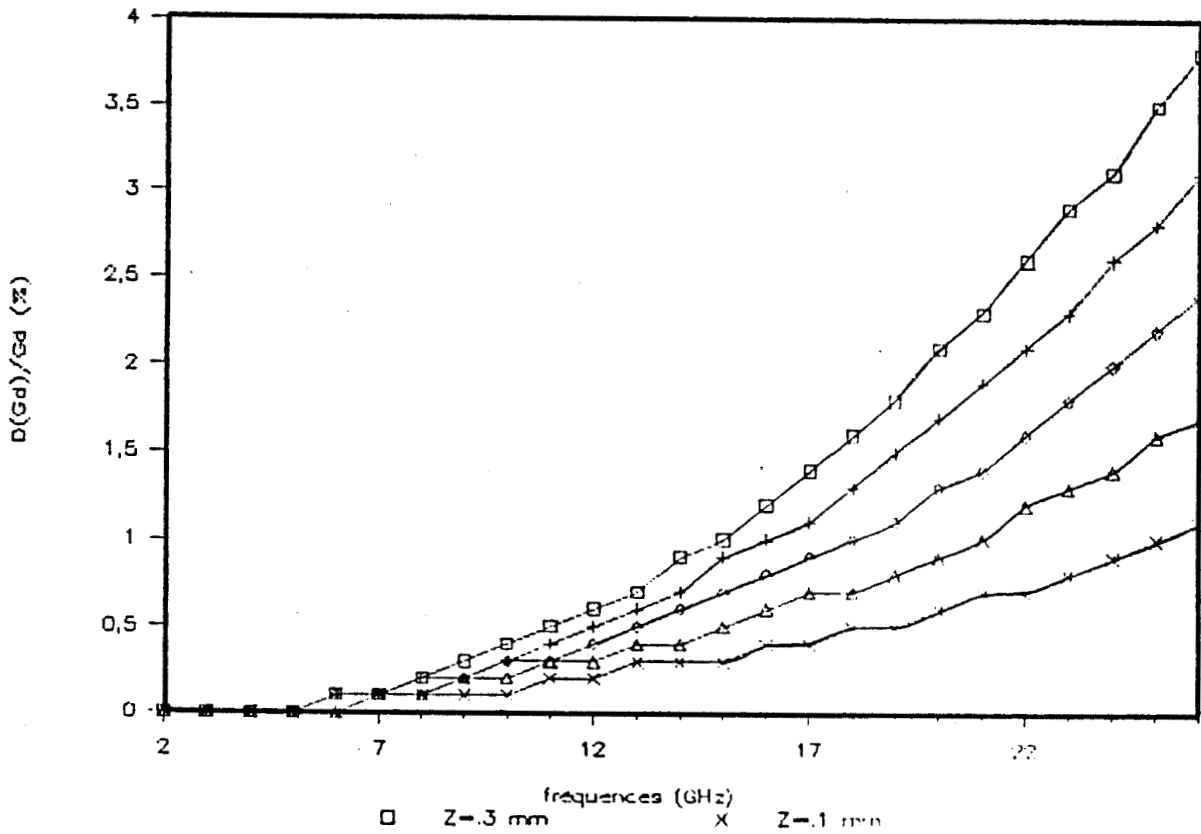
Les bornes inférieures de cette bande augmente de 1 GHz pour une diminution de $\Delta Z = 50\mu\text{m}$, la borne supérieure augmente d'environ 3GHz pour cette même variation.

Ces résultats peuvent être pris en compte dans la programmation de la méthode d'extraction du schéma équivalent, en connaissant le développement de grille du composant sous test.

sensibilité à $D(S_{11})/S_{11}$

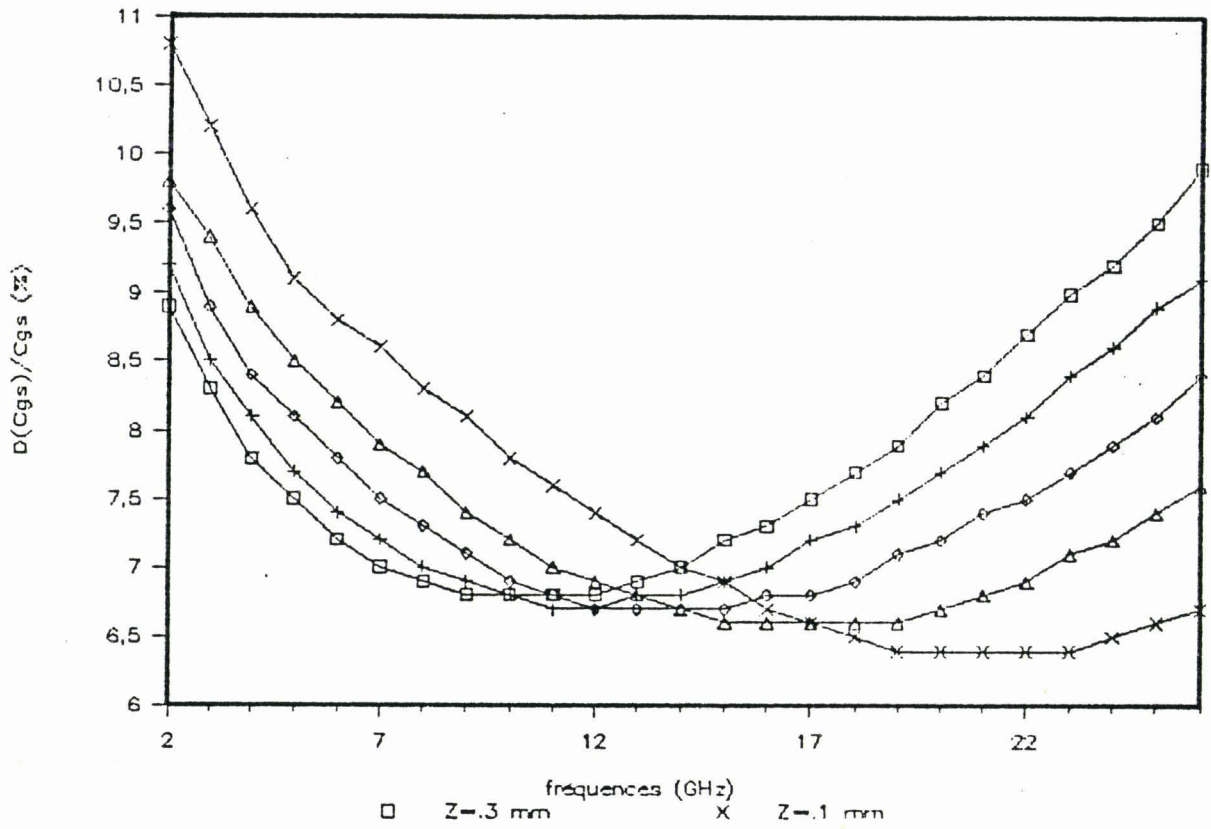


sensibilité à $D(S_{11})/S_{11}$

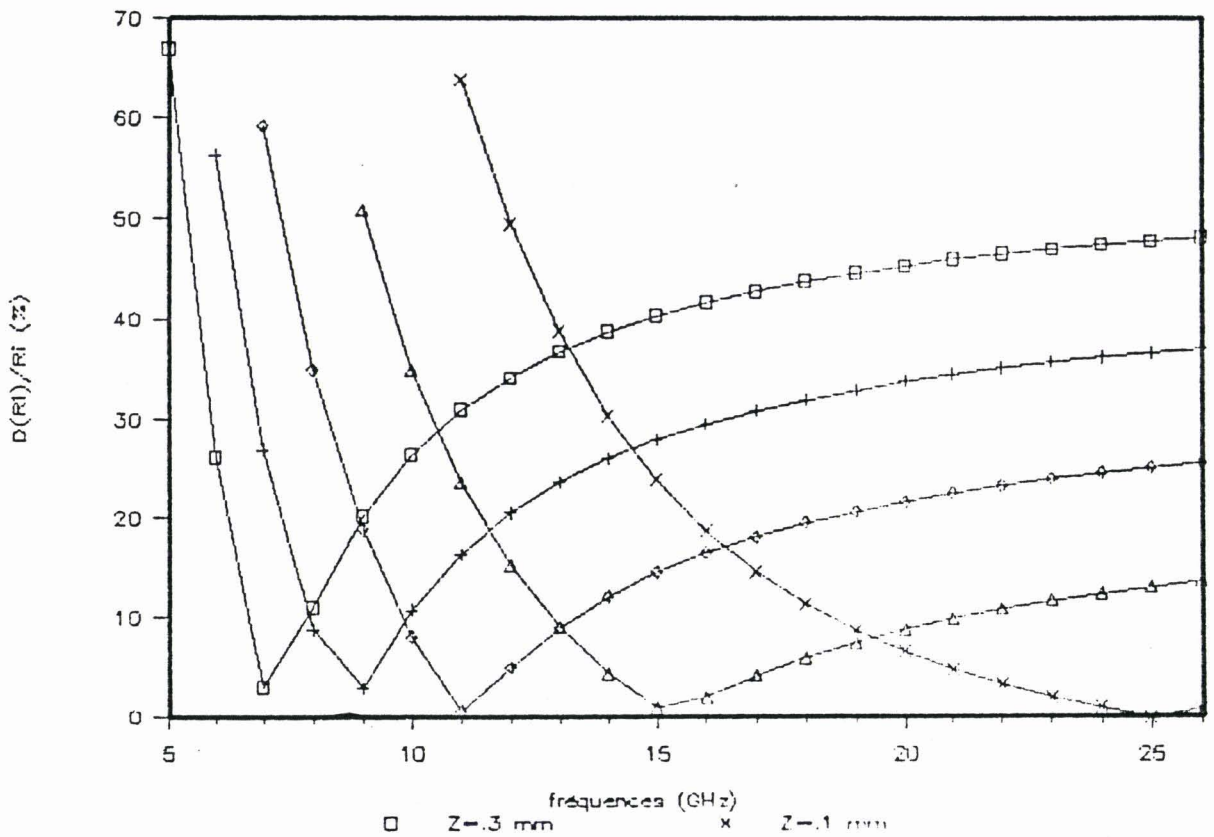


FIGURES 18a à 18d : Sensibilités des éléments intrinsèques C_g, R_i, G_m et G_d à $D(S_{11})/S_{11}$ pour différentes largeurs de grille.

sensibilité à $D(S_{11})/S_{11}$



sensibilité à $D(S_{11})/S_{11}$



II.3.5. Particularités du schéma équivalent des TEC

II.3.5.1. C_{DS} capacité intrinsèque ou extrinsèque ?

Lorsque nous mesurons cette capacité C_{DS} en fonction de la tension grille-source, lorsque le transistor est en régime saturé, nous remarquons que C_{DS} est quasi-invariant en fonction de V_{gs} .

Nous pourrions donc imaginer que cette capacité n'est en fait que la capacité électrostatique du plot de drain.

D'autre part, lorsque nous observons les confrontations entre des paramètres $[S]$ mesurés (sous pointes) et ceux calculés à partir du schéma équivalent classique (C_{ds} intrinsèque), nous remarquons un écart de phase en haute fréquence (>20 GHz) sur le paramètre S_{12} et parfois sur S_{22} .

Cet écart est justement sensible à la position de C_{DS} ; en effet, si nous plaçons C_{ds} comme éléments extrinsèques (capacité "plot" C_{pd}), il se trouve alors en parallèle sur des éléments en contre réaction tel que R_s et L_s , ce qui modifie l'argument d'un paramètre tel que S_{12} .

Pour mettre en évidence ce phénomène, nous prenons le cas d'un transistor mesuré sous pointes hyperfréquences et nous comparons les phases des paramètres $[S]$ mesurés entre 2 et 26 GHz et celles calculées à partir du schéma équivalent déterminé par notre méthode d'extraction.

Ce transistor a été réalisé au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs (série 168) [14], [15]. Son développement de grille est de $0.3 \times 90 \mu\text{m}^2$.

Les éléments du schéma équivalent de ce transistor sont résumés au tableau 8. Ce transistor est polarisé à $V_{DS} = 3V$; $V_{GS} = 0V$.

. Eléments extrinsèques

Ls nH	Ld nH	Lg nH	Rs Ω	Rd Ω	Rg Ω	Cpg PF	Cpd PF
0	0.050	0.020	4.2	5.8	4.9	20	40

. Eléments intrinsèques

Gm ms	Gd ms	Cgs pF	Cgd pF	Ri Ω	τ pS	Cds FF
23.7	4.5	.100	.050	12	.7	0

TABLEAU 8

Les résultats de la confrontation théorie-expérience sont résumés au tableau 9, dans le cas de l'argument des paramètres S_{12} et S_{22} , lorsque nous répartissons progressivement (0 → 100%) Cpd (extrinsèque) et Cds (intrinsèque) ($f = 26.5$ Ghz).

Cpd = %	0	20	40	60	80	100
C _{DS} = %	100	80	60	40	20	0
ΔS_{12}	8.4	7.7	7.0	6.3	5.6	5
ΔS_{22}	6.0	5.4	4.6	3.9	3.1	2.3

TABLEAU 9

Nous constatons alors que l'écart de phase en hautes fréquences entre les paramètres S théoriques et expérimentaux diminuent lorsque nous considérons cette capacité comme extrinsèque.

Cet effet est d'autant plus marqué pour des mesures en boîtier lorsque l'inductance de source L_S est plus importante ($L_S > 0.05$ nH).

II.3.5.2. Existence d'une résistance R_{gd} en série avec C_{gd}

Si nous considérons le schéma équivalent classique, la partie réelle du paramètre y_{12} intrinsèque est théoriquement nulle. en réalité, nous mesurons toujours, et particulièrement lorsque le transistor possède une faible largeur de grille, une partie réelle de y_{12} négative évoluant en fonction de la fréquence.

Cet effet peut être traduit théoriquement par l'existence d'une résistance R_{gd} en série avec C_{gd} .

Physiquement, l'existence de cette résistance est tout aussi plausible que l'existence de R_i ; elle traduit avec C_{gd} , globalement l'effet de distribution de la zone allant de la grille au drain.

Les expressions des paramètres admittances intrinsèques sont décrites par le système d'équations 17).

Nous extrayons directement les éléments intrinsèques à partir du système d'équation 17) en utilisant les formules décrites en annexe.

Comme pour R_i , cette résistance R_{gd} est particulièrement difficile à extraire ; en effet, la partie réelle de y_{12} étant de la forme $R_{gd} C_{gd}^2 \omega^2$, ce terme est très faible même en très haute fréquence (qqc 10⁻⁴).

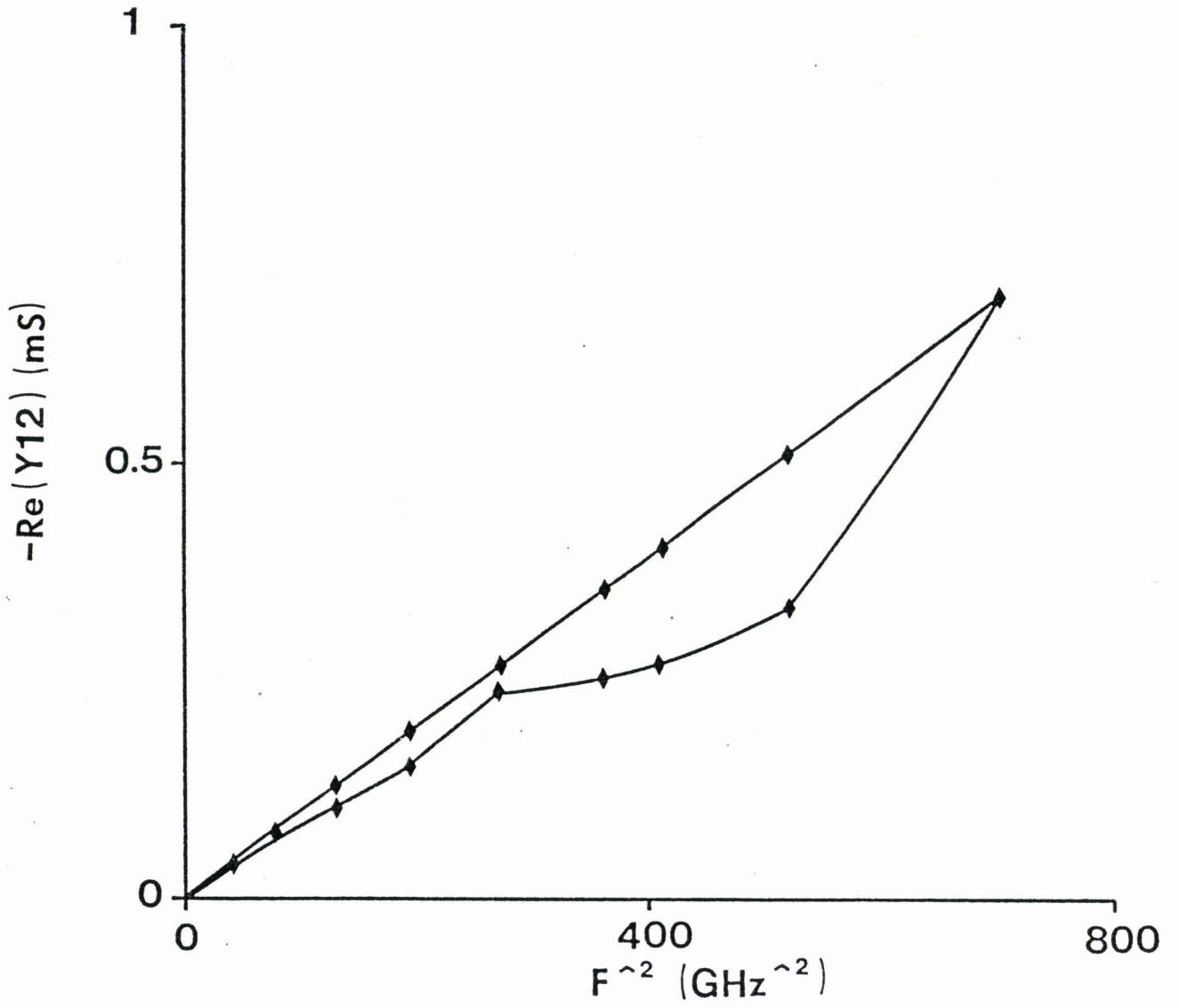


FIGURE 19 : Confrontation théorie-expérience concernant le terme : $\text{Re}(Y_{12})$.

$$\begin{aligned}
 17) \left\{ \begin{aligned}
 y_{11} &= \left(\frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D_1} + \frac{R_{gd} C_{gd}^2 \omega^2}{D_2} \right) + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{D_1} + \frac{C_{gd}}{D_2} \right) \\
 y_{12} &= - \frac{R_{gd} C_{gd}^2 \omega^2}{D_2} - j\omega \frac{C_{gd}}{D_2} \\
 y_{21} &= \frac{G_m \exp(-j\omega\tau)}{(1+j R_i C_{gs} \omega)} - \frac{j C_{gd} \omega}{(1 + j R_{gd} C_{gd} \omega)} \\
 y_{22} &= \left(\frac{R_{gd} C_{gd}^2 \omega^2}{D_2} + G_d \right) + j\omega \left(C_{ds} + \frac{C_{gd}}{D_2} \right)
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

avec $D_1 = 1 + (R_i C_{gs} \omega)^2$ et $D_2 = 1 + (R_{gd} C_{gd} \omega)^2$

La figure 19 montre l'évolution de $\text{Re}(y_{12})$ en fonction de f^2 , dans le cas du transistor CHS série 168 décrit précédemment. Nous remarquons, bien que les mesures aient été réalisées sous pointes, qu'il existe une dispersion notable entre les valeurs expérimentales et théoriques (pour $R_{gd} = 10\Omega$).

Bien que cette résistance n'ait pas une influence majeure sur le comportement hyperfréquences du composant, elle réduit l'écart de phase entre les paramètres S_{12} théorique et expérimental (tableau 10, $f = 26.5 \text{ GHz}$).

	Rgd = 0Ω	Rgd = 15Ω
ΔS_{11}	2.6	3
ΔS_{22}	1.5	0
ΔS_{12}	4.9	1.8
ΔS_{21}	1.6	0.3

TABLEAU 10

Cette résistance Rgd a d'ailleurs été mise en évidence dans un modèle de bruit de TEC faisant appel à un réseau actif distribué non uniforme [16].

En résumé, nous avons démontré au cours de ce chapitre, qu'une telle méthode analytique d'extraction de schéma équivalent permet, de déterminer avec une grande précision les principaux éléments intrinsèques et extrinsèques du schéma équivalent du TEC, mais aussi avec une précision raisonnable des éléments particulièrement difficiles à connaître (R_i , τ , Cds, Rgd).

Pour obtenir de telles précisions, cette méthode nécessite des moyens de mesures hyperfréquences performants ; ces systèmes de mesures peuvent néanmoins être limités à une fréquence de 10 GHz dans le cas de transistors dont la largeur de grille est supérieure ou égale à 200µm. Ceci est un avantage notable dans le cas de mesure en boîtier.

Enfin, cette méthode, étant totalement analytique, nécessite peu de moyens informatiques, de par sa rapidité, elle permet d'extraire le schéma équivalent aussitôt après la mesure, ce qui évite le stockage délicat des paramètres [S] large bande. La programmation de cette méthode est décrite au paragraphe suivant.

II.3.6. Programmation de la méthode d'extraction du schéma équivalent des TEC

Les arbres de programmation décrits en annexe V sont plus particulièrement adaptés à un système de mesure automatisé sur "tranche". Dans ce cas, la procédure de mesure des schémas équivalents pourrait être la suivante :

1) Détermination des éléments extrinsèques sur quelques transistors prélevés uniformément sur toute la surface de la plaquette. Cette détermination ne semble pas être nécessaire pour chaque transistor de la plaquette, surtout si une cartographie "statique", telle que par exemple la mesure de la résistance de métallisation de grille, a été effectuée au préalable.

En effet, seuls les éléments résistifs peuvent être sujets à une dispersion notable sur la plaquette. Les inductances d'accès dans le cas d'un système sous pointes sont liées à l'imperfection des pointes et au positionnement du contact sur les plots d'accès du transistor, de par la reproductibilité de ces contacts, les éléments inductifs sont quasi-invariants. Les capacités extrinsèques (C_{pg} et C_{pd}) étant liés essentiellement à la géométrie des plots, restent également invariante.

2) Test de vérification du bon fonctionnement hyperfréquence d'un transistor.

Avant de mesurer les schémas équivalents d'un transistor pour de nombreux points de polarisation, il est souhaitable de s'assurer du bon fonctionnement de ce transistor en haute fréquence.

Ce test pourrait être simplement la détermination du gain en courant de court circuit $|h_{21}|^2$ à 10 GHz pour une polarisation particulière ($V_{ds} = 3V$, $V_{gs} = 0V$).

II.4 DETERMINATION DES PERFORMANCES HYPERFREQUENCES DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

La connaissance des performances hyperfréquences d'un transistor est de première importance pour la conception des circuits monolithiques ou hybrides. Une mesure précise de ces performances permet également de comparer différents types de composants, de procédés technologiques dans des conditions fréquentielles propres à leurs utilisations.

Cette détermination des performances hyperfréquences consiste à calculer à partir des paramètres $[S]$ mesurés les diverses réponses fréquentielles en puissance d'un composant.

Afin de limiter une éventuelle extrapolation de ces divers gains en puissance pour déterminer les différentes fréquences de transition, ces paramètres $[S]$ devront être mesurés dans une bande de fréquences la plus large que possible.

Il est souhaitable de déterminer différents gains en puissance correspondant à des conditions d'adaptations particulières [17].

II.4.1. Définitions des différents gains en puissance

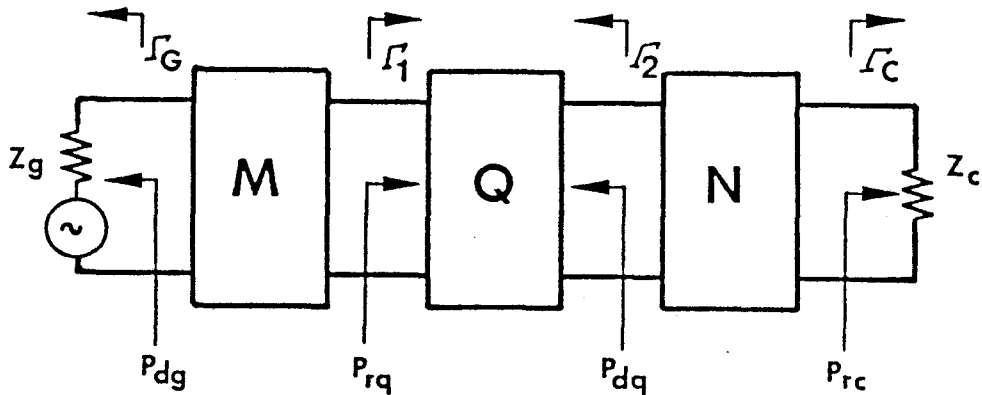


Figure 20

En se référant à la figure 20 représentant le synoptique classique de mesures de puissance de quadripole, nous pouvons définir deux types de puissance.

- les puissances disponibles par le générateur et le quadripole P_{dG} et P_{dQ} .
- les puissances réellement délivrées au quadripole et à la charge P_{dQ} et P_{rC} .

La différence (en dB) de ces deux types de puissance (disponibles et réelles) sont les pertes de désadaptation M et N entrée/sortie. Nous pouvons donc écrire :

$$\begin{aligned}
 17') \quad \left\{ \begin{aligned}
 M(\text{entrée}) &= \frac{P_{rQ}}{P_{dG}} = f(\Gamma_G, \Gamma_1) \\
 &= \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)(1 - |\Gamma_1|^2)}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_G|^2} \\
 N(\text{sortie}) &= \frac{P_{rC}}{P_{dQ}} = f(\Gamma_G, \Gamma_2) \\
 &= \frac{(1 - |\Gamma_C|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_2 \Gamma_C|^2}
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

avec Γ_1 et Γ_2 les facteurs de réflexion ramenés dans les plans du quadripole.

En écrivant les différentes combinaisons des rapports entre les puissances disponibles et réelles, nous définissons un certain nombre de gains en puissances, ces différents gains correspondant en réalité à des conditions d'adaptation bien particulières.

Les deux gains particulièrement utilisés sont le gain en puissances réelles (délivrées) et le gain en puissances disponibles. Le premier est particulièrement utilisé pour les mesures de puissance des systèmes microondes, le second est utilisé pour les mesures de facteurs de bruit.

- Gain en puissances réelles

Nous supposons donc ici que le générateur fournit au dispositif de mesures, sa puissance maximum ($\Gamma_1 = \Gamma_G^*$).

$$G_p = \frac{PrC}{PrQ} = f(\Gamma_c, [S])$$

18)

$$= \frac{1}{1 - |\Gamma_1|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_c|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_c|^2}$$

- Gain en puissances disponibles

$$G_D = \frac{PdQ}{PdG} = f(\Gamma_G, [S])$$

19)

$$= \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_2|^2}$$

Nous supposons cette fois qu'il y a la condition d'adaptation entre la sortie du dispositif de mesure et la charge ($\Gamma_2 = \Gamma_C^*$).

A partir de ces deux gains en puissance, nous pouvons définir le gain en transconductance (ou transducique), ce gain est le plus général et peut être défini dans des conditions d'adaptation entrée/sortie quelconque.

$$20) \quad G_T = \frac{PrC}{PdG} = G_D \cdot N = G_p \cdot M = f(\Gamma_G, [S], \Gamma_c)$$

$$= \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_c|^2}$$

Le gain maximum disponible : (M.A.G.)

Ce gain correspond au transfert maximum de puissance entre l'entrée et la sortie du quadripole actif. Ce transfert maximum a lieu lorsque $\Gamma_G = \Gamma_2^*$ et $\Gamma_G = \Gamma_1^*$ (Γ_1 et Γ_2 étant les facteurs de réflexion ramenés en entrée et en sortie des quadripoles actifs), ce qui revient à dire que $M = N = 1$.

Ce gain ne peut être défini dans la zone de fréquences où le transistor est inconditionnellement stable, c'est à dire : $\Gamma_1 < 1$ et $\Gamma_2 < 1$; en effet, si ce n'était pas le cas (effet de résistance négative-oscillations), nous ne pourrions pas obtenir les conditions d'adaptation précédemment décrites avec des terminaisons à partie réelle positive.

Pour que Γ_1 et Γ_2 restent à l'intérieur d'un cercle de centre (0.0) et de rayon unité (transistor inconditionnellement stable), nous devons respecter l'inégalité suivante :

$$21) k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\text{Det}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|} > 1$$

K est alors appelé facteur de stabilité.

Le gain maximum disponible peut alors s'écrire :

$$22) G_{d_{\max}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (K - \sqrt{k^2 - 1})$$

- Le gain unilatéral en puissance

Ce gain correspond aux mêmes conditions d'adaptation entrée-sortie que précédemment auxquelles nous ajoutons une adaptation en contre-réaction : $S_{12}' = 0$.

Ce gain est donné par l'expression suivante :

$$23) U = \frac{1}{2} \frac{|S_{21}/S_{12} - 1|^2}{K |S_{21}/S_{12}| - R_e(S_{21}/S_{12})}$$

Ce gain est le plus élevé que l'on puisse obtenir avec un quadripole actif. La fréquence de transition f_{\max} ($U = 1$) est alors appelée fréquence maximum d'oscillation.

- Le gain en courant de court-circuit $|h_{21}|$

Ce gain est particulièrement utilisé dans le cas des transistors. La fréquence de transition f_T de ce gain est une première limitation fréquentielle du composant. En effet elle ne dépend par définition que des caractéristiques intrinsèques de ce composant G_m , C_{gs} .

Ce gain peut être également obtenu par simple transformation de paramètres $[S_{ij}]$ en paramètres hybrides. Dans ce cas, ce gain dépend également des éléments extrinsèques.

$$24) |h_{21}|^2 = \left| \frac{-2 S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12} S_{21}} \right|^2$$

Sa fréquence de transition est donc inférieure à $f_T = G_m/2\pi C_{gs}$.

- Le gain maximum lorsque le transistor est conditionnellement stable ($K < 1$). G_{ms}

$$25) G_{ms} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

Ces divers gains ne sont pas tous directement exploitables pour la conception des systèmes microondes. Par exemple le gain unilatéral est pratiquement impossible à réaliser avec un transistor à effet de champ à faible développement de grille ; en effet, pour compenser, en contre réaction une capacité Cgd de quelques 10^{-15} F, il serait nécessaire d'utiliser des inductances de quelques nH.

Seuls les gains G_m et $G_{d_{max}}$ sont directement exploitables en conception.

Néanmoins lorsque nous traçons les évolutions fréquentielles de l'ensemble de ces gains ainsi que les paramètres [S], nous obtenons l'ensemble des données techniques hyperfréquences d'un composant (hormis les caractéristiques de bruit).

Par exemple la fréquence de transition du $|h_{21}|^2$ paraît être une limite raisonnable d'utilisation d'un transistor.

Les différentes fréquences de transition f_T , f_U , f_m peuvent être calculées en fonction des éléments du schéma équivalent à partir des transformations de paramètres [S] en paramètre [Z] ou [Y] [19].

- Fréquence de transition de $|h_{21}|^2 = f_T$

$$25) f_T = \frac{G_m}{2\pi C_{gs}}$$

Cette limite f_T intervient d'ailleurs dans les expressions des autres fréquences de transition et dans l'analyse du bruit.

- Fréquence de transition du gain maximum disponible, f_m

$$27) f_m = \frac{f_T}{2\sqrt{G_d}} \cdot \frac{1}{\left[\left(R_o + \frac{\omega_T L_s}{2} + \frac{f_T}{2f_o} (R_o + R_g + \omega_T L_s) \right) \right]^{1/2}}$$

avec $f_o = \frac{G_d}{2\pi C_{gd}}$, $f_T = \frac{G_m}{2\pi C_{gs}}$, $R_o = R_s + R_i + R_g$

- Fréquence maximum d'oscillation, f_u

$$28) f_u = \frac{f_T}{2\sqrt{G_d}} \cdot \frac{1}{\left[R_o + \frac{f_T}{f_o} R_g \right]^{1/2}}$$

Ces deux fréquences de transition dépendent :

- de la limitation fréquentielle intrinsèque du composant f_T et f_o .

- de limitations fréquentielles dues aux éléments parasites : R_s, R_g, L_s .

II.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la caractérisation des transistors à effet de champ et plus particulièrement à la détermination de leur schéma équivalent "petit signal".

Nous avons décrit une méthode originale permettant la détermination directe et précise de tous les éléments extrinsèques et intrinsèques du schéma équivalent "petit signal".

Cette méthode entièrement analytique permet de déterminer les éléments extrinsèques (inductances, résistances d'accès, capacités électrostatiques) à partir de paramètres $[S]$ mesurés en polarisant le transistor à $V_{DS} = 0V$. Connaissant ces divers éléments parasites, nous déterminons les éléments intrinsèques des paramètres $[S]$ expérimentaux par de simples calculs matriciels.

Une étude concernant la précision de cette méthode nous a permis de connaître, les bandes de fréquence optimales de mesures en fonction de la largeur de grille, mais aussi les erreurs maximales commises sur chacun des éléments du schéma équivalent en fonction des écarts de mesure.

Cette méthode, pouvant être directement incorporée à un programme d'acquisition de paramètres $[S]$ expérimentaux, est particulièrement adaptée aux mesures sur tranches en milieu industriel ; elle évite en outre le stockage délicat des paramètres $[S]$ large bande.

CHAPITRE II

- [1] TEMCAMANI, Thèse, à paraître

- [2] BELACHE A., Thèse à paraître

- [3] A. CAPPY,
"Propriétés physiques et performances potentielles des composants submicroniques à effet de champ : structures et à gaz d'électrons", Thèse d'Etat,

- [4] L. YANG et S.I. LONG, "New method to measure the source and drain resistance of the GaAs MESFET", IEE Electron Dev. Letters, Vol. EDL-7, n°2, pp. 75-77, 1986.

- [5] M.Y. LIENHART, "Contribution à la modélisation des transistors à effet de champ en AsGa pour les circuits intégrés monolithiques microondes"

- [6] MINASIAN (R.A.), Simplified GaAs MESFET model to 10GHz, Electr. Letters (1977), 13, n°8, pp. 541-549.

- [7] A. HIGASHISAHARA, F. HASEGAWA,
"Estimation of fringing capacitance of electrodes on S.I. GaAs substrate", Electronics Letters, 22nd May, 1980, vol. 16, n°11.

- [8] W. CURTICE, R. CAMISA, "Self-consistent GaAs FET models for amplifier design and device diagnostics", M.T.T.-32, VOL. 2, décembre 1984.

- [9] MAKUNDA B. BAS,
"Millimeter-wave performance of ultrasubmicrometer gate field effect transistors : a comparison of MODFET, MESFET and PBT structures", IEEE Transactions of electron Devices, vol. ED-34, n°7, July 1987.

- [10] G. DAMBRINE, A. CAPPY, F. HELIODORE, E. PLAYEZ, "A new method for determining the FET small signal equivalent circuit", IEEE MTT, Vol-36, n°7, July 1988.
- [11] G. DAMBRINE, A. CAPPY,
"Détermination rapide et précise du schéma équivalent "petit signal" des transistors à effet de champ", Annales des Télécommunications, 43, n°5-6, 1988.
- [12] F. DIAMAND, M. LAVIRON, "Measurement of the extrinsic series elements of a microwave MESFET under zero current conditions", Proc. of 12th Eumc (1982), pp. 451-456.
- [13] HOWE, BECHTEL, "Current saturation and small signal characteristics of GaAs field effects transistors", IEEE Trans. Elec. Devices (1973), 20, n°3, pp. 213-220.
- [14] VANBREMEERSCH J., GODTS P., CONSTANT E., DAMBRINE G.,
"Réalisation de TEC AsGa de transconductance supérieure à 700mS/mm et à fréquence de coupure élevée", Revue de Physique Appliquée, Janvier 1989.
- [15] VANBREMEERSCH J., GODTS P., CONSTANT E., DAMBRINE G.,
"Technologie optimisée par l'obtention de TEC AsGa de transconductance supérieure à 700 ms/mm", J.N.M. III-V, Oléron, Juin 1988.
- [16] CAPPY A., HEINRICH W., "High-frequency FET noise performance : a new approach", IEEE Electron Devices, January 1989.
- [17] G.D. VENDELIN, "Design of amplifiers and oscillators by the S-parameter method", Wiley-Interscience, 1982.
- [18] E. STRID,
Noise measurement for low-noise GaAs FET amplifiers.
MSN : November 1981.
- [19] CAPPY A., "Propriétés physiques et performances potentielles des composants submicroniques à effet de champ : structures conventionnelles et à gaz d'électrons bidimensionnel", Thèse d'Etat.

CHAPITRE III

CHAPITRE III : ETUDE EXPERIMENTALE

III.1. MESURES ET CARACTERISATIONS HYPERFREQUENCES : GENERALITES

Le transistor destiné aux applications hautes fréquences (utilisation > qq MHz) est tout particulièrement difficile à caractériser dans une large bande de fréquences.

Les principales raisons de cette difficulté sont :

- la structure planaire de ce type de composant
- les paramètres [S]
- son instabilité potentielle.

En effet, lorsque nous désirons réaliser ou utiliser un dispositif de mesures hyperfréquences large bande adapté en particulier aux transistors à effet de champ, nous nous confrontons à ce type de problème.

Par exemple, une cellule de mesure peut avoir d'excellentes caractéristiques hyperfréquences dans la bande 12-18 GHz, et toutefois présenter des impédances trop faibles pour certaines fréquences comprises entre 1 et 10 GHz entraînant le risque d'oscillation du composant sous test.

Les paramètres [S] d'un TEC en particulier le facteur de réflexion S_{11} est proche de l'unité (en module) pour des fréquences faibles devant sa fréquence maximale d'utilisation.

Cette caractéristique engendre une grande difficulté d'adaptation lors des mesures en puissance ou de facteur de bruit.

Enfin de par sa structure planaire, la qualité des mesures hyperfréquences de TEC dépendent fortement des diverses transitions permettant la connexion entre des dispositifs tels que l'analyseur de réseaux, les adaptateurs, les sources..., et le composant sous test.

Le transistor peut se présenter sous trois formes :

- en plaquette (ou wafer)
- en puce (chip)
- en boîtier (BMH60, microboîtier...)

Les mesures hyperfréquences des TEC en boîtier (BMH60, ...) présentent les avantages suivants :

- mise en oeuvre et coûts restreints
- mesures répétitives aisées (tests industriels)

En contre- partie, les mesures en boîtier et particulièrement les mesures de paramètres $[S]$, sont relativement imprécises et peu reproductibles. Ces inconvénients impliquent une caractérisation de ces transistors en boîtier pour des fréquences inférieures à 18 GHz voir 10 GHz si l'on veut conserver une précision convenable. Les causes principales de ces défauts sont la présence d'éléments parasites importants (connectique, capacités de boîtier, transitions).

Malgré l'existence de techniques de mesures microondes sur "tranches", les mesures des TEC en puces restent d'actualité dans certains cas particuliers :

- les mesures en basses températures (77K et 4K)
- la caractérisation hyperfréquence de composants commerciaux.
- les mesures pour de fréquences supérieures à 40 GHz.

D'ailleurs un certain nombre de cellules de mesure de transistors en "puce" existent actuellement sur le marché jusque 26,5GHz (Design Technic, Cascade Microtech, Hewlett Packard..) [1], [2],[3].

Ces techniques et moyens de mesure des transistors en "puce" ont l'avantage d'être peu coûteuses (comparativement aux mesures sous pointes) et de réaliser des mesures précises et reproductibles.

Pour certains types de cellules cette bonne reproductibilité de mesures est due à l'excellente répétabilité du contact entre un connecteur (coaxial) et une structure planaire (microruban, coplanaire) (>46dB à 26,5GHz), pour d'autres cette transition est figée et n'intervient pas entre plusieurs mesures.

En contre partie comme pour les mesures de transistor en boîtier, le composant sous test est connecté à la cellule de mesure par thermocompressions, ce qui entraîne des éléments parasites inductifs relativement importants.

En ce qui concerne la montée en fréquence (>26 GHz) ces cellules possèdent des dimensions mécaniques de plus en plus faibles, entraînant des difficultés de réalisation et d'utilisation.

Enfin, depuis environ deux années, il existe des systèmes de mesure hyperfréquences sous pointes. Ces systèmes permettent donc avec les mêmes avantages des pointes de mesures continues, de mesurer les caractéristiques hyperfréquences des composants directement sur la plaquette (wafer) jusque 40 GHz.

Les principaux avantages de ces pointes de mesures hyperfréquences sont :

- la facilité d'emploi
- la reproductibilité des contacts
- la précision de mesure
- l'absence de thermocompression ($Li < qcq \text{ pH}$).

Ces dispositifs de mesures hyperfréquences, de par ces avantages, deviennent indispensables en milieu industriel pour le suivi de technologie et/ou de conception des composants et circuits intégrés microondes.

Pour valider et mettre au point notre méthode d'extraction de schémas équivalents, nous avons été amené à concevoir et réaliser une cellule de test de T.E.C. en "puce", les dispositifs de mesure sous pointes n'étant pas encore disponibles à l'époque.

Cette cellule de mesure présente de bonnes caractéristiques hyperfréquences jusque 35 GHz, sa réalisation est relativement simple, elle permet des mesures précises et reproductibles, son coût est relativement faible.

En contre partie, étant donné ses faibles dimensions mécaniques, elle nécessite un équipement de microsoudures bien adapté, et une procédure de calibrage délicate.

III.2. CONCEPTION ET REALISATION D'UNE CELLULE DE TESTS HYPERFREQUENCES DE TEC EN "PUCE"

III.2.1. La conception

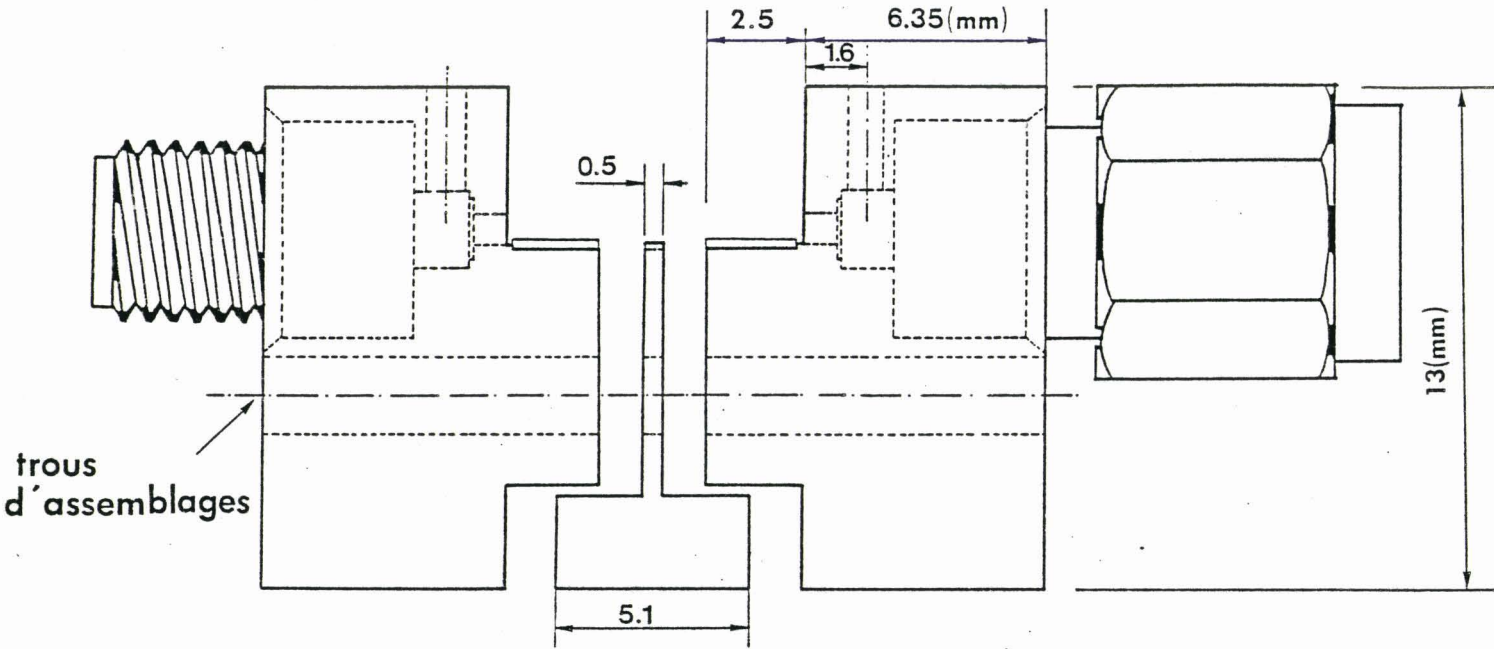
III.2.1.1. Généralités

Les deux principaux critères pour effectuer des mesures précises en structure planaire sont :

- la répétabilité des mesures
- les performances du dispositif de mesures

La répétabilité des mesures, c'est à dire les différences en module et phase des facteurs de réflexion et de transmission lorsque nous effectuons un certain nombre de mesures dans une configuration de cellule donnée, est le point clé de la conception d'une cellule de mesure.

En effet, actuellement grâce aux analyseurs de réseaux automatiques et aux techniques de calibrages adaptées aux structures planaires, nous pouvons tenir compte des imperfections des dispositifs de test à la seule condition que ces imperfections restent invariantes entre plusieurs mesures ou entre le calibrage et la mesure. Par contre, nous ne devons pas sous-estimer l'aspect caractéristiques hyperfréquences du dispositif de test, si les performances de la cellule sont bonnes, l'écart entre les paramètres [S] mesurés et réels sera d'autant plus faible.



plans de référence

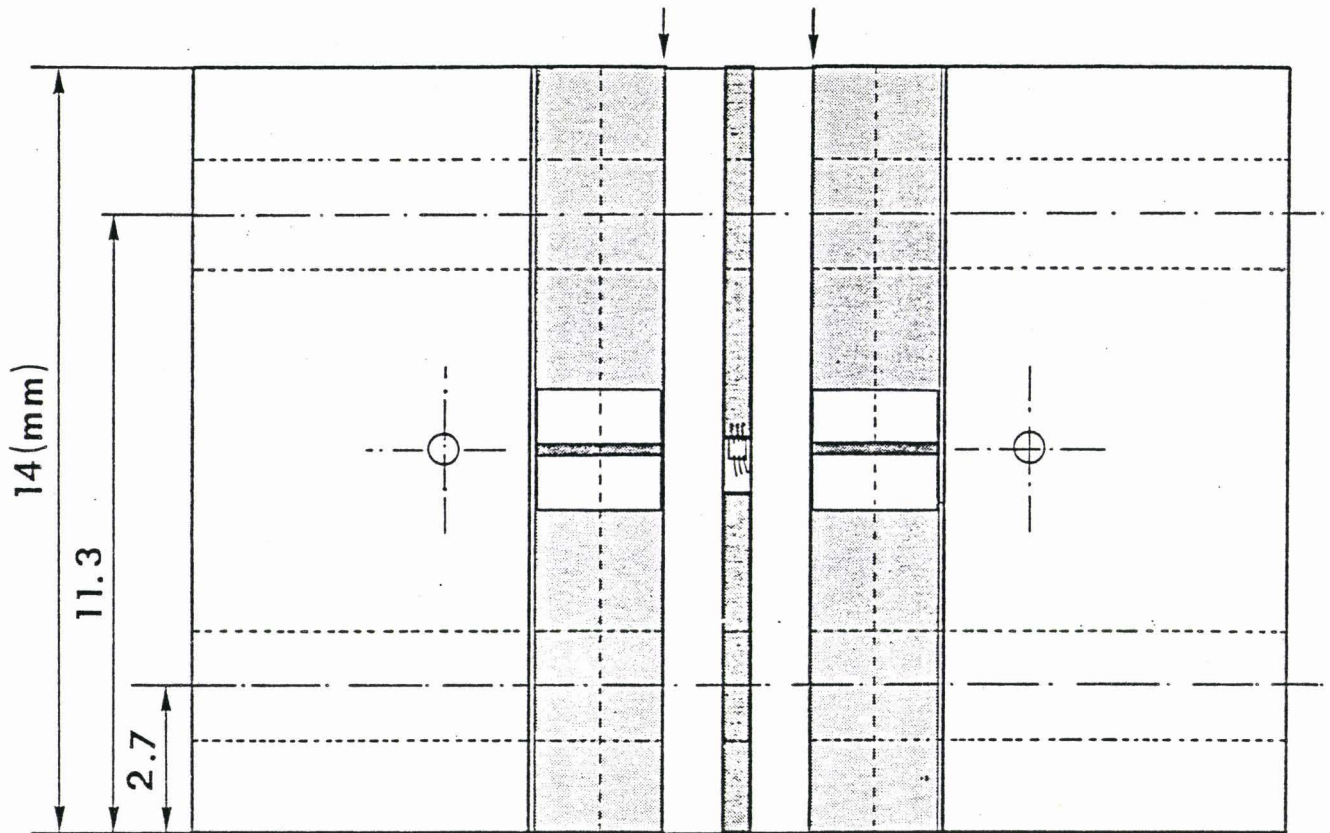


FIGURE 1: Synoptique de la cellule de mesures.

Les causes d'une mauvaise répétabilité des mesures sont essentiellement liées aux différents interfaces entre les parties constituant la cellule de test.

Il est donc important de limiter ces interfaces ou de les rendre invariants lors des multiples opérations mécaniques et électriques.

Ces principaux interfaces sont :

- la connection analyseur de réseaux-cellule
- connecteur (coaxial) ou tronçon de guide-structure planaire (microruban, coplanaire, ou composant)
- la transition entre les accès microruban, coplanaire, guide d'onde et le composant.

A ce stade, nous nous confrontons au dilemme suivant : plus la cellule doit être facile d'emploi (mesures répétitives en milieu industriel), plus elle présente une complexité mécanique qui augmente en général le nombre des interfaces [4], [5].

Pour concevoir notre cellule [6], nous avons choisi de réduire au mieux ces interfaces, et de les figer mécaniquement. Ce choix a été effectué au détriment de la facilité d'utilisation.

III.2.1.2. Présentation de la cellule

La cellule de mesures de transistor en "puce" représentée à la figure 1 est constituée de trois parties :

- 2 transitions coaxiale-planaire
- 1 support de composant ou "insert".

Ces trois pièces mécaniques sont reliées par deux vis.

Les transitions coaxiale-microruban ou demi-boîtier ont la particularité d'être mécaniquement invariants lors des mesures de composant ou des calibrages. Les extrémités de ces demi-boîtiers pourront être considérés comme des plans de référence.

Les dispersions de mesures ne sont causées que par les connections des ces demi-boîtiers à l'analyseur de réseaux ou les connections des dispositifs sous test aux demi-boîtiers.

La dispersion de mesures entre les demi-boîtiers et l'analyseur de réseaux est directement liée à la reproductibilité des contacts des connecteurs K. Cette répétabilité est de l'ordre de -50dB jusqu'à 26 GHz.

Bien que nous puissions tenir compte des inductances parasites des connections entre le composant sous test et la ligne microruban, nous pouvons obtenir une bonne reproductibilité de mesure en laissant ces connections sur le composant après sa caractérisation.

Le composant est collé sur une mécanique centrale ou insert. On attribue à chaque composant à tester un insert.

III.2.1.3. Conception de la transition coaxiale-planaire constituant les flasques de la cellule de mesures

Cette transition comporte trois parties :

- le support mécanique
- le support de propagation (ligne microruban)
- le connecteur

a) Le connecteur

Les deux critères que nous avons retenus pour le choix du type connecteur sont :

- la bonne reproductibilité des connections, sans détérioration des contacts centraux, ni de la partie constituant l'isolation électrique entre les conducteurs extérieurs et intérieurs.
- les performances hyperfréquences convenables jusque 35-40 GHz.

De par ce dernier critère, les connecteurs APC 7 mm et SMA (f'utilisation < 18GHz) sont à écarter ; pour atteindre des fréquences au moins de 34 GHz, nous disposons de connecteurs du type - APC 3.5 mm, APC 2.4 mm, K, SSMA. Ce dernier (SSMA) sera écarté, de par sa structure mécanique (téflon) en effet les forces de serrage lors de la connection n'étant pas constantes, les performances de ce connecteur se dégradent après plusieurs connections.

Les connecteurs APC 3,5 mm (f < 37 GHz) et APC 2,4 mm (f < 55 GHz), sont des connecteurs de précision particulièrement utilisés dans

les dispositifs de mesures (analyseurs de réseaux). Ils pourraient donc parfaitement convenir pour notre utilisation.

En contre partie ces connecteurs et leurs équipement de montage de qualité métrologique sont très coûteux.

Nous avons choisi un connecteur type k (WILTRON), connecteur dont le diamètre intérieur du conducteur extérieur est de 2.92 mm, est conçu pour être utilisé jusque 45 GHz.

Les différentes fréquences limites sont calculées à partir de l'équation 1) donnant la fréquence théorique où les modes supérieurs peuvent être excités.

$$1) F_c = 190.5 \frac{1}{\epsilon_r (D + d)} \quad (\text{GHz})$$

D et d sont respectivement le diamètre intérieur du conducteur extérieur et le diamètre extérieur du conducteur intérieur du connecteur (mm). ϵ_r est la constante diélectrique relative du matériau isolant.

Ces connecteurs sont totalement compatibles avec les connecteurs APC 3.5 m [7]. On peut également connecter un connecteur type K à un connecteur SMA bien que la connection K femelle-SMA mâle dégrade fortement la reproductibilité des mesures du connecteur k après plusieurs contacts.

Toutes les caractéristiques mécaniques et électriques des connecteurs K sont décrites en annexe I.

Les connecteurs K existent en deux versions pour les mécaniques :

- le connecteur à flasque fixé par deux ou quatre vis

- le connecteur à visser (Sparkplug)

Il existe également une version spécifique au montage sur un semi-rigide de .118 inch de diamètre extérieur.

Pour des raisons de précision mécanique concernant le positionnement du connecteur par rapport au support, nous avons choisi les connecteurs en version "à visser" (K102M et K 102F).

b) Le support de propagation

Les différents isolants les plus utilisés en microondes sont

- le téflon
- les duroïds
- l'alumine
- le saphire
- le quartz

Les duroïds sont communément utilisés dans les circuits hybrides microondes, en effet contrairement aux substrats alumine, etc... leur découpe et usinage sont faciles à réaliser. Ils existent pour différentes valeurs de constante diélectrique.

En contre partie, les lignes réalisées sur ces types de substrat se dégradent rapidement après quelques thermocompressions. Il est d'ailleurs conseillé de rigidifier ces substrats par une plaque métallique collée sur le plan de masse. Les contacts doivent être dorés pour les thermocompressions. Néanmoins, de bonnes caractéristiques de cellules possédant des connecteurs K, dont les lignes d'accès sont réalisées en duroïd (127 μm) ont été obtenues jusque 40 GHz [8].

Nous avons choisi de réaliser les lignes d'accès 50Ω , sur substrat alumine de $254\mu\text{m}$ d'épaisseur.

Avec une telle épaisseur de substrat, les problèmes de dispersion et de rayonnement sont négligeables jusque 40 Ghz . La largeur des lignes d'impédance caractéristiques de 50Ω sont sur ce substrat de $220\mu\text{m}$.

Nous avons choisi des alumines métallisées dont l'épaisseur de métallisation est d'environ $10\mu\text{m}$. Ces métallisations permettent des thermocompressions multiples sans dégradation importante.

La découpe de ces alumines est réalisée à partir d'une machine de découpe de composant semi-conducteur en utilisant des lames spécifiques aux matériaux très durs. Ces lames sont en réalité composées de grains de diamant agglomérés dans une résine.

La partie la plus importante à concevoir dans ce type de cellule, est l'interface entre la sortie du connecteur et la ligne microruban.

Nous avons opté pour la solution proposée par le constructeur des connecteurs type K (WILTRON) et représentée à la figure 2.

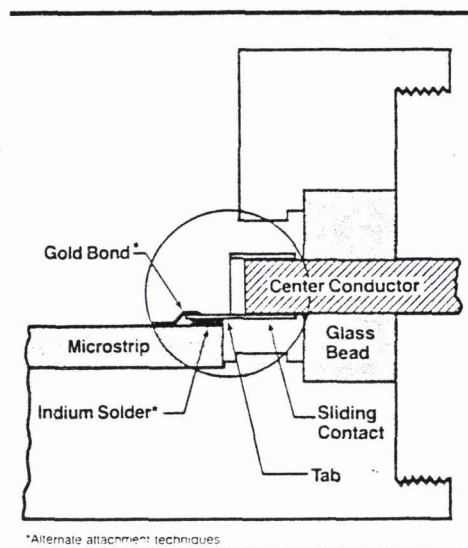


Figure 2

La liaison entre le connecteur et la ligne microruban est réalisée à partir d'une pièce métallique coulissant sur le conducteur central, dont l'extrémité plate de ce contact coulissant repose sur la ligne microruban.

Cette transition coaxiale-microruban est améliorée en créant un espace de $100\mu\text{m}$ entre le bord de référence de la mécanique et l'extrémité du substrat d'alumine.

Ce contact coulissant a le grand avantage d'optimiser les performances hyperfréquences de la cellule en le déplaçant progressivement sur la ligne microruban.

Cette transition étant particulièrement difficile à réaliser et à reproduire, nous avons choisi de la figer définitivement. Pour cela, nous collons le contact coulissant sur la ligne microruban à l'aide d'une colle conductrice;

Il reste à ce stade à déterminer la longueur du substrat. Cette longueur aura une influence directe sur les facteurs de réflexion des demi-boîtiers, en particulier les facteurs de réflexion présentés dans les plans du transistor à tester.

En fait, si les pertes présentées par les demi-boîtiers sont très faibles, les augmentations des facteurs de réflexion qui ont lieu environ tous les $(2n + 1) \lambda_g/4$, n'auront pas d'incidence sur le comportement hyperfréquence du composant sous test.

En réalité, le problème majeur se situe pour des fréquences supérieures à 26 GHz. En effet, pour ces fréquences, les performances des cellules de mesure se dégradent alors que les modules des facteurs de réflexion des composants sous test diminuent.

De ce fait, l'augmentation du facteur de réflexion de la cellule aux fréquences correspondent à $(2n + 1)\lambda_g/4$, peuvent perturber les mesures.

Pour pallier à ce problème, nous devons soit utiliser différentes longueurs de ligne afin de couvrir la bande de fréquences désirées, soit utiliser des lignes suffisamment courtes pour que cet effet de résonance soit hors d'une bande considérée.

La figure 3 représente les évolutions théoriques des fréquences de résonance correspondantes à $(2n + 1) \lambda g/4$ en fonction de la longueur (mécanique) des lignes microruban 50Ω réalisées sur alumine ($\epsilon_{\text{reff}} = 7$), pour $n = 0, 1, 2$.

Les valeurs limites des longueurs des accès 50Ω en fonction de la bande de fréquence désirée sont résumées au tableau 1.

Nombre de résonance	0-40 GHz	0-26.5GHz	26.5-40 GHz
0	$l < 0.7\text{mm}$	$l < 1.1\text{mm}$	$l < 0.7$ ou $1.1 < l < 2.1$ ou $3.2 < l < 3.5$
1	$l < 2.1\text{mm}$	$l < 3.3\text{mm}$	$0.7 < l < 2.1$ ou $2.1 < l < 3.5$

TABLEAU 1

En réalité, les fréquences de résonance présentées par une cellule de test seront inférieures aux fréquences théoriques calculées précédemment. En effet, les connecteurs et la transition coaxiale-microruban augmentent la longueur électrique équivalent de l'ensemble. Les longueurs de lignes 50Ω données au tableau 1 sont donc des valeurs maximales.

Pour une cellule conçue pour des mesure jusque 40 GHz, une ligne de 2mm de longueur semble être la solution optimale.

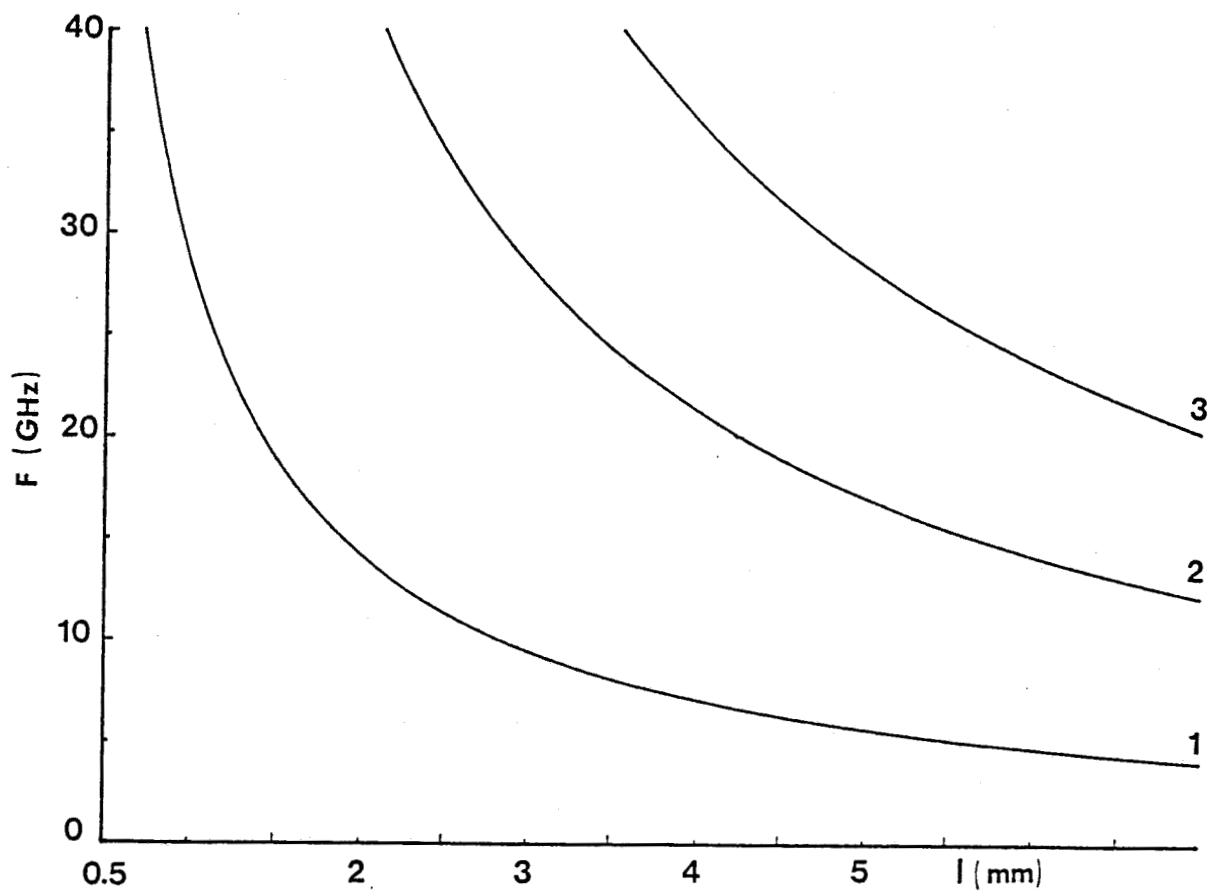


FIGURE 3 : Evolutions théoriques des fréquences de résonance correspondantes à $(2n + 1) \cdot \lambda_g/4$

En effet, 0.7 mm (pas de résonance jusque 40 GHz) donnerait des dimensions de cellule trop faible, ce qui augmenterait les difficultés de réalisation et d'utilisation, alors qu'une ligne de 2mm engendre une seule résonance (~ 12GHz) dans une zone fréquentielle suffisamment basse pour que la cellule présente de faibles pertes.

Dans le cas où nous voulons réaliser une cellule présentant de bonnes performances jusque 26.5 GHz, tout en améliorant la facilité d'emploi, nous pouvons choisir des longueurs de lignes allant jusque 3mm.

En tenant compte de tous ces critères, nous avons retenu trois longueurs de lignes :

0-40 GHz	l = 1.9 mm
0-35 GHz	l = 2.4 mm
0-26.5 GHz	
31-40 GHz	l = 2.7mm

c) Le support mécanique

Les côtes et la forme de ce support sont fortement liées aux différents choix concernant le connecteur et le support de propagation.

Nous assemblons les trois parties de la cellule par deux vis ; nous devons donc nous assurer qu'il y ait une continuité des différents plans de masse (absence de "gap" d'air). Pour cela nous avons réalisé le support mécanique et l'insert de manière à ce que la force de serrage des trois pièces soit maximale au niveau du composant sous test (voir figure 4).

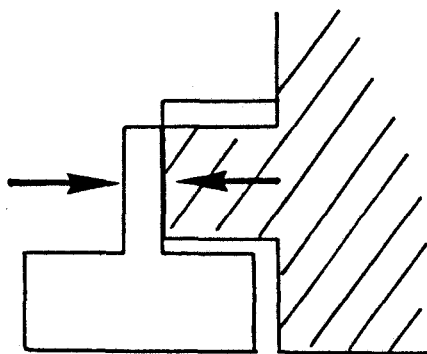


Figure 4

Toutes les pièces métalliques sont dorées, pour éviter les oxydations et permettre les éventuelles thermocompressions.

III.2.1.4. Conception du support-composant (Insert)

Ce support étant attribué à chaque composant à tester, il doit être très simple.

Il est constitué d'une simple tranche métallique où l'on collera le composant à tester, et d'une embase permettant une stabilité lors du stockage. Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'il est souhaitable de réduire au maximum les inductances parasites des interconnexions. Il faut minimiser la longueur de ces interconnexions.

Pour cela, nous avons choisi, une épaisseur de l'insert de $500\mu\text{m}$; nous aurons donc des connexions de grille et de drain inférieures à $250\mu\text{m}$ ($\sim 0.25\text{nH}$).

Nous avons vu également dans le second chapitre, l'importance de minimiser l'inductance parasite de source. Pour cela nous

pouvons utiliser selon la topologie du composant deux techniques concernant la connexion de source.

La première consiste à multiplier le nombre de fils, la seconde à disposer trois ou quatre fils à 90° (voir figure 5) afin d'annuler les effets de mutuelle-inductance.

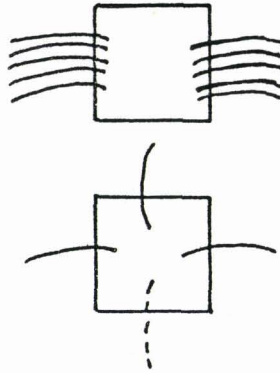


Figure 5

En effet, par expérience, nous avons constaté que le fait d'augmenter le nombre de fils en parallèle, ne diminuait pas en proportion l'inductance équivalente.

Par expérience, nous obtenons des inductances de source minimales de 40-50pH pour une dizaine de fils en parallèle, et inférieures à 10pH pour trois fils à 90° .

Pour réduire encore la longueur des connexions de source, nous réalisons un évidement dans l'insert (figure 6) de $200\mu\text{m}$ ou $500\mu\text{m}$ de hauteur (selon les épaisseurs des composants à tester) afin que la surface supérieure de la puce soit dans le même plan que les lignes d'accès et la zone de l'insert où l'on réalise les connexions de source;

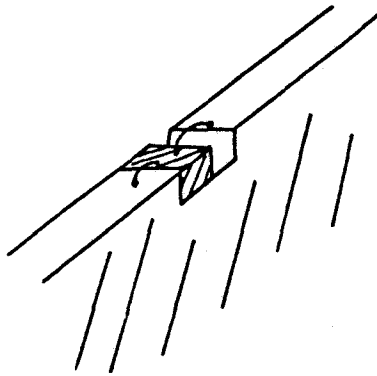


Figure 6

III MODELISATION ET PREVISIONS DES PERFORMANCES HYPERFREQUENCES DE LA CELLULE.

Avant de passer à l'étape de la réalisation, nous devons nous assurer que les performances hyperfréquences de la cellule décrite précédemment puissent nous permettre d'atteindre une bonne précision de mesure de paramètres [S].

Les caractéristiques microondes de cette cellule sont directement liées à celles des connecteurs K, de la ligne microruban et de la transition entre ces deux éléments.

Connaissant précisément les caractéristiques mécaniques de chacun de ces éléments, nous en avons déduit un schéma équivalent composé de lignes de transmission caractérisées par leurs impédances caractéristiques Z_c , leurs constantes diélectriques ϵ_r , et enfin par leurs pertes métalliques et diélectriques α .

Les différentes discontinuités entre chaque tronçon de ligne sont modélisées par une capacité, le contact coulissant permettant la liaison entre le connecteur et la ligne microruban est simulée par une inductance [3].

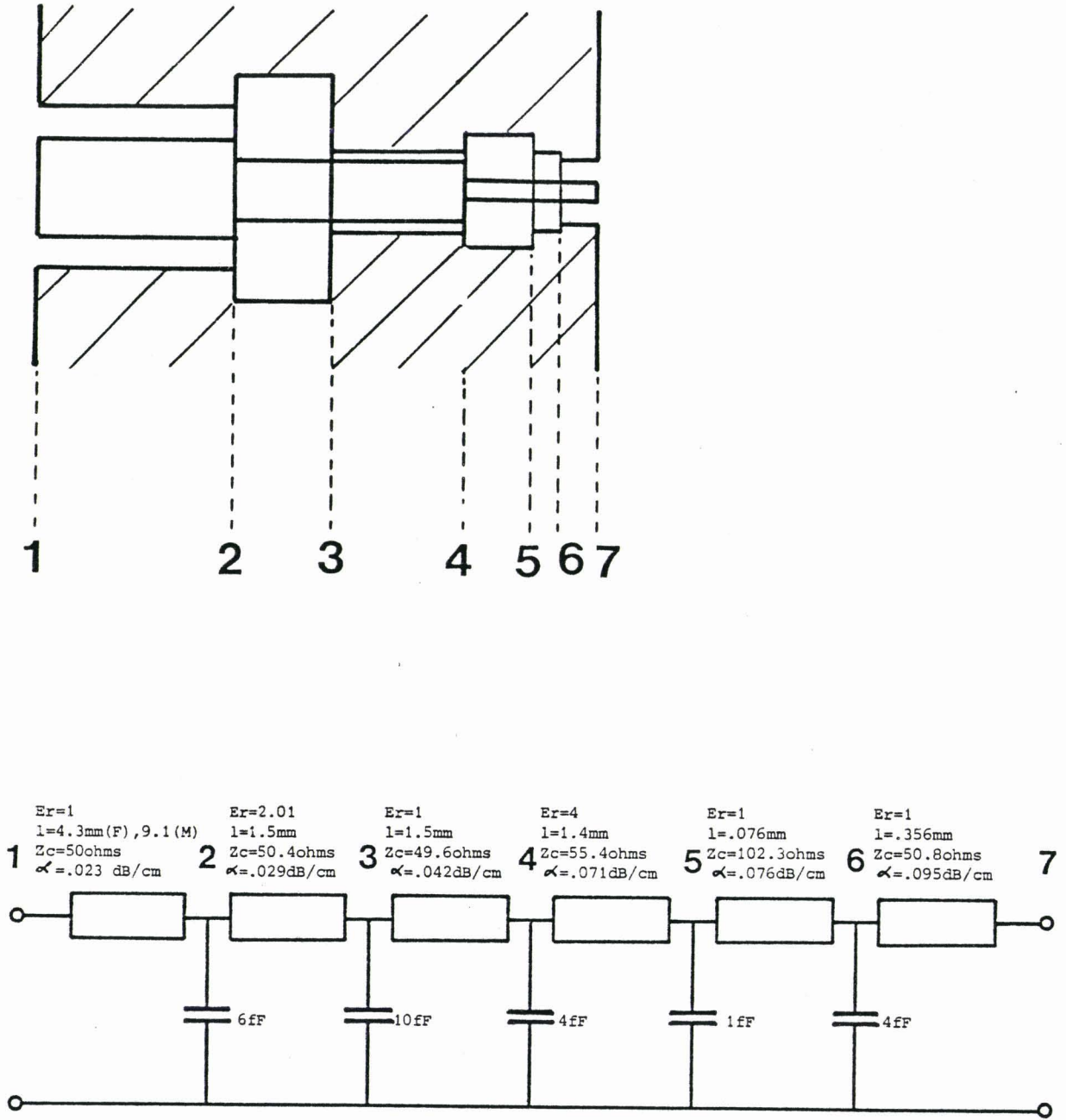


FIGURE 7: Structure simplifiée d'un connecteur K et de son schéma électrique équivalent.

La figure 7 représente la structure simplifiée du connecteur K, ainsi que le schéma électrique équivalent correspondant à cette structure.

Pour analyser la réponse fréquentielle d'un tel schéma, nous avons utilisé le logiciel d'aide à la conception des dispositifs microondes "Touchstone".

Pour permettre la comparaison théorie-expérience lors de la caractérisation de la cellule, nous avons étudié deux demi-boîtiers mis en cascade (Thru), l'un possédant un connecteur K femelle, l'autre un connecteur K mâle.

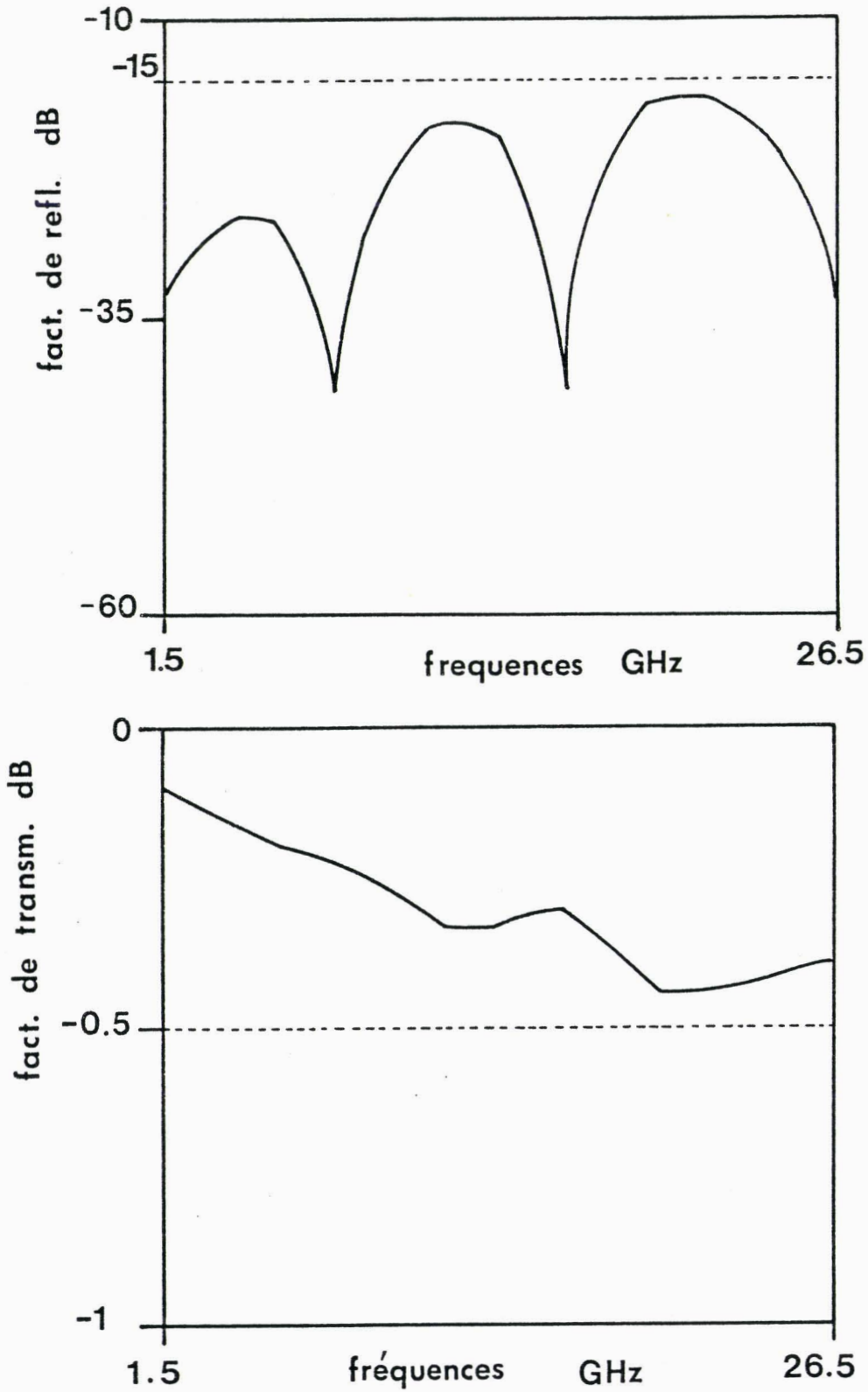
Nous avons simulé la jonction entre les deux lignes micro-ruban par un "gap" de $100\mu\text{m}$ en parallèle sur une inductance de 0.04nH . En effet, en pratique, lors de la connexion directe (Thru) des deux demi-boîtiers, la jonction sera réalisée par des fils de thermocompressions couvrant toute la largeur du microruban. La ligne microruban d'un demi-boîtier est de 1.9mm de long.

Les résultats de cette simulation sont présentés aux figures 8,9 dans la bande de fréquences $1.5\text{-}26.5\text{GHz}$.

Les facteurs de réflexion S_{11} et S_{22} (en dB) sont inférieures ou égaux à -17dB , le facteur de transmission inférieur à 0.5dB .

Cette même simulation a été réalisée jusque 40GHz , (figure 10), la limite supérieure du facteur de réflexion est alors de -15dB .

En dernier lieu, nous avons étudié les performances théoriques d'un demi-boîtier ; en effet, les paramètres $[S]$ de ce demi-boîtier représente la directivité, la désadaptation de source ainsi



FIGURES 8 et 9 : Evolutions fréquentielles des facteurs de réflexion et de transmission obtenues à partir de la simulation de la cellule (thru).

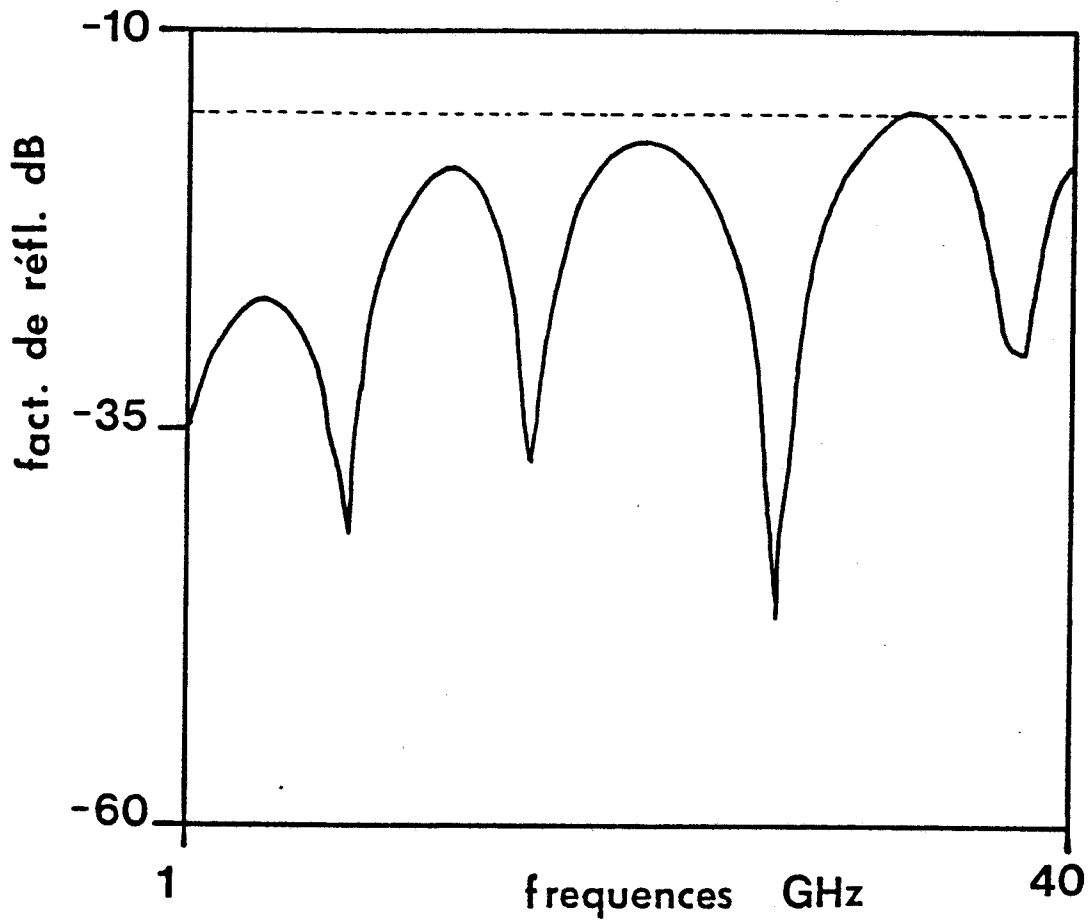


FIGURE 10: Résultat de simulation de la cellule jusque 40 GHz.

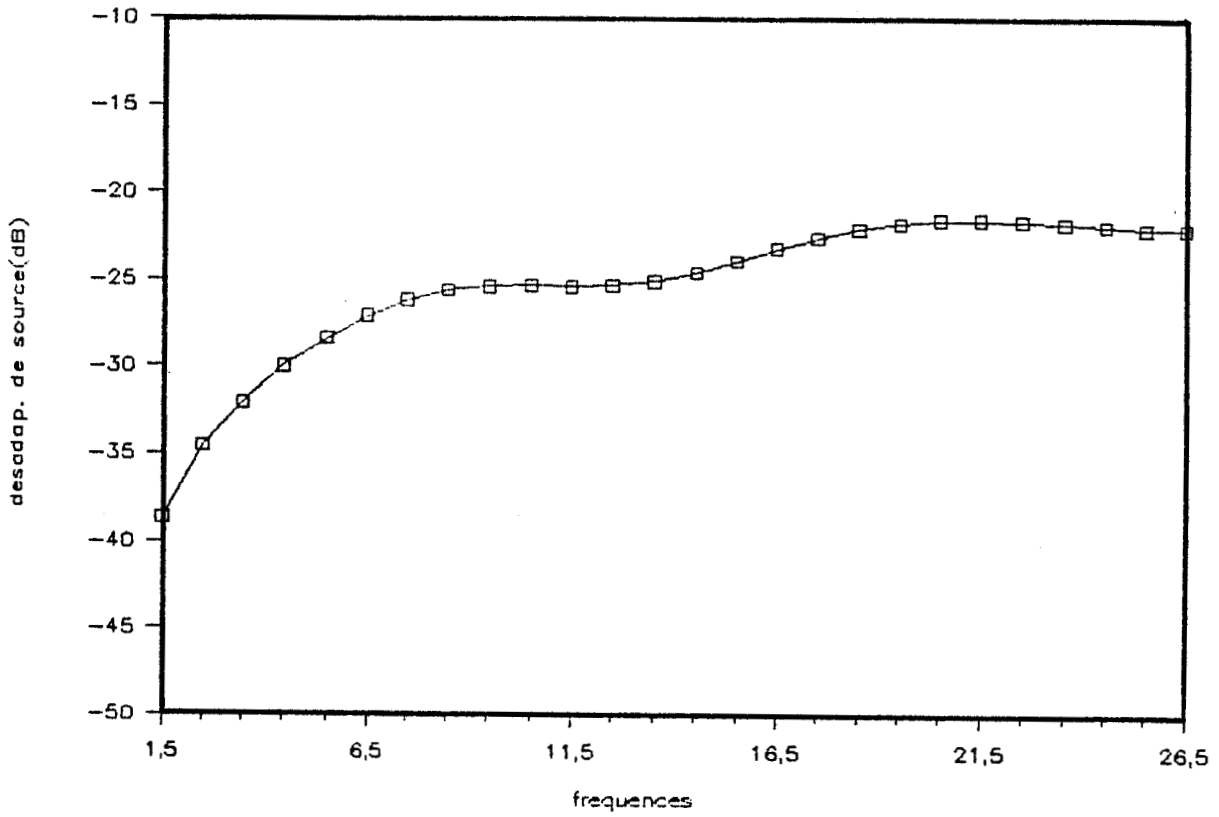
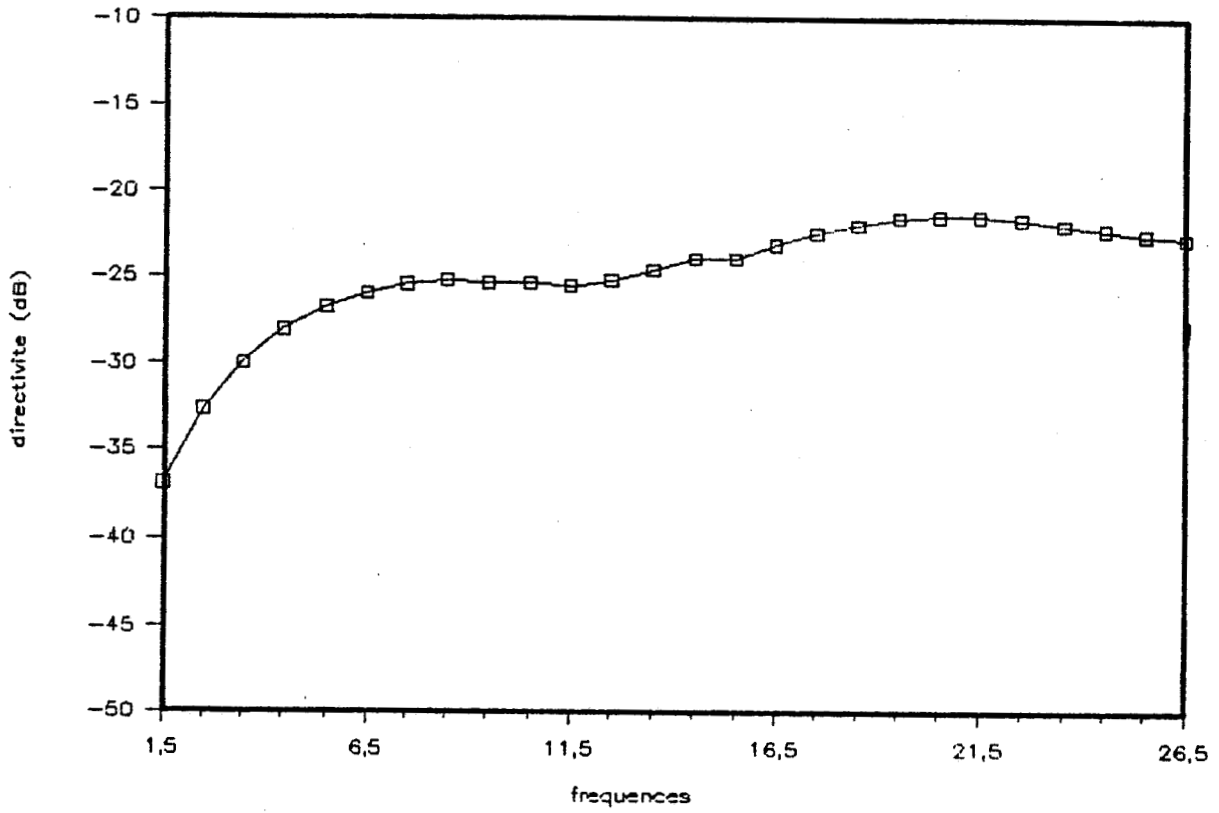


FIGURE 11 : Termes de directivité et de désadaptation de source correspondants à un demi-boîtier (simulation).

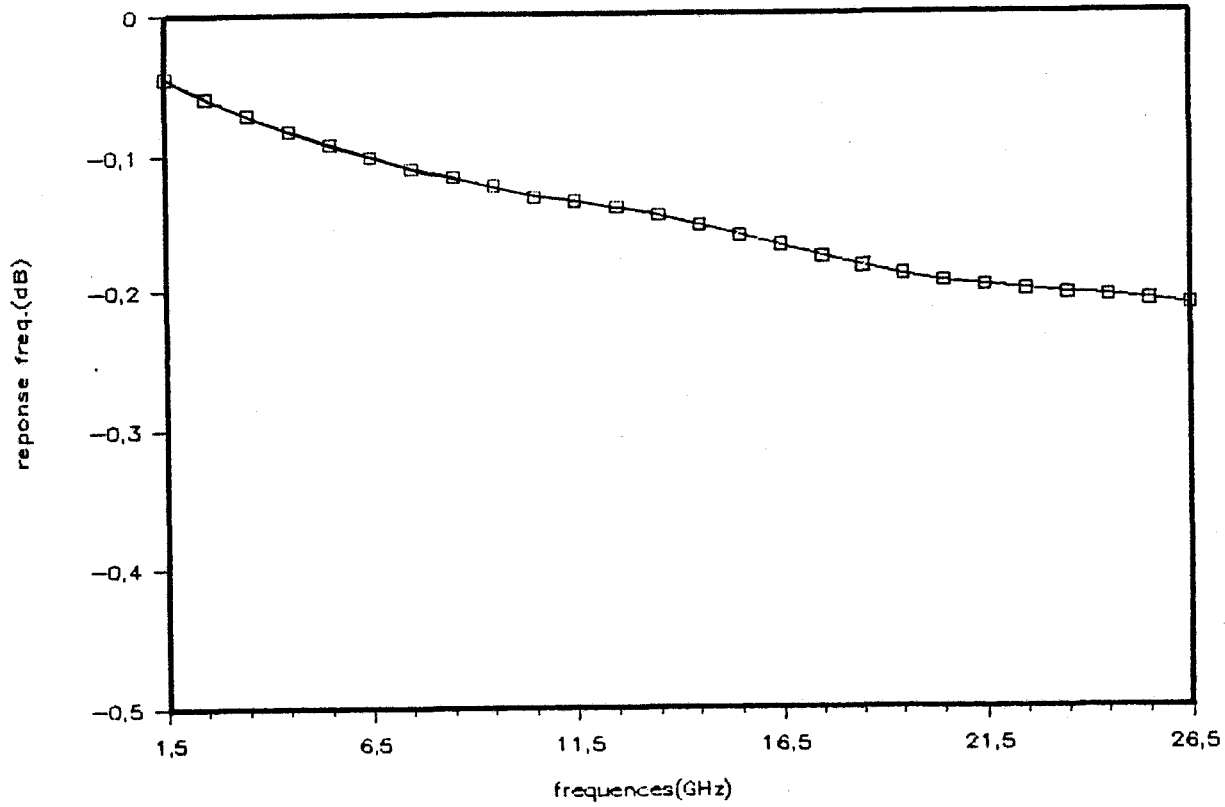


FIGURE 12 : Terme de réponse fréquentielle d'un demi-boîtier (simulation)

que la réponse fréquentielle effective de la cellule de mesure. les évolutions de ces paramètres [S] sont représentées aux figures 11 et 12.

III REALISATION DE LA CELLULE DE TEST

Cette réalisation repose sur trois étapes :

- (i) réalisation des supports mécaniques
- (ii) réalisation, découpe et montage des substrats
- (iii) montage des connecteurs

Pour réaliser certains détails mécaniques, pour assurer par exemple un contact précis entre la ligne microruban et le conducteur central (figure 13), il faut une tolérance de l'ordre de $\pm 50\mu\text{m}$ (cette tolérance correspond à deux fois l'épaisseur du "contact coulissant").

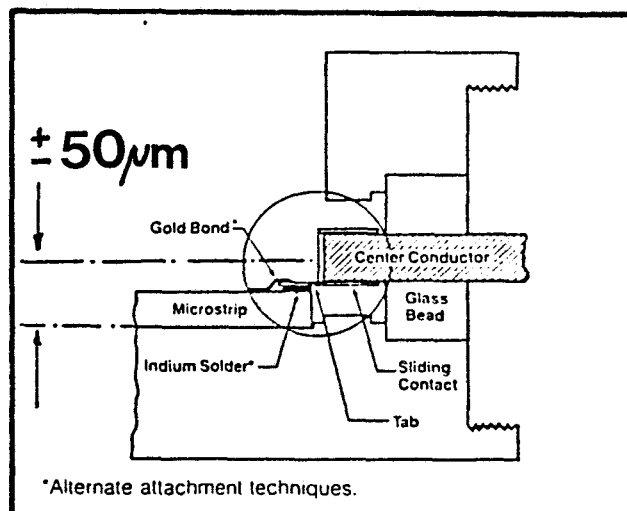


Figure 13

Actuellement, nous disposons de fraiseuses dotées d'un système de lecture des déplacements X, Y, Z permettant une précision équivalente de $\pm 10\mu\text{m}$.

La seconde difficulté de réalisation du support mécanique concerne la réalisation d'une "marche" de $75\mu\text{m}$ de hauteur et de $100\mu\text{m}$ de longueur afin de limiter la discontinuité entre le connecteur K et la ligne microruban.

Les trois trous concentriques correspondant au logement de la perle de verre (cf. figure 13) sont réalisés au moyen d'un alésoir fourni par le constructeur des connecteurs.

Après avoir réalisé, découpé précisément les substrats-alumines, nous les collons sur les supports mécaniques à l'aide d'une colle époxy conductrice. Pour cette opération il est préférable de polymériser la colle à une température relativement faible ($\sim 100^\circ\text{C}$). L'épaisseur de colle doit être mince et uniformément répartie sous le substrat.

Nous avons obtenu de bons résultats par cette technique de collage ; il serait néanmoins souhaitable d'utiliser des techniques de brasage par eutectiques or-indium, or-étain, or-germanium.

La dernière étape consiste à monter les connecteurs. La perle de verre permettant le transfert du conducteur central dans la mécanique est soudé à l'étain par l'intermédiaire d'un puit de soudeuse. On utilise pour cela une plaque chauffante ($\sim 150^\circ\text{C}$). Les autres parties du connecteur sont assemblées puis vissées dans la mécanique au moyen d'un "kit de montage" (clé dynamométrique...).

A ce stade, il est fortement déconseillé de porter les connecteurs à une température supérieure à 125°C , ce qui entraînerait une dégradation notable de la partie diélectrique (Poly Phenylene Oxide) permettant le centrage du conducteur intérieur.

Enfin, il reste à placer le contact coulissant que nous laisserons libre jusqu'à la première caractérisation hyperfréquence. Après avoir optimisé les facteurs de réflexion en déplaçant ce contact coulissant le long de la ligne microruban, nous le collons à la colle epoxy conductrice.

Nous pouvons également thermocompresser un microruban de 150 ou 200 μ m entre le contact coulissant et la ligne microruban.

III.5. PERFORMANCES DE LA CELLULE DE MESURE JUSQUE 26.5GHz

Nous avons en réalité réalisé quatre cellules.

La première possède des connecteurs K à flasques fixés par quatre vis (K 104F et K 104M).

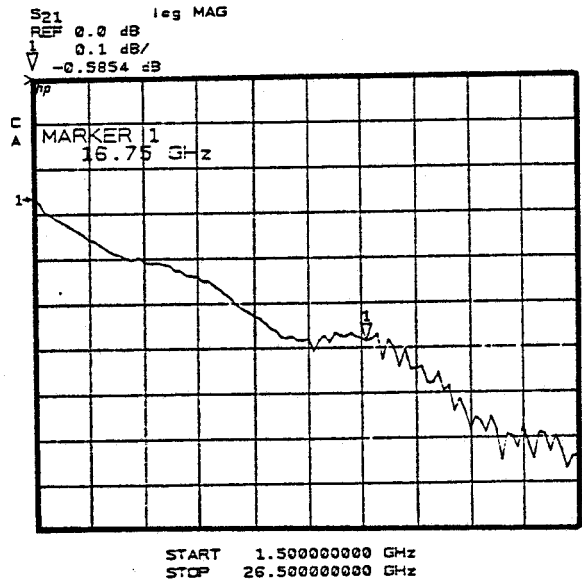
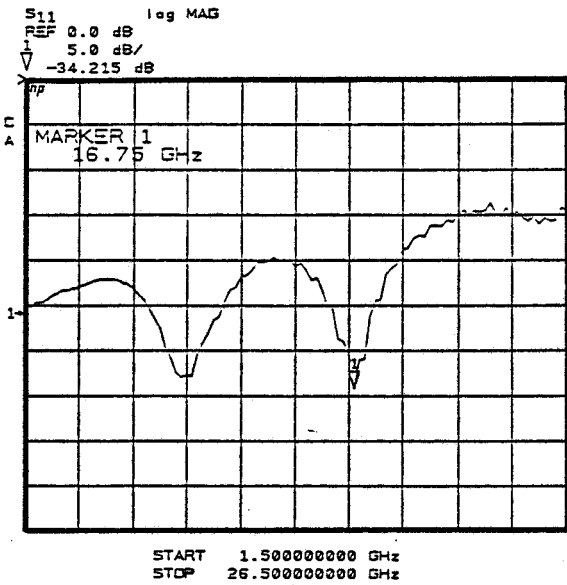
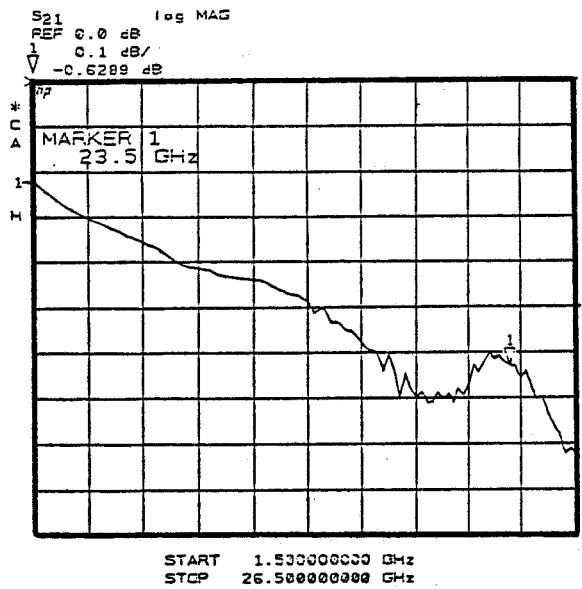
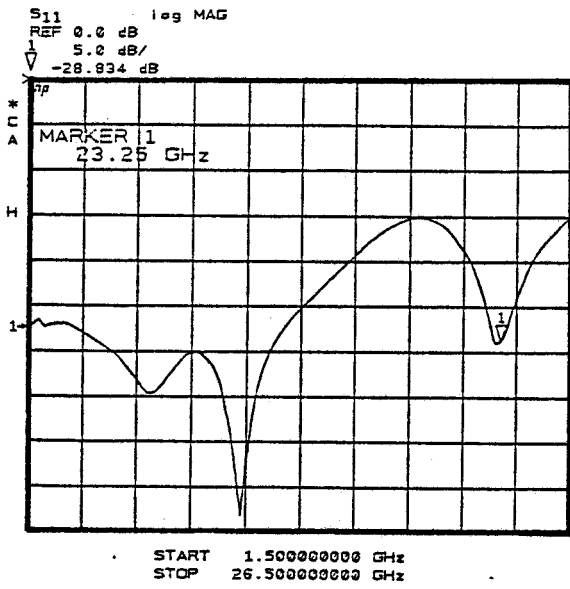
De par la présence de ces flasques, les dimensions latérales de cette cellule sont d'environ 30 mm.

Les alumines ont 1.9 mm de longueur.

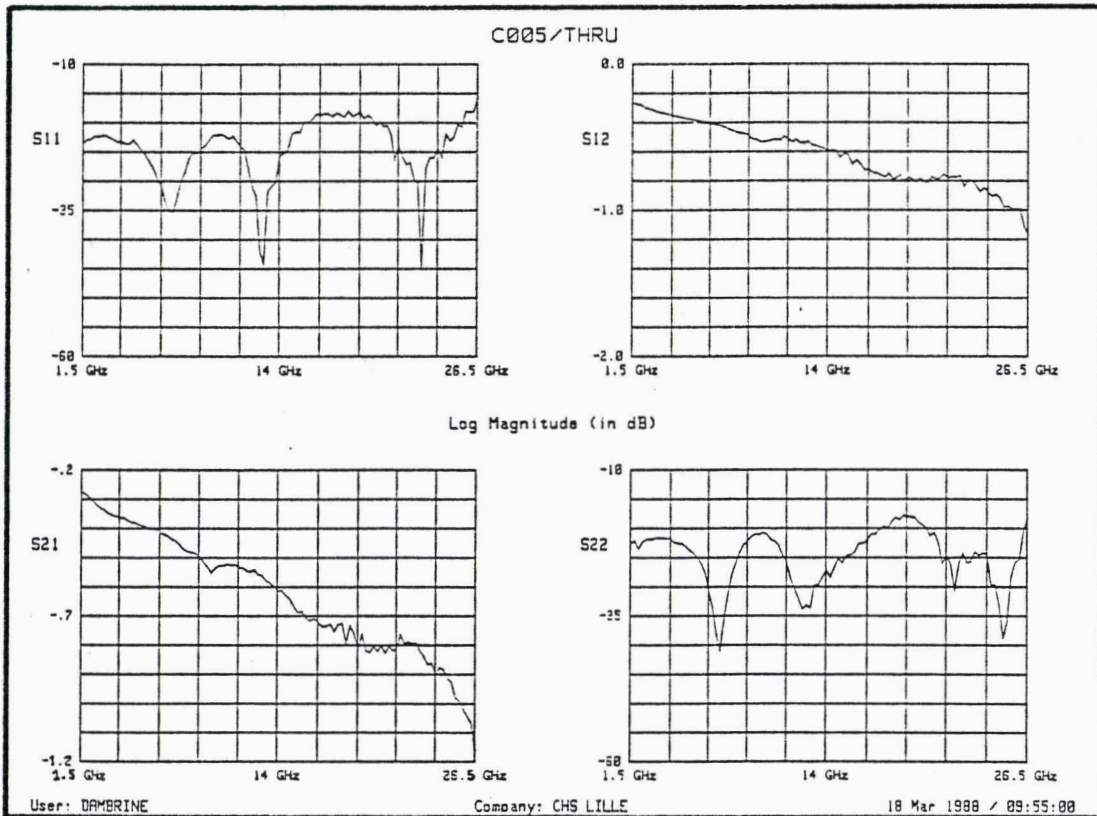
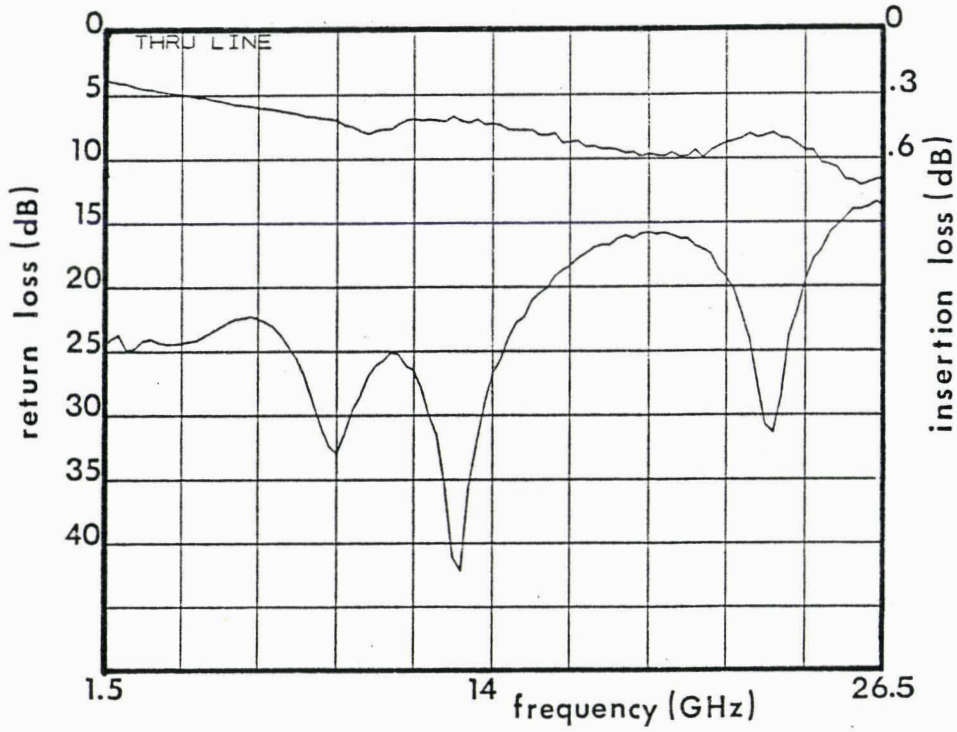
La seconde et troisième cellule ont des dimensions beaucoup plus restreintes (14 x 14 mm). Les alumines sont également de 1.9 mm. Elles comportent des connecteurs K à visser.

La quatrième présente les mêmes caractéristiques que la 2ème et la 3ème. La longueur des lignes microruban est cette fois de 2.4mm.

Les facteurs de réflexion et de transmission correspondant à la connexion directe des deux demi-boîtiers (Thru) sont représentés aux figures 14 a à 14f pour ces quatre cellules.



FIGURES 14a à 14d : Facteurs de réflexion et de transmission mesurés correspondants aux cellules n°1 et n°2 en connexion directe(thru).



FIGURES 14e et 14f : Facteurs de réflexion et de transmission mesurés correspondants aux cellules n°3 et n°4 (thru).

Nous remarquons que toutes ces cellules ont pour limite de facteur de réflexion de - 14dB et une limite de facteur de transmission de -1,2dB et ceci jusque 26.5 GHz.

Ces performances sont tout à fait comparables aux résultats obtenus par la cellule d'évaluations fournie par WILTRON.

D'autre part, nous pouvons remarquer la faible dispersion de ces performances entre les quatre cellules, les différentes étapes de la réalisation de cette cellule sont donc reproductibles.

Les performances de chacune des cellules (en connexion directe...) sont résumées au tableau 2.

CELLULE N°	CARACTERISTIQUES MECANIQUES	FACTEUR DE REFLEXION	FACTEUR DE TRANSMISSION
1	connecteurs à flasques K104F et K104M lignes = 2x1.9mm	-20dB → f<16.5 GHz -15dB → f<26.5GHz	-0.5dB → f<14GHz -0.9dB → f<26.5GHz
2	connecteurs à visser K102M et K102F lignes = 2x1.9mm	-20dB → f<14GHz -14dB → f<26.5GHz	-0.5dB → f<12GHz -0.9dB → f<26.5GHz
3	" "	-23dB → f<14GHz -15dB → f<26.5GHz	-0.5 dB → f<16.5dB -0.7dB → f<26.5GHz
4	connecteurs à visser K102M et K102F lignes 2x2.4mm	-23dB → f<15GHz -17dB → f<26.5GHz	-0.5dB → f<14GHz -1.2dB → f<26.5GHz

TABLEAU 2

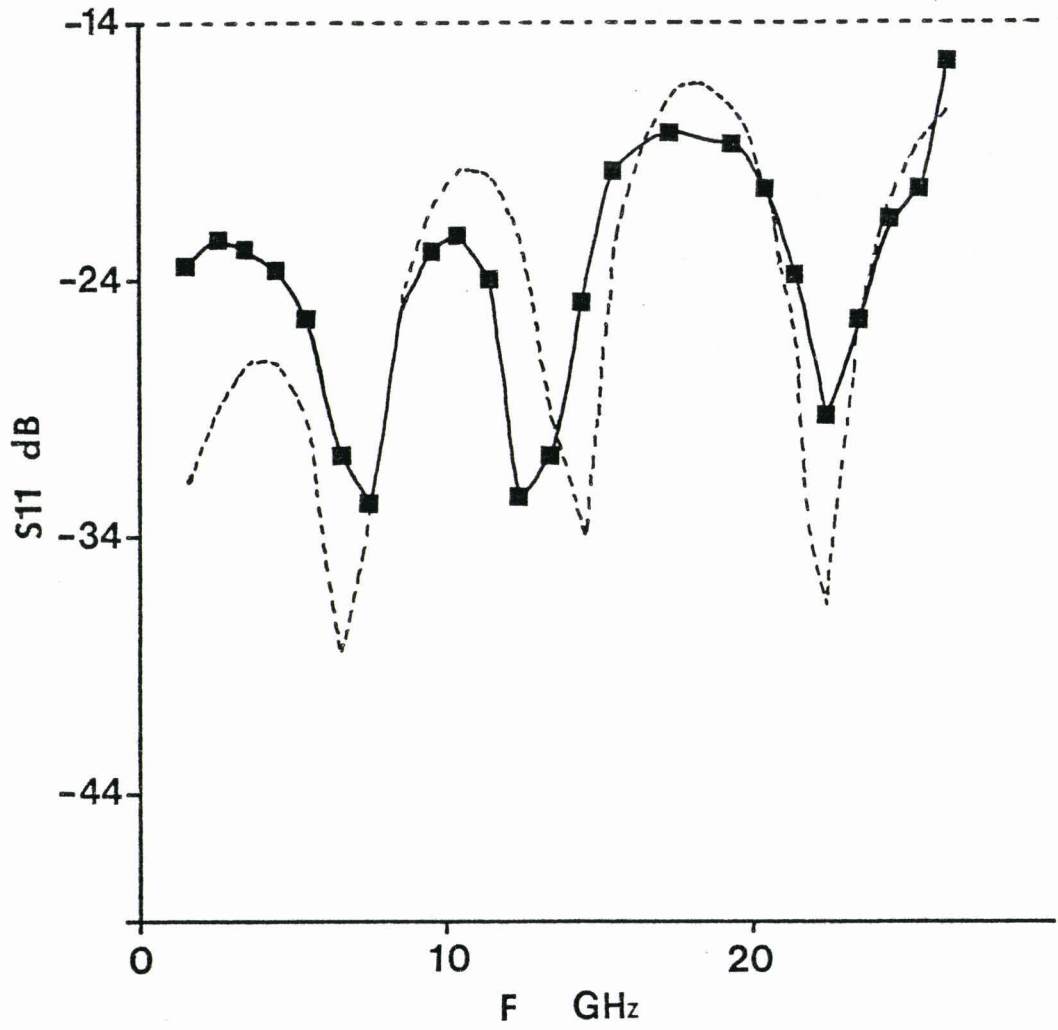


FIGURE 15 : Confrontation théorie-expérience du facteur de réflexion correspondant à la cellule n°4 en connexion directe.

-----théorie
—— expérience

La figure 15 représente la confrontation entre les évolutions théoriques et expérimentales du module du facteur de réflexion S11 de la cellule n°4 en connexion directe(Thru). les évolutions théoriques sont issues de la modélisation précédente (Cf. p 171).

Nous remarquons tout d'abord un bon accord théorie-expérience. Les évolutions théoriques semblent légèrement pessimistes, ceci étant du à la difficulté de modéliser l'interface coaxial-microruban (contact coulissant).

Nous remarquons également la concordance entre les augmentations de S11 correspondant à $(2n + 1)\lambda g/4$ (6 GHz, 18GHz, "30GHz") pour une ligne de 2 x 2.4 mm ; l'augmentation vers 12GHz devant être liée aux autres composantes de la cellule.

Nous avons également mesuré les performances de la cellule n°3 (l = 2 x 1.9mm) jusqu'à 35 GHz, au moyen de l'analyseur vectoriel WILTRON 360. Le facteur de réflexion est inférieur ou égal à -15dB, le facteur de transmission est inférieur à 1.5dB.

Après avoir conçu, réalisé, expérimenté cette cellule, nous devons tenir compte de ses imperfections (calibrage) pour pouvoir ensuite envisager la mesure précise des paramètres [S] des composants actifs.

III.6. CALIBRAGE DE LA CELLULE

II.6.1. Généralités

Comme nous l'avons décrit au Chapitre I, les calibrages les

plus appropriés aux structures planaires, sont des calibrages utilisant des lignes de transmission d'impédance caractéristique Z_0 .

Ce type de calibrage permet de modéliser les imperfections de la cellule par huit termes d'erreurs.

Nous avons vu également que ces techniques analytiques de calibrage n'étaient performantes que si les termes d'erreurs restent invariants pour toutes les configurations de mesures.

La cellule de test que nous avons décrit précédemment est conçue pour obtenir une bonne répétabilité des mesures quelque soit le dispositif à tester (lignes, charges réfléchives, composants).

Le calibrage de cette cellule est particulièrement délicat et long (précision d'assemblage des demi-boftiers, thermocompressions délicates...). Cependant, de par la faible dégradation des demi-boftiers après de nombreuses mesures, cette opération de calibrage peut être effectuée une fois pour toutes.

Les plans de référence (bout de ligne) étant de même nature, nous pouvons donc utiliser une technique de calibrage utilisant la connexion directe des deux demi-boftiers (Thru line).

III.6.2. Le calibrage T.R.L. : réalisation des standards utilisés

Nous rappelons que ce type de calibrage nécessite les trois standards suivants :

- la connexion directe
- deux charges réfléchives
- une ligne de transmission

La réalisation du premier étalon (Thru-line) consiste à réunir par thermocompression les deux lignes microruban.

Il est important à ce stade que ces deux lignes soient parfaitement alignées. Il serait souhaitable de souder un microruban de 200 μ m de largeur pour réaliser cette jonction. Ne disposant pas d'outil permettant ce type de soudure, nous plaçons sur toute la largeur du microruban des fils d'or. Nous annulons la courbure de ces interconnexions au moyen de l'outil de la microsouduse. Normalement, 15 fils de 15 μ m permettent de couvrir totalement la largeur de la ligne microruban, en réalité après plusieurs essais, nous nous sommes aperçus qu'au-delà de 5 fils, les caractéristiques hyperfréquences ne variaient plus.

Le serrage de l'ensemble des deux demi-boîtiers (par deux vis) doit être constant pour tous les étalons. Il est souhaitable d'utiliser un tournevis dynamométrique, ou de repérer le positionnement des têtes de vis.

Remarque : Nous nous apercevons que, pour obtenir de bons résultats sur ce type d'étalon, les deux substrats d'alumine doivent être précisément découpés, pour que le "gap" d'air entre ces deux substrats soit le plus faible possible.

Il est conseillé que le bout de la ligne microruban soit légèrement en retrait (50 μ m) par rapport à l'extrémité du substrat, ceci afin d'éviter toutes détériorations de ces lignes lors de la découpe des alumines.

La réalisation du second standard consiste à intercaler entre les deux plans de référence, un tronçon de ligne d'impédance Z_0 (line). La longueur de ces lignes pouvant être inconnues, toutefois il est préférable que ces lignes soient inférieures à $\lambda/2$ à la plus haute fréquence considérée.

A l'époque où nous avons réalisé le masque de ces lignes, nous n'en connaissons pas les longueurs optimales décrites au chapitre I. Nous avons donc choisi $\Delta l = 1\text{mm}$ pour couvrir la bande 1.5-26.5GHz et 4.8mm pour couvrir la bande 1-10GHz.

Il serait néanmoins souhaitable afin d'améliorer la précision des mesures pour les extrémités de la bande de fréquences considérées d'utiliser une ligne de 2 mm sur alumine pour couvrir la bande 2-26.5GHz.

Ces tronçons de ligne sont collés sur un insert possédant un évidement correspondant aux dimensions de la ligne.

La connexion de ces tronçons de lignes aux lignes d'accès des demi-boîtiers sont effectuées de la même façon que dans le cas de la connexion directe.

Enfin, la réalisation du troisième étalon consiste à réaliser une charge réfléchive dans les plans de référence. Ces charges doivent être par hypothèse identiques ou connues.

Nous avons vu au chapitre I, que pour respecter au mieux cette hypothèse, il était préférable d'utiliser des courts-circuits ou des circuits ouverts.

Pour réaliser les courts-circuits, nous utilisons un insert conçu pour les transistors. Nous connectons les lignes microruban à cet insert par thermocompressions multiples.

Le nombre de fils doit être identique pour des deux plans de référence. En général, le plan de masse où l'on connecte les fils doit être légèrement en-dessous des lignes microrubans [10].

Il existe avec cette cellule deux configurations de circuit ouvert, la première consiste à désolidariser complètement les deux

demi-boîtiers, la seconde consiste à séparer les demi-boîtiers par un insert spécifique aux transistors.

III.6.3. Le calibrage T.R.L. : la procédure de mesure

Cette procédure de calibrage ne se faisant qu'une seule fois, il est conseillé de mesurer un maximum d'étalons dans différentes bandes de fréquences. Cette redondance permettra de choisir la charge réfléchive en fonction des performances du court-circuit et du circuit ouvert.

Comme nous l'avons étudié dans le chapitre I, ce calibrage T.R.L. peut être effectué soit pour la cellule seule, soit pour l'ensemble cellule-analyseur de réseaux (autocalibrage).

Nous devons donc mesurer les divers étalons pour les deux configurations de l'analyseur de réseaux suivants :

- analyseur de réseaux calibré dans les plans des accès APC 3,5 mm.
- analyseur de réseaux non calibré.

Chaque mesure de ces étalons, pour ces deux configurations d'analyseur et pour chaque bande de fréquences considérées, sont stockées pour être ensuite utilisées dans le logiciel de calibrage T.R.L.

Remarques : Nous utilisons jusqu'à présent notre propre logiciel de calibrage L.R.L., actuellement les analyseurs de réseaux permettent également un calibrage à ligne de transmission du type TRL (HP8510B) et/ou LRL (Wiltron 360).

- il serait fortement conseillé de disposer d'une microsoudieuse près de l'analyseur de réseaux.

La procédure de calibrage se scinde en quatre étapes :

- 1 - Mesure des circuits ouverts

Nous préférons séparer les deux demi-boîtiers ; en effet, la précision de découpe des alumines ($<10\mu\text{m}$) ainsi que la définition des lignes sont suffisantes pour penser que la discontinuité produite par l'extrémité d'une ligne est identique à celle produite par l'autre ligne.

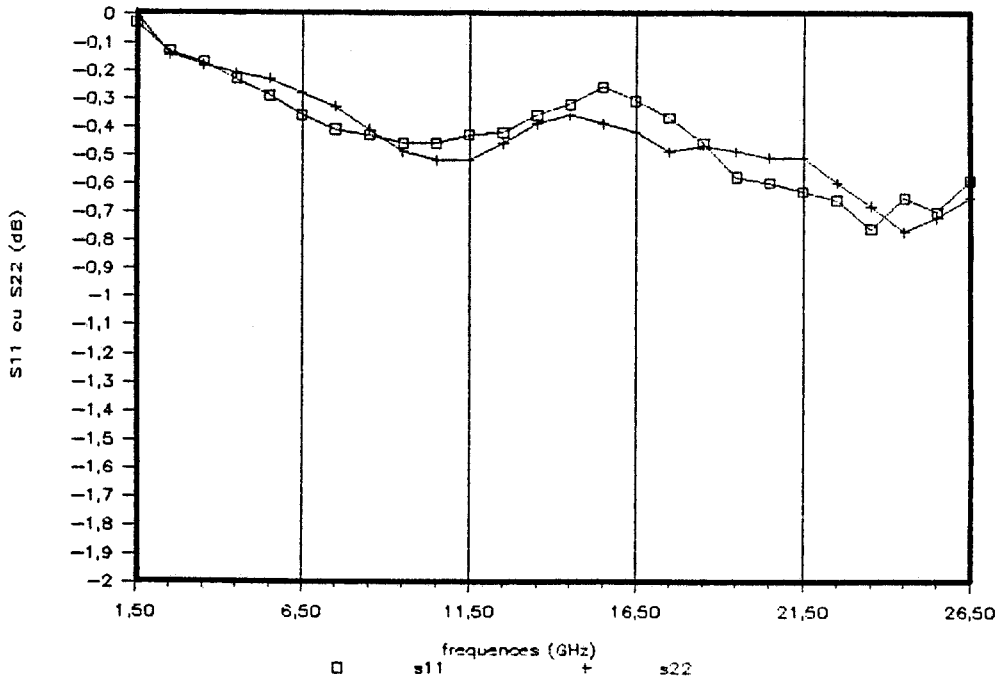
Les évolutions fréquentielles des facteurs de réflexion correspondant aux demi-boîtiers en circuit ouvert sont représentées aux figures 16a et 16b dans le cas des cellules n°2 et n°3 (1.9mm et 2.4mm).

- 2 - Mesure de la connection directe (Thru)

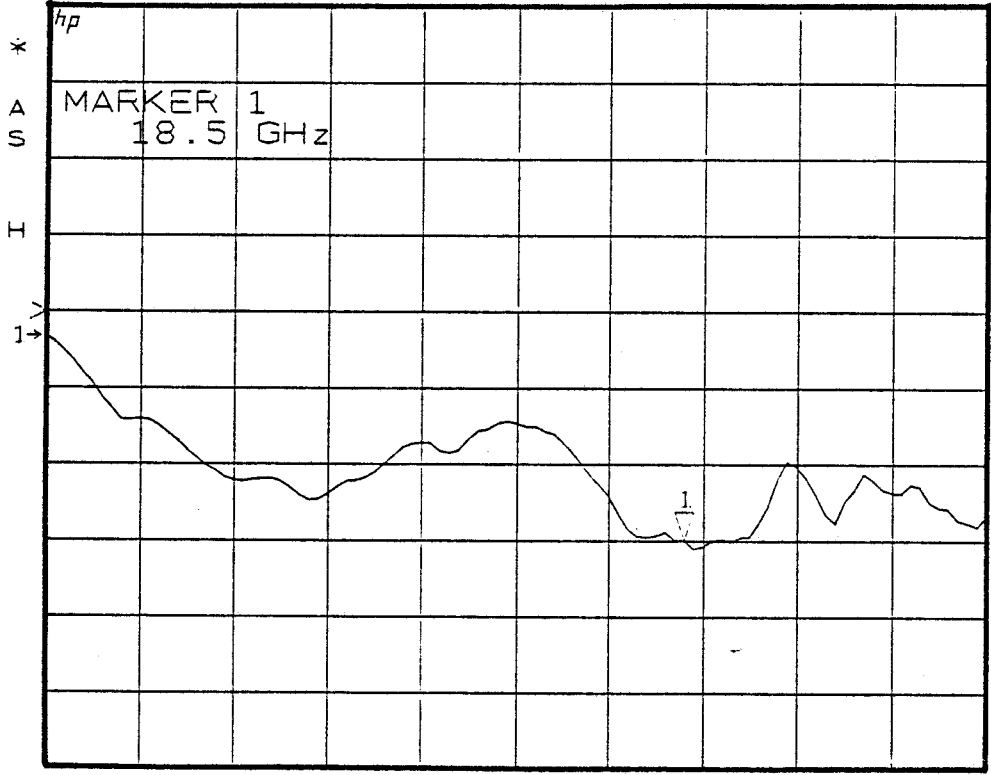
Les performances de ce standard sont représentées aux figures 14a et 14f (cf. p.180).

- 3 - Mesure des lignes (Delay)

Les figures 17a et 17b représentent les évolutions fréquentielles des facteurs de réflexion et de transmission pour les deux cellules n°2 et n°3 dans le cas du tronçon de ligne de 1mm.

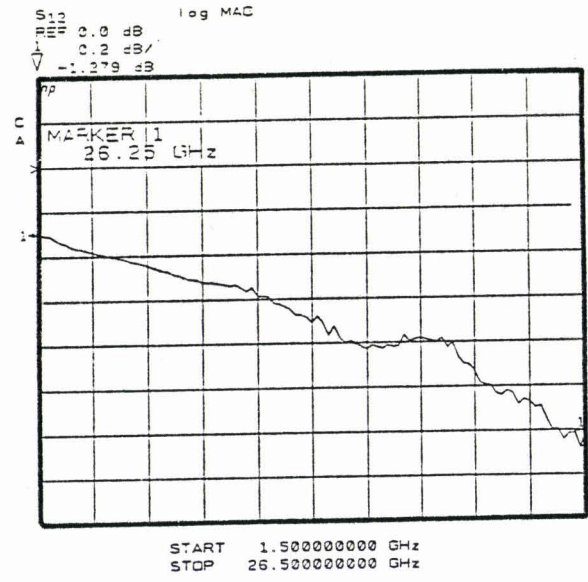
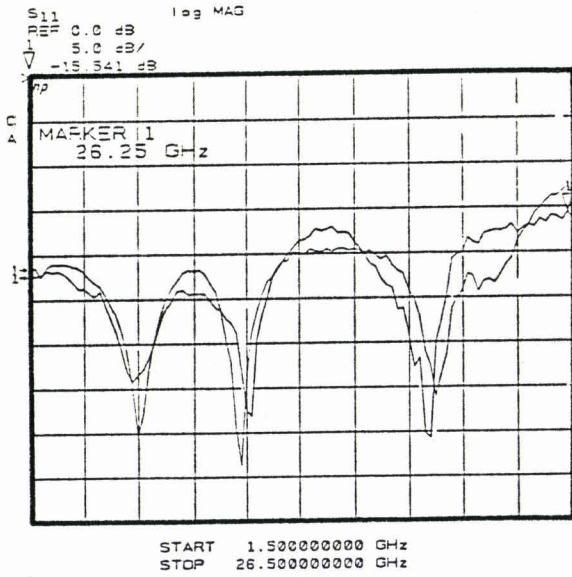
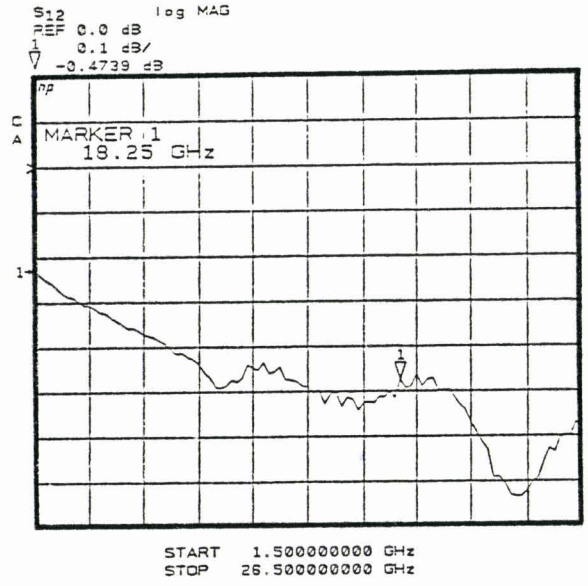
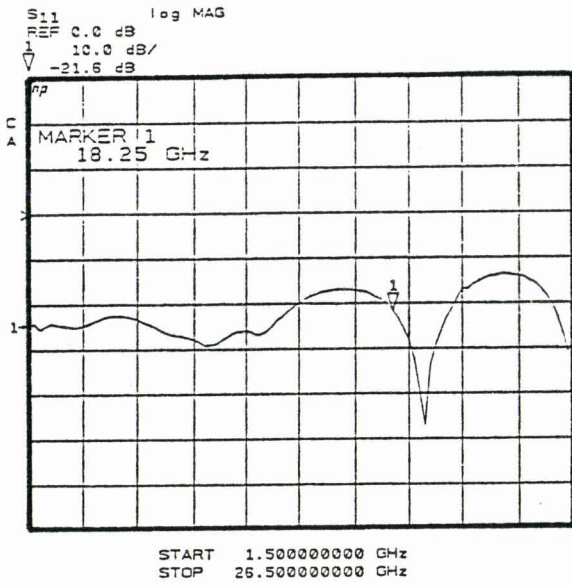


S11 log MAG
REF 0.0 dB
1/√ 0.2 dB/
√ -0.5989 dB

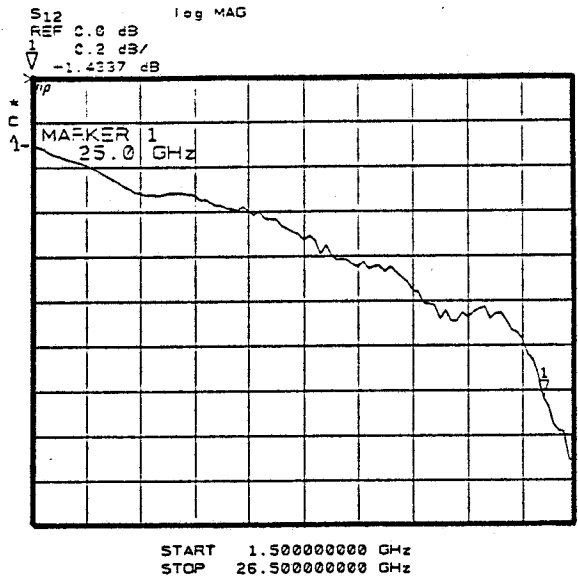
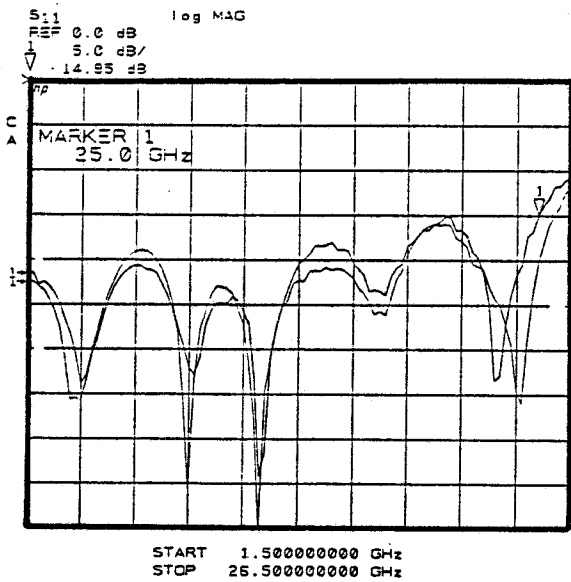
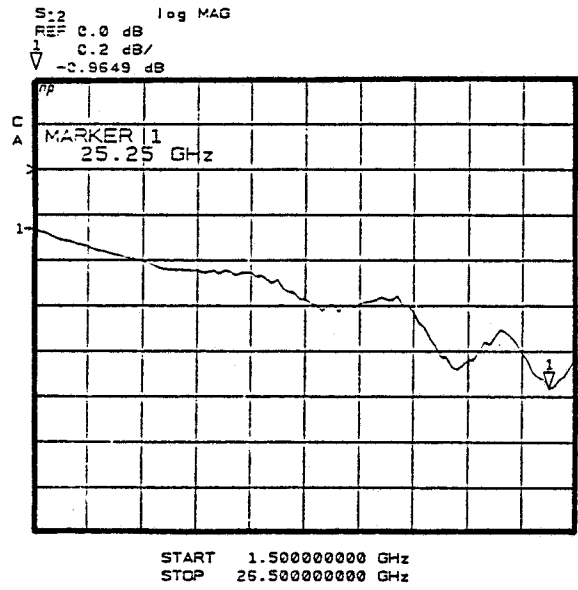
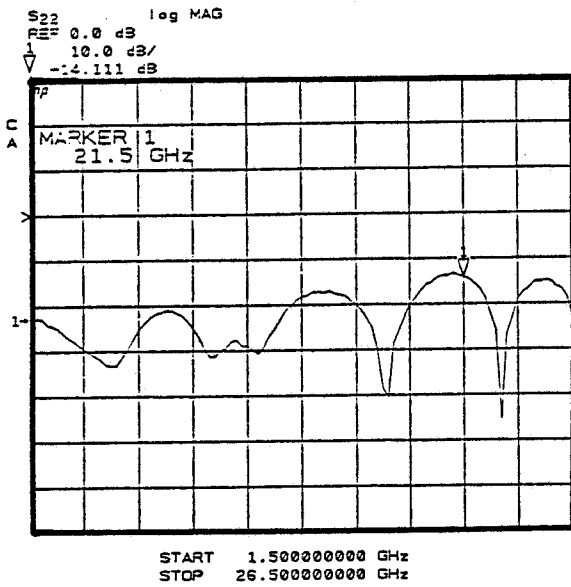


START 1.500000000 GHz
STOP 26.500000000 GHz

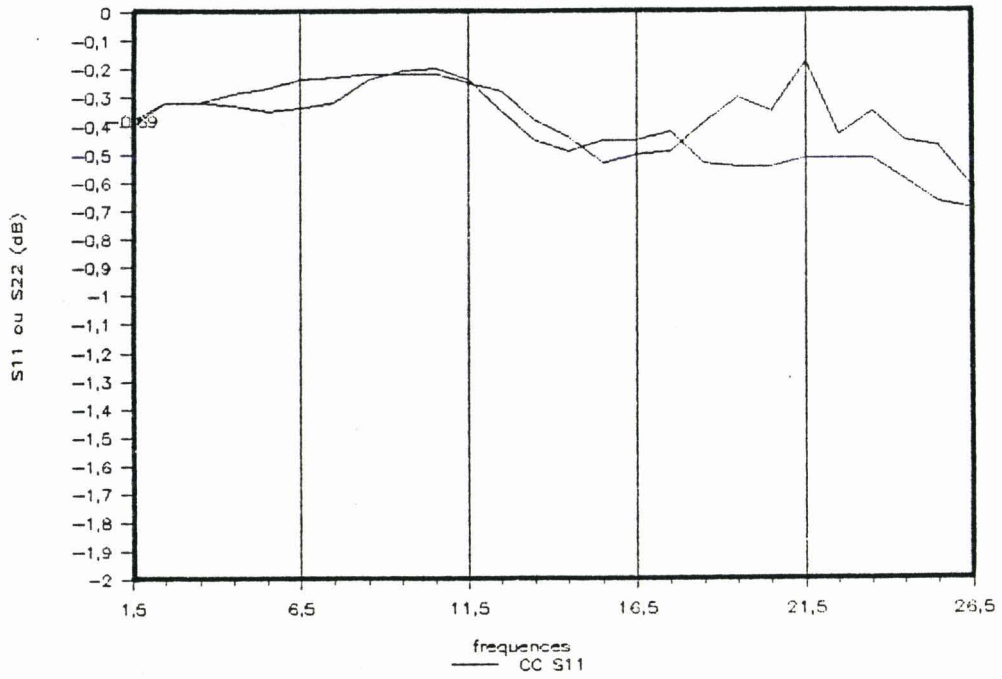
FIGURES 16a et 16b : Evolutions expérimentales des cellules n°2 et n°3 en circuit-ouvert.



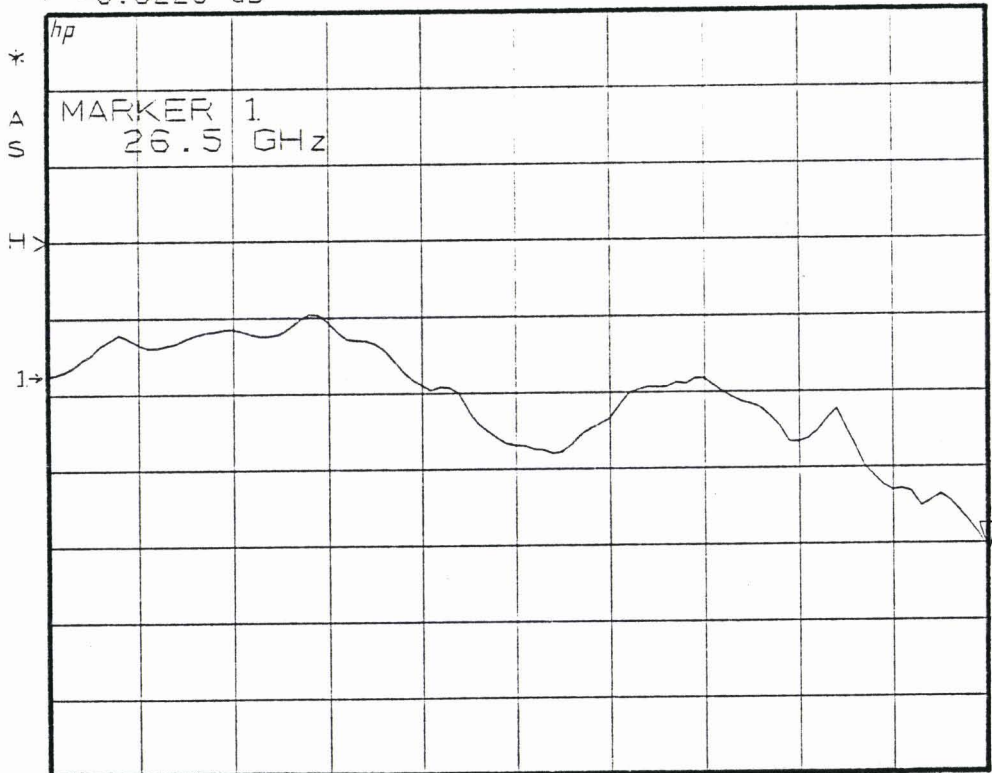
FIGURES 17a et 17b : Evolutions des facteurs de réflexion et de transmission correspondant aux cellules n°2 et n°3 (tronçons de ligne =1mm).



FIGURES 18a et 18b :Evolutions des facteurs de réflexion et de transmission correspondant aux cellules n°2 et n°3 (trçons de ligne=4.8mm).



S11 log MAG
REF 0.0 dB
0.2 dB/
▽ -0.8226 dB



START 1.500000000 GHz
STOP 26.500000000 GHz

FIGURES 19a et 19b : Evolutions fréquentielles des facteurs de réflexion des cellules n°2 et n°3 en court-circuit.

Les paramètres $[S]$ du standard de calibrage utilisant un tronçon de ligne de 4.8mm sont représentés aux figures 18a et 18b.

Nous remarquons que l'adjonction des tronçons de lignes ne dégrade pas de façon notable les performances hyperfréquences que l'on obtenait avec la connexion directe (Thru).

- 4 - Mesure des court-circuits

Les paramètres S_{11} et S_{22} des court-circuits sont représentés en fonction de la fréquence aux figures 19a et 19b.

III.6.4. Validation du calibrage

L'opération qui consiste à valider une procédure de calibrage est particulièrement délicate et contreversée.

Cette opération permet de connaître les imperfections résiduelles (après calibrage) du système de mesure.

Nous avons vu au premier chapitre que ces valeurs résiduelles provenaient essentiellement de la reproductibilité des mesures, du bruit, de mesure, de la qualité du calibrage ...

Pour déterminer les valeurs résiduelles, nous pouvons par exemple réaliser un second calibrage (le système de mesure étant déjà calibré) en utilisant d'autres étalons que ceux utilisés pour le premier calibrage.

Bien entendu, dans ce cas, les valeurs résiduelles dépendent également de la qualité du second calibrage. Pour palier à ce problème, nous pouvons réaliser ce second calibrage avec les mêmes étalons que ceux utilisés pour le premier, les valeurs étalonnage résiduelles ainsi déterminées représentent principalement la reproductibilité des mesures des étalons.

La figure 20 représente les paramètres $[S]$ de la connexion directe (cellule n°3) après un démontage puis un montage en utilisant l'étalonnage approprié.

Nous constatons que nous obtenons dans ce cas une directivité équivalente mieux que 34dB jusque 26.5GHz, un terme de réponse fréquentielle équivalente inférieure à ± 0.02 dB et $\pm 0.1^\circ$.

Nous pouvons également connaître la qualité d'un étalonnage, en mesurant un dipole ou quadripole dont on connaît théoriquement les évolutions fréquentielles de leurs paramètres $[S]$. C'est le cas par exemple d'une ligne de transmission suffisamment longue devant les longueurs d'ondes guidées considérées. Dans ce cas, le facteur de transmission de ce type de dispositif est de la forme $e^{-\gamma l}$. Une telle évolution est représentée à la figure 21 ; elle correspond à une ligne microruban de 4.7mm sur alumine. Nous pourrions réaliser cette même expérience en réflexion, en mesurant le facteur de réflexion de cette même ligne dont une extrémité serait en circuit ouvert.

Après avoir calibré une cellule, nous connaissons donc les imperfections de cette cellule de mesure (termes d'erreur e_{ij}). Ces termes e_{ij} sont tracés en fonction de la fréquence à la figure 22 et 23 dans le cas de la cellule n°2.

Les imperfections de cette cellule sont résumées au tableau 3.

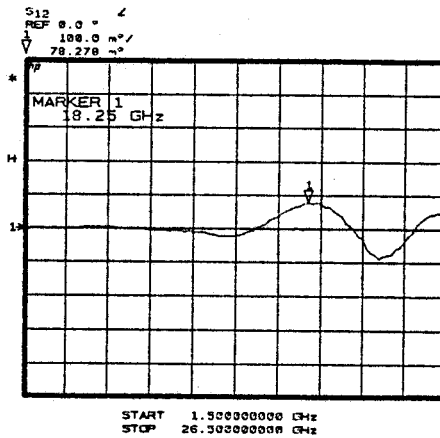
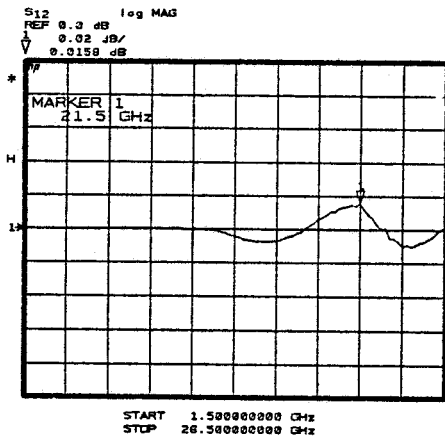
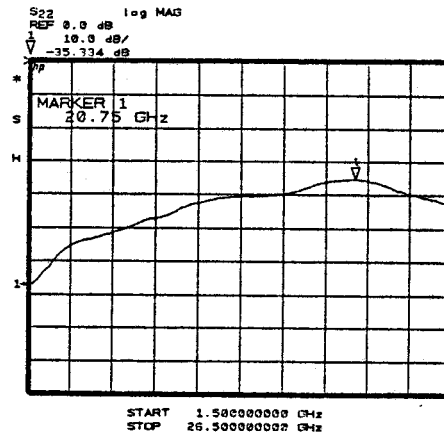
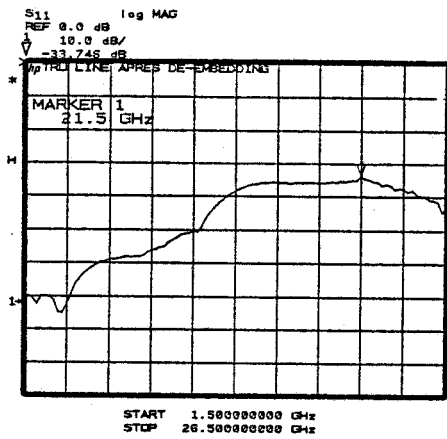


FIGURE 20: Mesures de la cellule n°3 en connexion directe après étalonnage (démontage + montage).

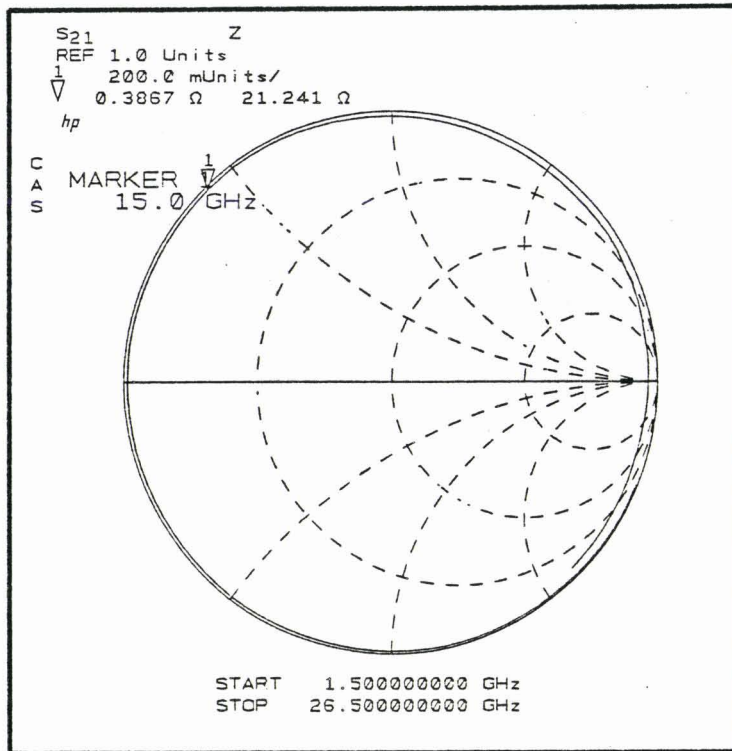


Figure 21 : Mesure d'un tronçon de ligne de 4.8 mm après calibrage.

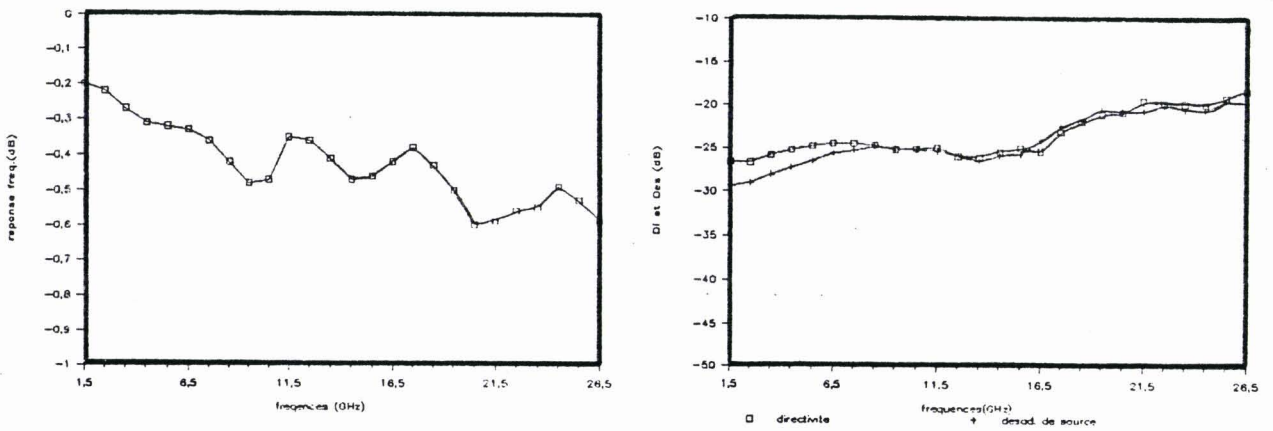


FIGURE 22 : Termes de directivité, de désadaptation de source et de réponse fréquentielle correspondants à un demi-boîtier.

	avant calibrage	après calibrage
Directivité	>24dB f<14GHz >20dB f<20GHz >18dB f<26.5GHz	>38dB f<14GHz >34dB f<26.5GHz
Désadaptation de source	>24dB f<14GHz >20dB f<20GHz >19dB f<26.5GHz	>40dB f<16.5GHz >35dB f<26.5GHz
Réponse fréquentielle	<0.7dB f<26.5GHz	<0.02dB f<26.5GHz

TABLEAU 3

En réalité, la meilleure façon de valider un étalonnage consiste à mesurer les évolutions fréquentielles de dispositifs actifs tels que les transistors à effet de champ, particulièrement pour des composants à faible largeur de grille. En effet, pour ce type de dispositif, les facteurs de réflexion (S11) et de transmission (S12) sont respectivement proches de 1 et de 0 et donc très sensibles aux erreurs de mesures et d'étalonnages.

III.6.5. Mesures des paramètres [S] de TEC
jusque 26.5GHz

Les évolutions de paramètres [S] représentées aux figures 24a et 24c, correspondent à des composants submicroniques ($L_g = 0.5\mu\text{m}$ maximum) commerciaux ou de laboratoires dont la largeur de grille est respectivement de $60\mu\text{m}$, $150\mu\text{m}$ et $280\mu\text{m}$.

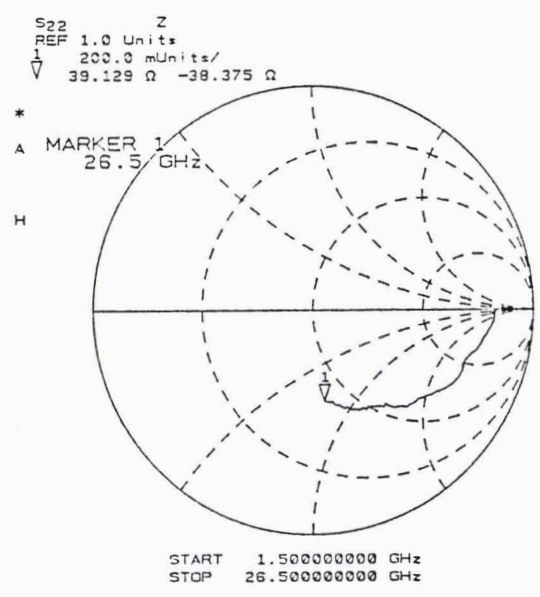
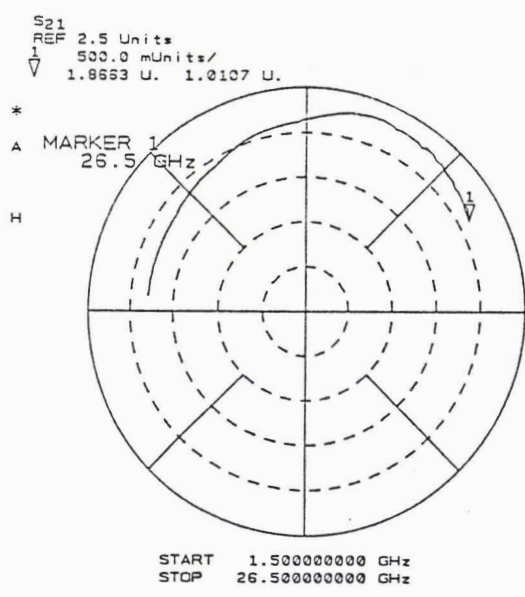
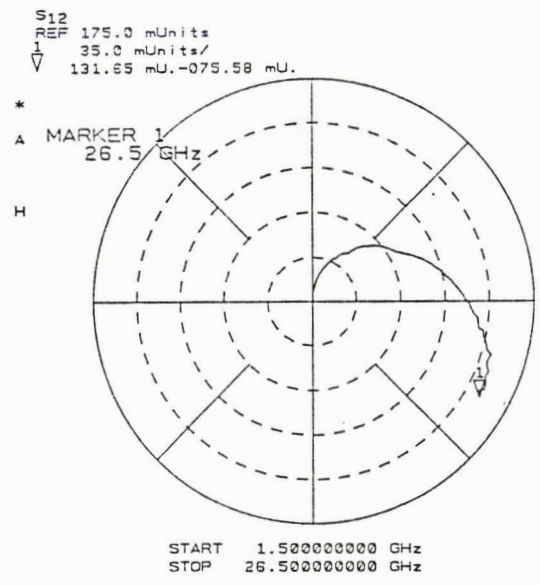
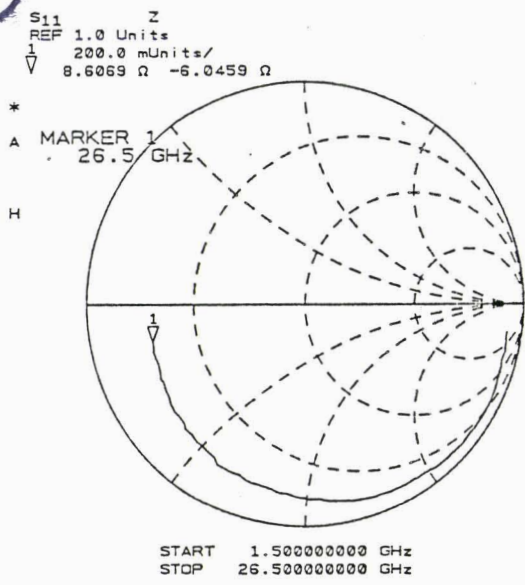


FIGURE 24a :Evolutions de paramètres (S) large bande correspondants à un MESFET dont le developpement de grille est: 60x.3µm2

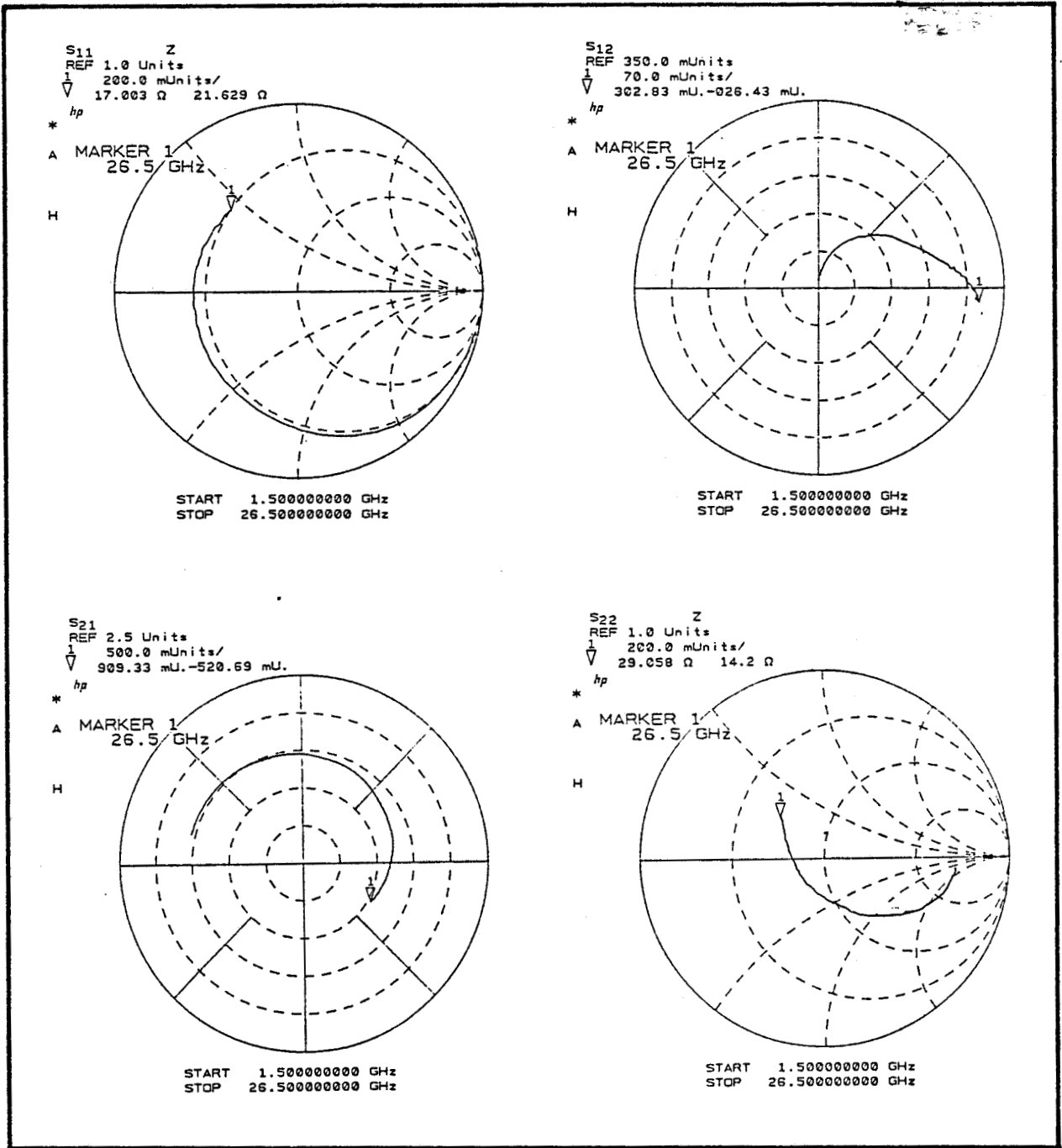


FIGURE 24b : Evolutions de paramètres (S) large bande de MESFET
150X.5 μm^2

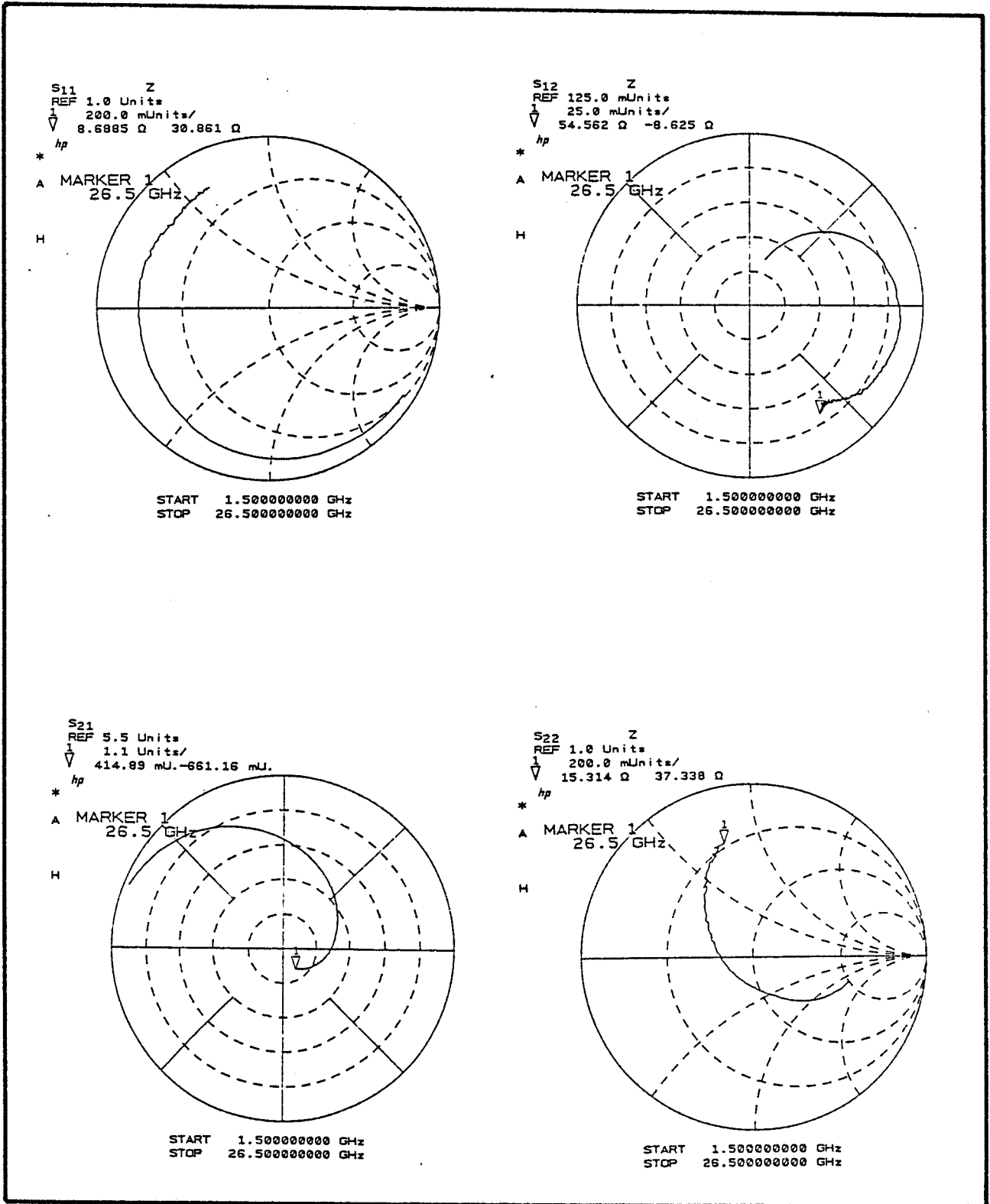


FIGURE 24c : Evolutions de paramètres (S) jusque 26.5 GHz, MESFET : 280X.5 μm^2 .

Nous constatons que en évolutions fréquentielles de paramètres S_{ij} , ne présentent pas de résonances (boucles), leurs phases respectives varient de façon monotone jusque 26GHz. Les petites variations, (bruit de mesure) provenant des imperfections résiduelles non prises en compte par le calibrage, restent très faibles.

Les mesures de paramètres $[S]$ de transistors à effet de champ jusque 26.5GHz ont permis de mettre au point la méthode d'extraction des schémas équivalents explicitée au chapitre II et vérifier la validité de ces schémas équivalents par comparaison des paramètres $[S]$ large bande.

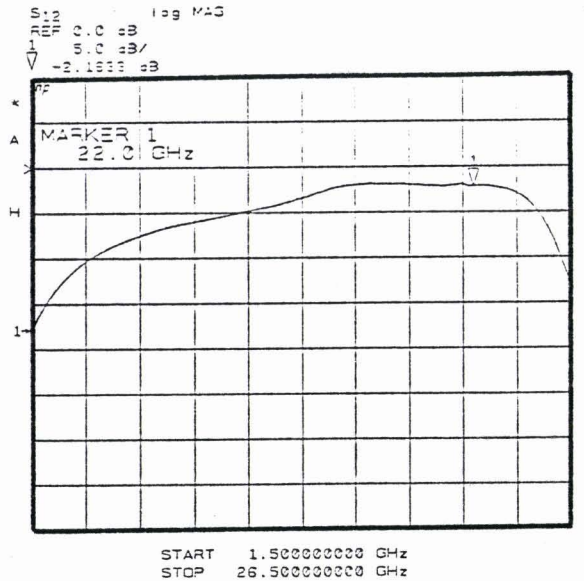
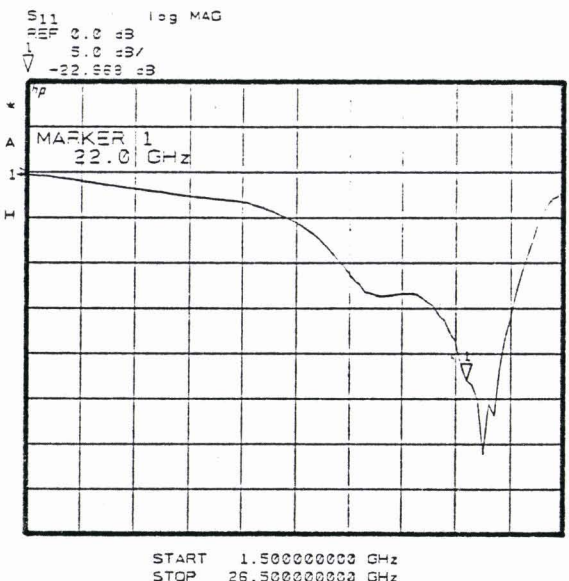
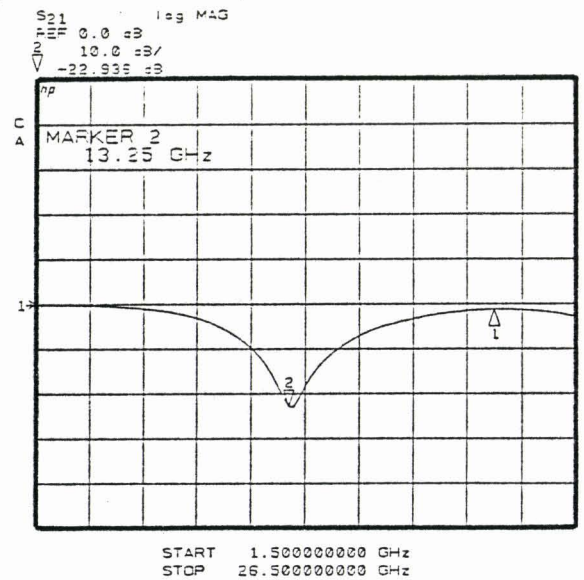
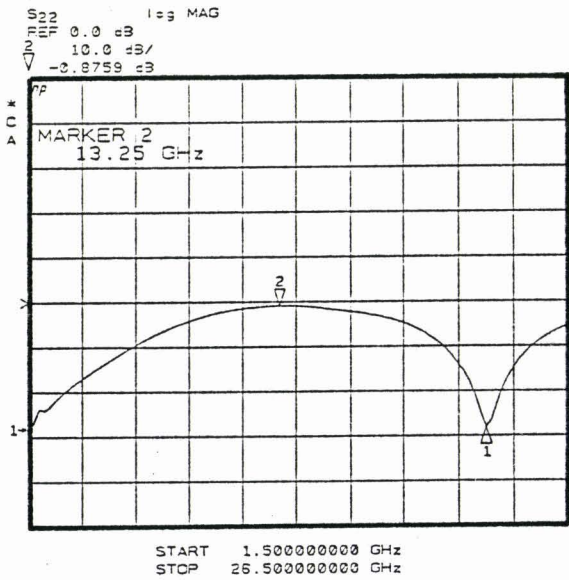
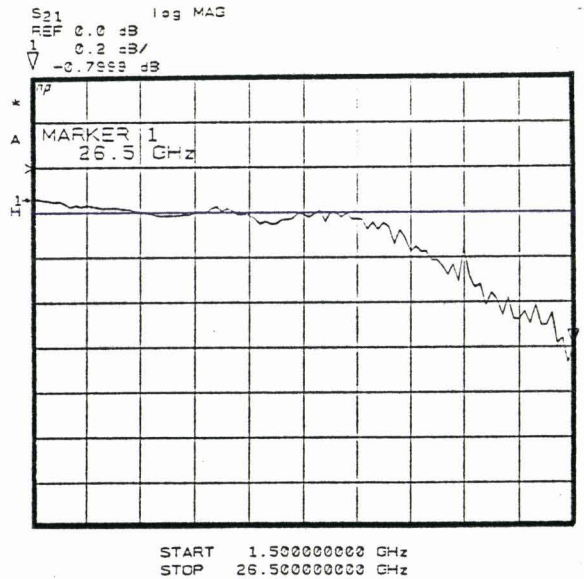
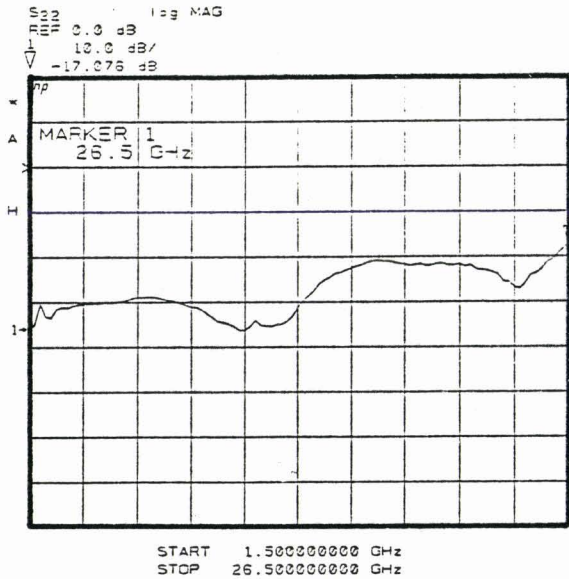
Au moyen de cette cellule, nous avons mesuré également des facteurs de bruit de TEC jusque 18GHz, dans ce cas nous avons pu tenir compte des pertes propres à la cellule et calculées lors de l'étalonnage.

Actuellement, cette cellule de test est utilisée en laboratoire pour des mesures de paramètres $[S]$ large bande (<18GHz) à 77°K [11] et pour des mesures de puissance dans la bande 26.5-40GHz [12] (avec adjonction de Tés de polarisation).

Bien que cette monture de test soit destinée aux transistors, nous avons également mesuré les paramètres $[S]$ de composants passifs destinés aux circuits intégrés monolithiques.

III.6.6. Mesures de paramètres $[S]$ large bande de dispositifs passifs

Ces dispositifs passifs sont réalisés en structure micro-ruban sur un substrat AsGa NID de 200 μ m d'épaisseur.



FIGURES 25a à 25c :Facteurs de réflexion et de transmission correspondants à trois dispositifs passifs réalisés sur AsGa.
-25a- ligne 50 ohms
-25b- stub de 1mm
-25c- D.C. Block

Après découpes et montages de quelques uns des éléments passifs sur un "insert", nous avons mesuré leurs paramètres [S] jusque 26.5GHz.

Le premier élément est une ligne de transmission d'impédance caractéristiques 50Ω et de $900\mu\text{m}$ de longueur, le second un stub de 1mm en circuit ouvert, en fin le troisième un DC Block calculé à 22GHz de fréquence centrale.

Les caractéristiques hyperfréquences de ces éléments sont représentées respectivement aux figures 25a et 25c.

La mesure précise de ces éléments passifs dans leur gamme de fréquence d'utilisation, est de première importance pour le suivi de conception des circuits intégrés microondes.

En résumé, nous avons conçu et réalisé une monture de test spécifique aux transistors en "puce" possédant de bonnes caractéristiques hyperfréquences jusque 35GHz.

Particulièrement bien adaptée aux techniques d'étalonnage à lignes de transmission, elle permet d'obtenir des mesures précises de paramètres [S] tout au moins jusque 26.5GHz.

Bien que les systèmes de mesure sous pointes atteignent les mêmes objectifs avec une facilité d'emploi sans comparaison ce type de cellule est maintenant utilisé pour des applications spécifiques (test de transistors commerciaux, mesures en température, mesures de puissance, etc...)

III.7 MESURES HYPERFREQUENCES SOUS POINTES

III.7.1. Généralités

Jusqu'à l'arrivée des pointes de mesures hyperfréquences, la limite fréquentielle d'utilisation de systèmes sous pointes était de 1GHz. Ces systèmes existent sous la forme de sondes actives (ou non) haute impédance ($\approx 1M\Omega$, $C < 2pf$) ou de sondes 50 ohms ou encore de simples aiguilles particulièrement utilisées pour le test de circuits intégrés, basses fréquences.

Pour pouvoir réaliser des mesures hyperfréquences au-delà d'un gigahertz par simples contacts, il est nécessaire d'utiliser une transition permettant de propager l'onde hyperfréquence provenant par exemple d'un analyseur de réseaux vers un dispositif planaire tel qu'un transistor. Pour que ce transfert d'onde se fasse correctement, cette transition ou sonde hyperfréquence doit posséder de bonnes performances hyperfréquences, et doit permettre des contacts reproductibles [13], [14].

Les sondes hyperfréquences disponibles actuellement sur le marché permettent des mesures par contact jusque 50GHz [15]. Leurs performances sont résumées au Tableau 4.

TYPE DE POINTE	FREQUENCE	CONNECTEUR	FACTEUR DE REFLEXION	FACTEUR DE TRANSMISSION
WPH/OX-xxx (cascade 4GHz Microtech)	f<26.5GHz	K	>20dB jusque >10dB jusque 26.5GHz	<2dB
WPH 305.xxx (cascade Microtech)	f<40GHz	APC 2.4mm	>20dB→46GHz >15dB→18GHz >10dB→40GHz	<3dB
WPH-205xxx (Cascade Microtech)	f<50GHz	APC 2.4mm	>20dB→4GHz >15dB→18GHz >10dB→500GHz	<3dB
CPW RFP 3.5MF (Design Technique)	f<26.5GHz	APC 3.5mm	valeurs typiques >15dB→5GHz >10dB→26.5GHz	1dB→18GHz <1.5dB→26.5GHz

TABLEAU 4

Ces sondes hyperfréquences sont en réalité constituées de quatre parties principales :

- un connecteur
- une transition coaxiale-coplanaire
- une ligne coplanaire
- des contacts métalliques

Le type de connecteur choisi dépend bien entendu de la bande de fréquence considérée.

La transition coaxiale-coplanaire est améliorée en réunissant les deux plans de masse coplanaires par un "pont à air" sur pratiquement toute la longueur du substrat.

Les contacts sont saillants par rapport à l'extrémité du substrat ; ils sont plats (cascade microtech) ou en pointe (Design Technique). Dans le cas de sondes Cascade Microtech, ces contacts sont particulièrement durs et permettent plusieurs centaines de milliers de cycles dans les conditions d'utilisations préconisées par le constructeur.

Enfin, la ligne coplanaire est réalisée sur un substrat d'alumine.

Mise en oeuvre d'un système de mesures
hyperfréquences au Centre Hyperfréquences
et Semiconducteurs

Nous avons opté pour un système cascade Microtech type 54D doté de quatre pointes coplanaires hyperfréquences 26.5GHz dont l'intervale entre deux contacts est de 125 μ m (figure 26).

Bien que ce système soit directement adaptable sur des dispositifs de déplacement X, Y , Z automatiques (autoprober), nous avons décidé de réaliser dans un premier temps une station de mesures sous pointes fixe.

Pour cela, nous avons utilisé un "prober" SET manuel possédant un socle avec aspiration centrale et d'un système optique bino-culaire (X5). Pour éviter tout déplacement indésirable de la plaquette sous-test, nous supprimons les déplacements X, Y, Z du socle, et nous utilisons les micromanipulateurs X, Y, Z du système 54D. Nous conservons impérativement le déplacement angulaire de ce socle.

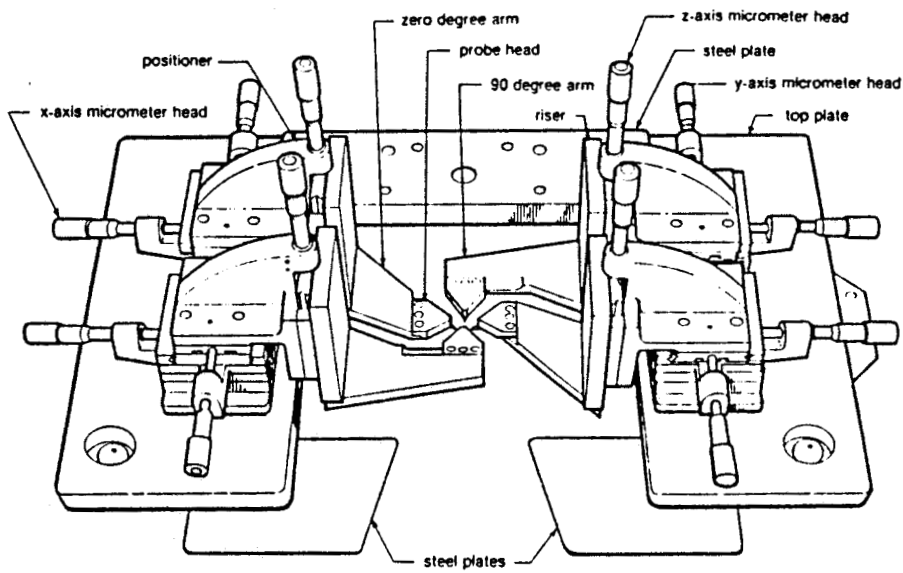


FIGURE 26 :Système CASCADE MICROTECH 54D

Ces micromanipulateurs permettent un déplacement précis (1 graduation = 1 mils = 25,4 μm) et possèdent un rattrapage de jeu. En cas de déplacement important, nous pouvons néanmoins débloquent le socle-support. Différents supports ont été réalisés pour maintenir (par aspiration) des plaquettes ou échantillons allant de 10mm à 2".

La plateforme du système 54D repose sur trois axes par l'intermédiaire de trois viroles permettant le réglage de planéité de ce système.

Ce système 54D possédant quatre micromanipulateurs, nous utilisons deux sondes pour les mesures hyperfréquences et deux autres pour les caractérisations statiques.

Pour connecter les deux sondes à l'analyseur de réseaux, nous utilisons deux câbles semi-rigides (0.118"), dotés de connecteurs K, d'environ 1m de long. Afin de limiter, les connexions au niveau des sondes et la contrainte mécanique lors du déplacement de ces sondes, nous avons réalisé des coudes à 90° en standard K.

Remarque : Les coudes SMA fournis par le constructeur, de par leurs fréquences de coupure, ne doivent pas être utilisés au-delà de 18GHz dans le cas de mesures précises de paramètres [S] [voir figure 27].

Les sondes coplanaires utilisées (figure 28) possèdent trois contacts (masse, signal, masse), pour qu'il y ait une bonne uniformité de ces trois contacts sur le composant à tester, il faut que la plateforme du système ainsi que les substrats-alumines des sondes soient parfaitement parallèles par rapport au socle-support.

Pour cela, nous devons effectuer un certain nombre d'opérations de positionnement de cette plateforme, afin d'obtenir des traces, dues aux contacts des sondes, parfaitement uniformes. On utilise pour cela un substrat d'essais fourni par le constructeur.

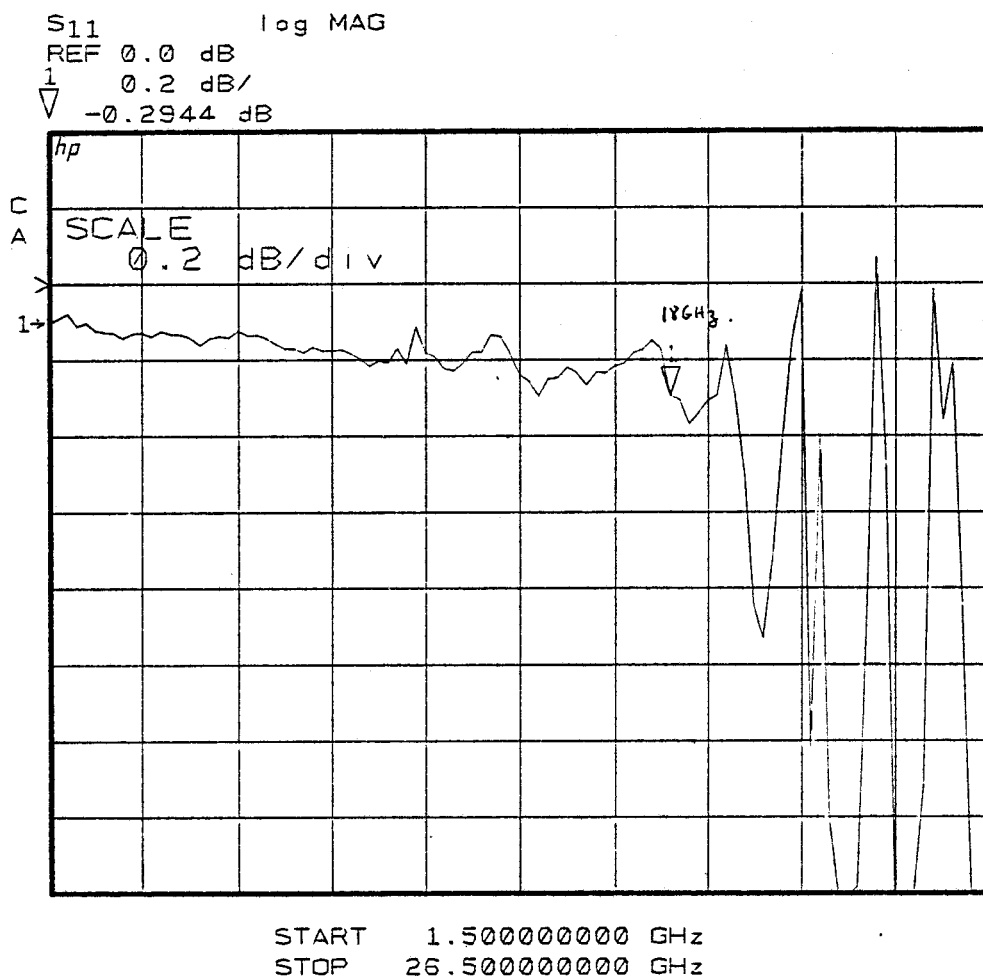


FIGURE 27: Facteur de réflexion d'un coude S.M.A. en court-circuit.

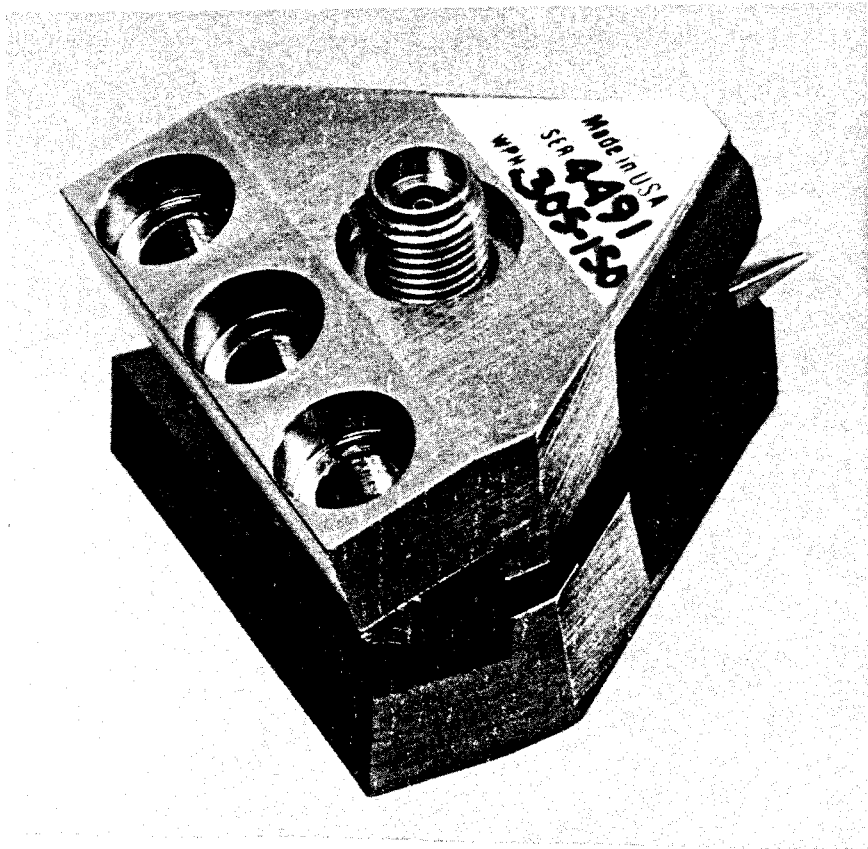


FIGURE 28 : Sonde coplanaire 26.5 GHz.

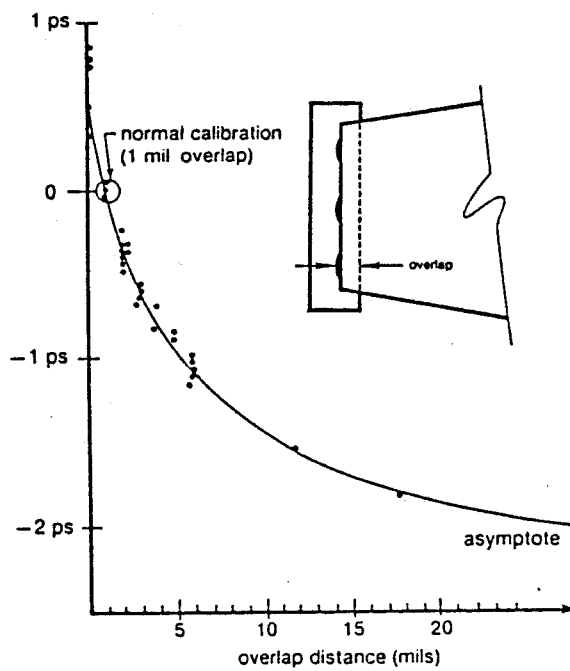


FIGURE 29 : Temps de groupe en fonction du positionnement des contacts de la sonde par rapport aux plots.

Après ces divers réglages, nous pouvons néanmoins constater avec ce type de sonde qu'il existe des traces de contact un peu moins marquées que les autres. Nous avons résolu ce problème en insérant une ou plusieurs préformes or-germanium sous la sonde.

Enfin, cet ensemble de mesures hyperfréquences sous pointes (photo en annexe) est placé sur une table antivibratile, le tout étant sous une hotte à flux laminaires.

Remarque :

Ce dispositif de mesure sous pointes nécessite un système de mesure dont la source est extrêmement stable (synthétisée, verrouillée), le tout étant dans un environnement de dérive thermique faible.

En effet, la longueur des cables semi-rigides utilisés (~1m) correspond à 125λ à 26.5GHz et 190λ à 40GHz, ce qui entraîne une erreur de phase sur un facteur de transmission de 4.5° pour une élongation de $100\mu\text{m}$ à 26.5GHz ou de 1.7° pour une variation de fréquence de 1MHz ($l = 1\text{m}$).

Pour obtenir une bonne répétabilité des contacts, il faut figer un mode opératoire. En effet, la pression et la position du contact doivent être constantes, le constructeur des sondes préconise de descendre la sonde de 4 mils ($100\mu\text{m}$) (pour une sonde à trois contacts) à partir du moment où la sonde touche les plots de métallisation.

Nous observons alors un glissement des contacts de la sonde sur une distance d'environ $20\mu\text{m}$ (0.8 mils).

La distance, entre l'extrémité des contacts et le bord des plots, est également critique (voir figure 29). A partir de cette figure 29, nous constatons que la distance optimale est de l'ordre de 1 mils ($25\mu\text{m}$).

Pour respecter cette cote, nous effectuons l'opération de contact en deux étapes :

i - Nous amenons la sonde légèrement au-dessus des contacts (~100 μ m)

ii - Nous faisons coïncider (optiquement) le bord de l'alumine de la sonde et le bord du plot, puis nous effectuons le contact comme nous l'avons décrit précédemment.

Lorsque toutes ces étapes de mise en oeuvre sont effectuées, il est nécessaire d'étalonner le système de mesures sous pointes.

III.7.2. Calibrage de système de mesures sous pointes

Généralités

D'une façon générale, il est commode de calibrer directement l'ensemble pointes hyperfréquences-analyseur de réseaux (autocalibrage).

Nous pouvons utiliser pour cela soit une technique d'étalonnage à charges (cc, c.o, Zo), soit à lignes de transmission (LRL...).

Avant de procéder à ces types d'étalonnage, nous devons connaître certaines caractéristiques électriques des étalons utilisés pour l'étalonnage (cf. chapitre I).

Dans le cas de l'étalonnage classique à charges type "quadripole" (full two ports), nous devons définir les étalons utilisés (Cal kit), c'est à dire :

- le type (c.o., c.c...)
- la structure de propagation (coaxial, guide...)
- les éléments parasites (c.o. → capacité équivalente, c.c. → inductance équivalente...)
- leurs gammes de fréquences
- leurs natures (dans le cas des charges → fixes, coulissantes, décalées...)
- dans le cas de lignes de transmission, la longueur électrique, leurs pertes (effet de peau...)
- l'impédance de normalisation ($Z_0 = 50\Omega$)

Dans le cas d'un calibrage à lignes de transmission, il faut définir :

- la longueur électrique des différentes lignes afin de déterminer leurs limites fréquentielles
- la valeur des éléments parasites de la charge réfléchive (C.o. → $c = -20\text{fF}$...)

Lorsque toutes ces définitions de standard sont introduites soit directement dans le logiciel d'étalonnage de l'analyseur de réseaux (cal kit), soit dans un logiciel externe nous pouvons commencer l'étalonnage.

Il est conseillé d'effectuer un calibrage lorsque le système de mesure est en fonctionnement depuis plus d'une demi-journée. Les pointes de mesures ainsi que les substrats d'étalonnages doivent être parfaitement propres. Avant d'utiliser un solvant, il est souhaitable de nettoyer les sondes et les substrats sous un flux d'air sec. Nous pouvons nettoyer l'extrémité des sondes à l'alcool isopropylique (ainsi que les substrats).

En cas d'impuretés persistantes, on peut placer les substrats ou l'extrémité des pointes dans de l'alcool sous ultra-sons [16].

La connectique est également une source d'erreurs lors du calibrage, particulièrement lorsque nous utilisons des connecteurs à contacts métal-métal (APC 7, APC 3.5, K, APC 2.4).

Il existe trois principales causes d'erreur concernant la connectique :

- les connecteurs hors-tolérance mécanique, doivent être testés régulièrement à l'aide de jauges micrométriques fournies par le constructeur.

- les mauvaises connexions ou mauvais serrages (utilisation de clés dynamométriques appropriées au type de connecteur)

- les impuretés (nettoyage par jet d'air sec puis éventuellement à l'alcool isopropylique).

Lorsque le système de mesure sous pointe reste à demeure sur l'analyseur de réseaux, les problèmes de connectiques sont bien entendus éliminés et l'opération de nettoyage des pointes ne prend que quelques minutes.

Enfin, pour nous assurer de l'absence de tout défaut pouvant nuire au calibrage et donc aux mesures, il est intéressant de connecter les pointes par exemple sur la ligne destinée au calibrage en transmission (Thru), et de regarder l'évolution fréquentielle du facteur de transmission (absence de résonance...).

III.7.3. Les étalons coplanaires [17]

Les différentes terminaisons permettant l'étalonnage du système de mesure sous pointe Cascade Microtech, sont réalisées sur un substrat Sapphire ($\epsilon_r = 9.9$, $H = 20$ mils).

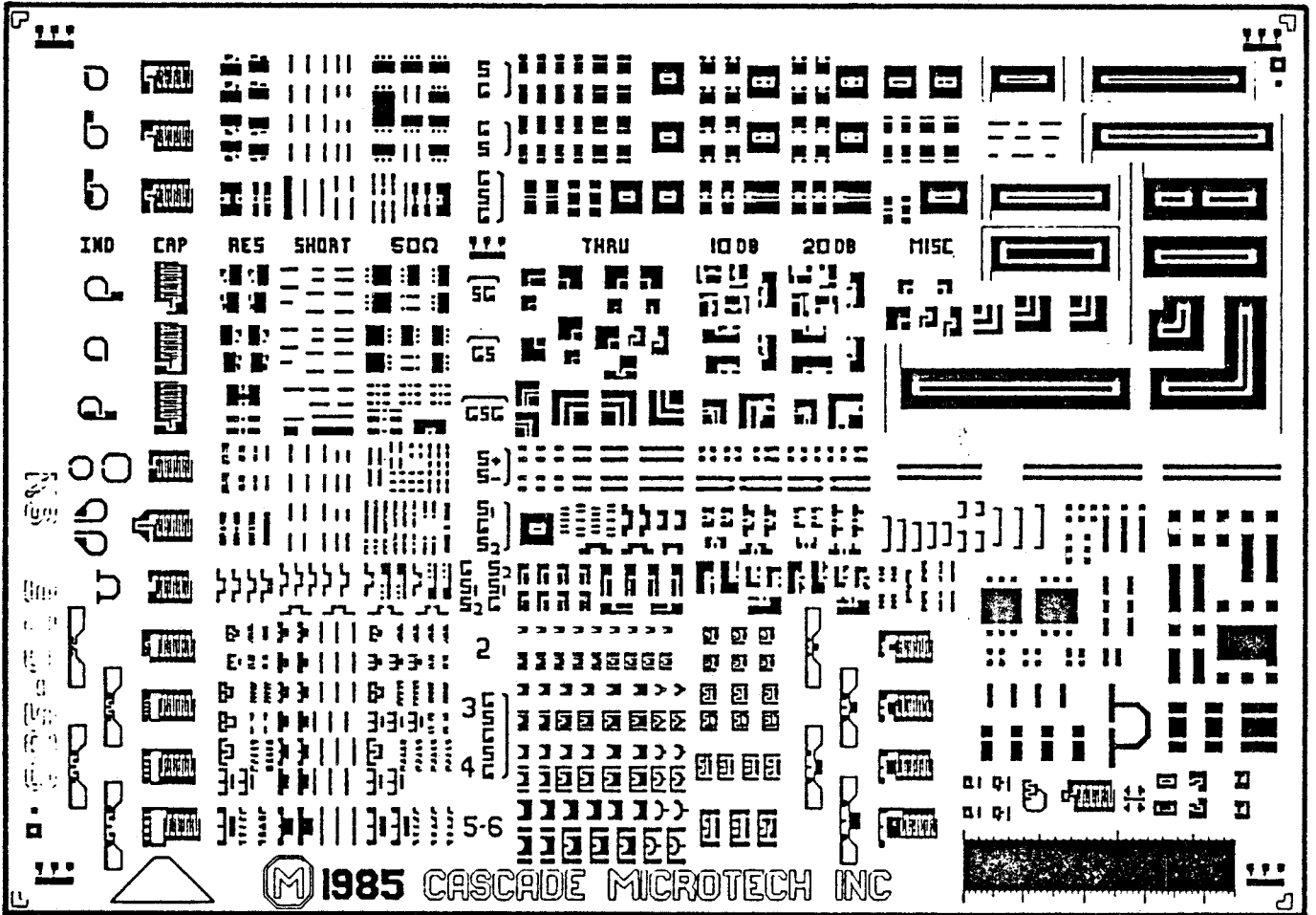


FIGURE 30 : Substrat d'étalonnage.

Ce substrat de calibrage comprend d'une part les charges 50Ω et les courts-circuits permettant l'étalonnage et d'autre part des éléments de validation tels que des atténuateurs 10 et 20dB, des inductances, des capacités interdigitées des résistances de 10, 25, 100Ω et également des lignes coplanaires... (figure 30).

Les charges 50Ω coplanaires sont réalisées à partir de deux résistances de 100Ω réalisées en technologie couche mince. Ces résistances sont ajustées en continu à $\pm 0.1\%$.

La ligne de transmission permettant la connexion directe des deux sondes correspond à un "delay" d'environ 1pS.

III.7.4 Etalonnage "12 termes d'erreurs" à partir de trois charges de référence (co, cc, zo) et d'une connexion directe

Lorsque les définitions des standards sont insérés dans le logiciel de l'analyseur de réseaux (cal kit), il faut ensuite définir le contexte de mesure (ou état d'instrument).

La procédure de calibrage se scinde en trois phases :

- les mesures en réflexion type "1 porte"
- les mesures en transmission
- les mesures d'isolation

a) Le calibrage en réflexion

- circuit ouvert (pointes à plus de 0.25mm du socle)

- court-circuit. La sonde est posée sur une métallisation réunissant les trois contacts. La longueur de cette métallisation doit correspondre à l'écartement des sondes utilisées, afin de limiter les effets de "stub" de ce court-circuit.

- charges 50Ω

b) Calibrage en transmission

On connecte les deux sondes sur une ligne de transmission d'environ 0.2mm de longueur.

Lorsque les contacts sont réalisés, l'intervalle entre les deux sondes est d'environ de 5 mils ($125\mu\text{m}$), ce qui correspond à un temps de groupe de 1pS.

c) Mesures d'isolation

En général, nous ne considérons pas de termes de couplage inter-sondes, dans le cas de mesures sur AsGa (avec ce type de sondes coplanaires).

La figure 31 montre les évolutions fréquentielles, du couplage entre deux sondes posées sur un substrat AsGa NID, lorsque nous réduisons l'écart inter-sondes.

Pour un espacement de $100\mu\text{m}$ (intervalle choisi entre plot de grille et de drain), nous obtenons une isolation meilleure que 40dB. Cette isolation est de l'ordre de 28dB pour un intervalle entre sondes d'environ $10\mu\text{m}$.

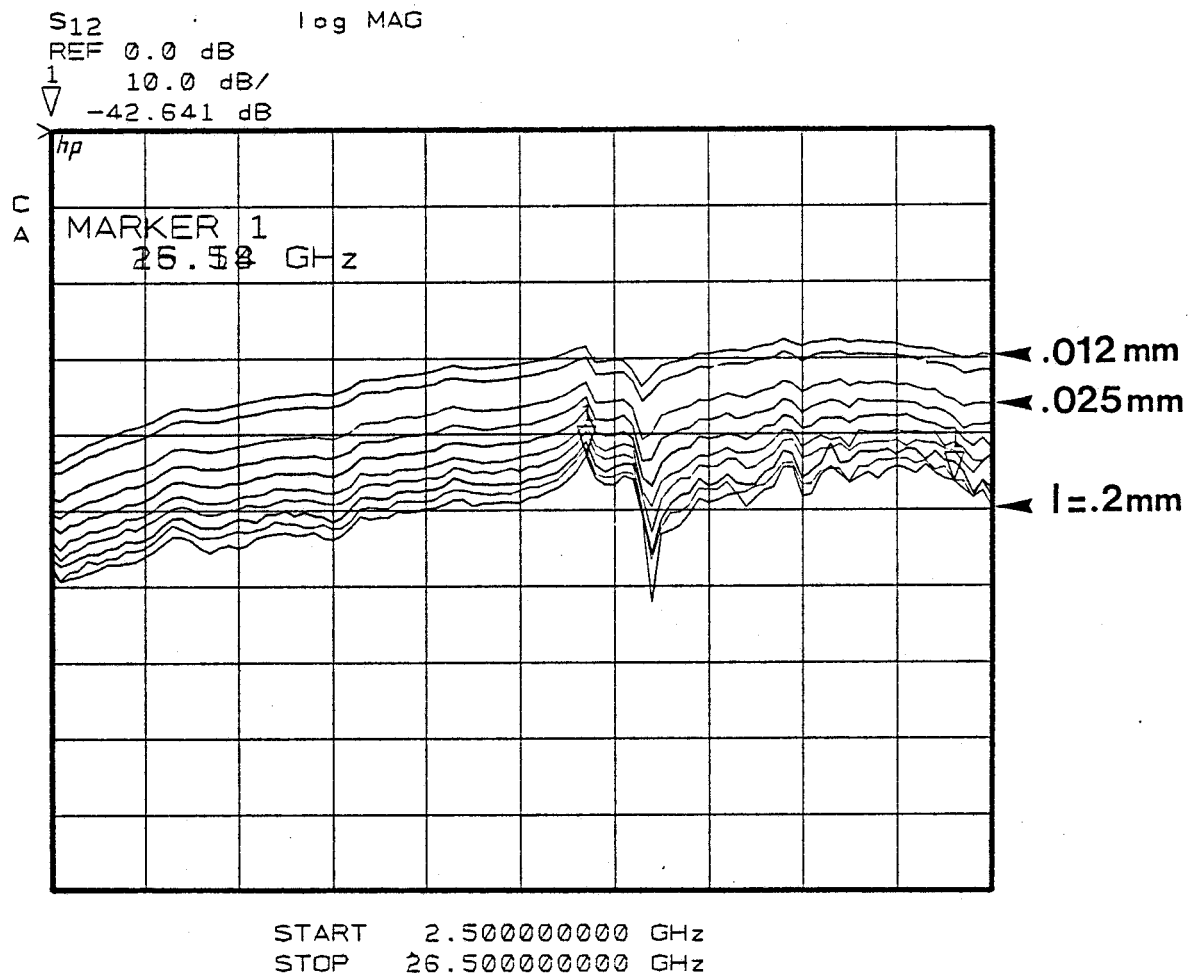


FIGURE 31 : Couplage inter-sondes sur AsGa N.I.D. .

Remarques : Si nous effectuons cette même expérience mais cette fois en connectant les sondes sur des charges 50Ω ou des court-circuits espacés de $100\mu\text{m}$, l'isolation est également de l'ordre de 40dB à 26GHz.

Ce n'est pas le cas avec des sondes masse-signal où il n'existe plus un phénomène de blindage à l'extrémité de ce type de sonde ($\sim 30\text{dB}$ d'isolation pour $\Delta l = 250\mu\text{m}$ à 26GHz)

III.7.5. Calibrage à "8 termes d'erreurs" **utilisant des lignes de transmission**

Cette méthode, dont le principe et l'algorithme sont décrits au premier chapitre, est particulièrement adaptée aux systèmes de mesures sous pointes.

En effet, par cette méthode, nous pouvons calibrer précisément un tel système de mesure, simplement par deux lignes de transmission.

Ces lignes peuvent être par exemple insérées dans le masque de métallisation des circuits monolithiques ou de composants. Bien que les analyseurs de réseaux et les systèmes de mesure sous pointes restent quasi-invariants sur des périodes relativement longues, avec ce type de calibrage très rapide (quelques minutes), nous pouvons étalonner le système de mesure avant chaque série de mesures dans un contexte propre aux types de dispositifs à tester.

Comme pour la méthode à charges, il est nécessaire de définir les étalons utilisés.

Dans le cas d'une méthode du type L.R.L. nécessitant deux lignes de transmission, nous devons connaître la longueur électrique ou mécanique de la ligne la plus courte (l1) et la différence de longueur des deux lignes (Δl).

Nous devons également connaître approximativement la valeur théorique ou expérimentale du facteur de réflexion de la charge réflective utilisée ou de son schéma équivalent.

Comme nous l'avons décrit au chapitre I, il est souhaitable d'utiliser comme charge réflective soit un court-circuit soit un circuit ouvert.

A cause de la position des contacts sur un court-circuit, ce standard est moins reproductible que le circuit ouvert.

En réalité, nous avons expérimenté trois types de circuits ouverts :

- les sondes en l'air
- les sondes sur AsGa NID
- les circuits ouverts décalés.

Nous discuterons ultérieurement de la validité de ces trois charges réflectives.

Remarque : Nous rappelons que la valeur du facteur de réflexion Γ_{CO} de la charge réflective introduite dans le logiciel de calibrage à lignes de transmission (par l'intermédiaire du Cal Kit) permet de lever une indétermination de signe lors du calcul des termes de désadaptation e_{11} et e_{22} (cf. chapitre I).

Nous pouvons néanmoins introduire une valeur approximative de Γ_{CO} . Après calibrage, nous observerons alors des sauts de phase sur les facteurs de réflexion mesurés pour certaines valeurs de fréquences. Dans les zones fréquentielles où il n'existe pas de sauts de phase, nous pouvons déterminer précisément Γ_{CO} ; cette valeur sera à nouveau introduite dans le logiciel supprimant ainsi toutes ambiguïtés de signe.

III.7.6. Réalisation d'un substrat d'étalonnage à lignes coplanaires sur AsGa semi-isolant

Nous avons réalisé les différentes lignes de transmission permettant un étalonnage du type T.R.L., L.R.L. ou "Peeling" sur un substrat AsGa semi-isolant de constante diélectrique $\epsilon_r = 13$ et d'épaisseur $h = 400\mu\text{m}$.

Les pointes hyperfréquences utilisées étant du type coplanaire, nous avons choisi de réaliser ces lignes de transmission en structure coplanaire.

Pour respecter l'entraxe entre les trois contacts de la sonde coplanaire ($125\mu\text{m}$), nous avons choisi une ligne coplanaire d'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$, $\epsilon_{\text{reff}} = 6.85$ dont la largeur du microruban et de la fente sont respectivement de $75\mu\text{m}$ et $50\mu\text{m}$ pour une épaisseur de métallisation de $0.3\mu\text{m}$.

La largeur des plans de masse est de $300\mu\text{m}$ afin de limiter la propagation du mode indésirable (type "fente") [20]. Le masque de métallisation de ce substrat de calibrage est représenté à la figure 31a. Les facteurs de réflexion mesurés d'une ligne de $200\mu\text{m}$ de longueur sont représentés à la figure 31b.

CHS

CENTRE HYPERFREQUENCES ET SEMICONDUCTEURS
CENTRALE DE TECHNOLOGIE

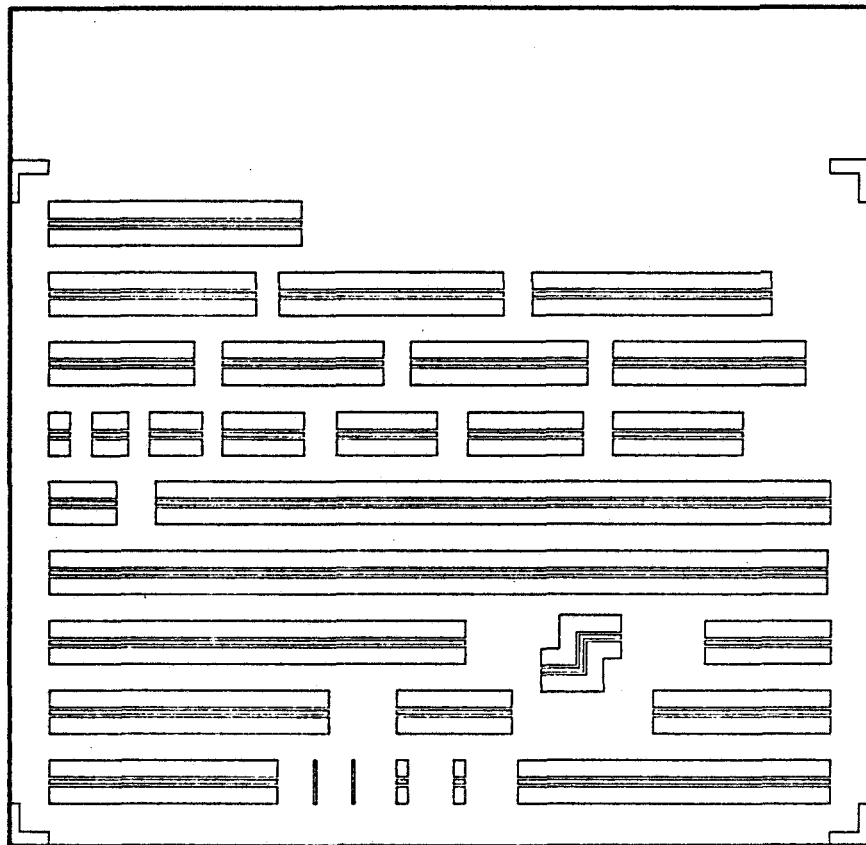


FIGURE 31a : Substrat d'étalonnage sur AsGa (ligne de transmission).

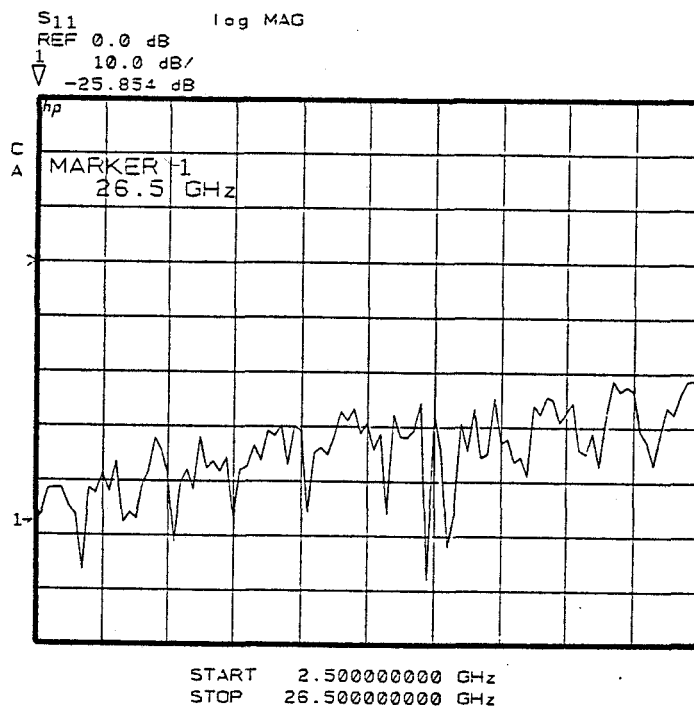


FIGURE 31b : Facteur de réflexion d'une ligne ($Z_c=50$ ohms) de .2mm de longueur.

Les longueurs des lignes ont été calculées (cf. chapitre I) pour couvrir toute la bande de fréquence jusque 26.5GHz.

Dans le cas de la méthode T.R.L., le standard "Thru" fait 200 μ m de longueur (1.75ps), pour l'étalonnage type L.R.L., la ligne la plus courte (11) fait 2mm de longueur. Les tronçons de ligne permettant de couvrir les différentes bandes de fréquences possèdent les longueurs suivantes :

50MHz - 5.05GHz $\rightarrow \Delta l = 11.46$ mm
1GHz - 10GHz $\rightarrow \Delta l = 5.21$ mm
2GHz - 18GHz $\rightarrow \Delta l = 2.86$ mm
2.5GHz - 26.5GHz $\rightarrow \Delta l = 1.97$ mm

En ce qui concerne la technique du "Peeling", nous avons choisi 16 tronçons de ligne dont le plus petit fait 269 μ m de longueur ($\phi = 22^\circ$ à 26.5GHz).

Nous pouvons donc réaliser quatre séries de mesures de quatre circuits ouverts décalés, la différence de longueur (Δl), permettant de déterminer $\gamma \Delta l$ par la méthode du bi-rapport [21], est respectivement pour chaque séries de mesures de $\Delta l = 269\mu$ m, 538 μ m, 807 μ m, 1076 μ m ($< 90^\circ$ à 26.5GHz). Ces quatre séries de mesure permettent d'affiner les résultats par un moyennage.

Cette méthode qui fut abandonnée pour les mesures en boîtier à cause de la trop grande dispersion de mesures, devient à nouveau particulièrement intéressante pour la détermination de la constante de propagation en utilisant une technique de mesures sous pointes.

La structure coplanaire possède de nombreux avantages, notamment pour les réalisations des circuits intégrés en très hautes fréquences ($f > 26$ GHz).

En effet, cette structure lorsqu'elle propage le mode

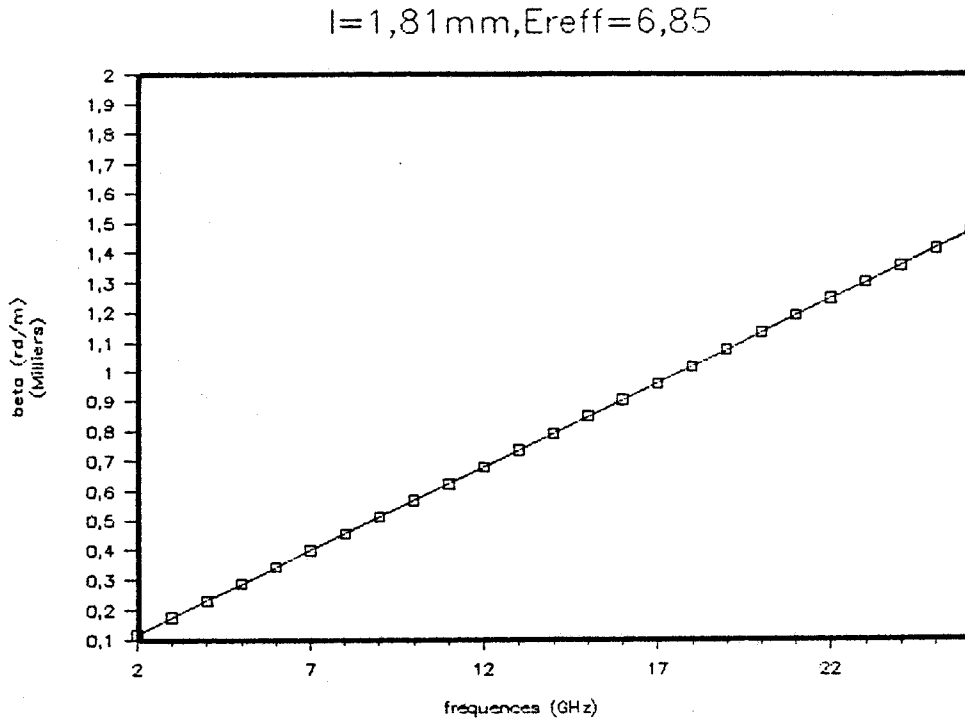


FIGURE 31c : Diagramme de dispersion d'une ligne coplanaire ($Z_c=50$ ohms) de 1.81 mm de longueur.

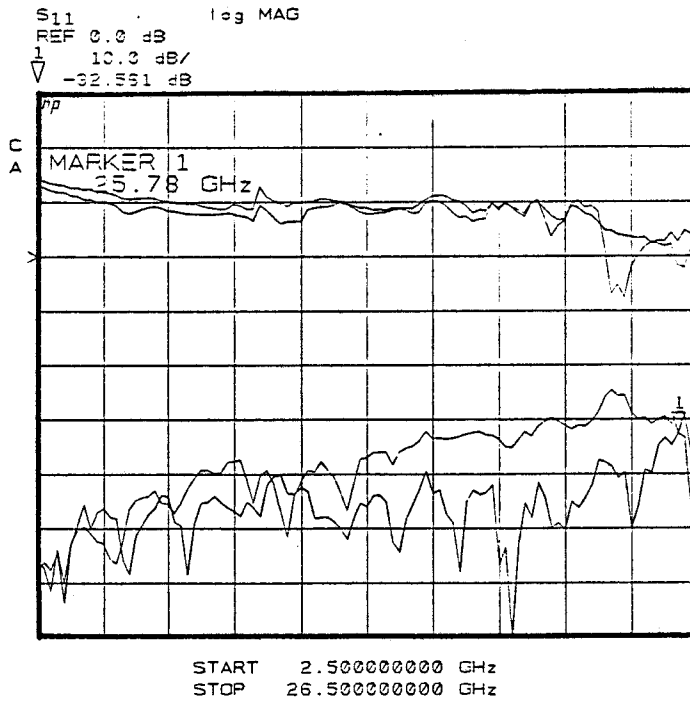


FIGURE 31d : Comparaison des facteurs de réflexion et transmission entre une ligne droite de 2mm et une ligne coudée de même longueur.

"microruban" est très peu dispersive, jusque 40GHz la variation relative de ϵ_{reff} est inférieure à 2% [20], [22]. Nous avons mis en évidence cette qualité (tout au moins jusque 26GHz), en mesurant le terme de vitesse de phase β d'une ligne de 1.81mm de longueur (figure 31c).

Contrairement à la structure microruban qui nécessite un amincissement du substrat pour éviter la dispersion en hautes fréquences, nous utilisons en structure coplanaire des substrats relativement épais [23] ($H > 300\mu\text{m}$), afin de limiter les effets de plan de masse, ce qui facilite le procédé technologique.

Le troisième avantage est que les discontinuités dues par exemple aux coudes à 90° des lignes de transmission sont bien moins critiques par rapport à la structure microruban (confinement des champs entre les plans de masse). La figure 31d représente les évolutions fréquentielles des facteurs de réflexion et de transmission de deux lignes de transmission de 2mm de longueur, l'une possédant deux coudes à 90°. Hormis une légère résonance vers 24GHz, les facteurs de réflexion et de transmission de cette ligne coudée sont meilleurs que -25dB et 0.7dB jusque 26GHz.

Le désavantage majeur de la structure coplanaire est le fait que la topologie des circuits intégrés est beaucoup plus complexe qu'en structure microruban.

Remarque : Les lignes coudées coplanaires permettent de par leurs caractéristiques hyperfréquences de calibrer un système sous pointes fixe (carte à pointes) par une méthode type L.R.L.

III.7.7. Validation des méthodes d'étalonnage

a) Etalonnage à charges (C.o, CC, Zo) sur substrat Sapphire

Après avoir effectué le calibrage à partir de charges du type C.C., C.O., Zo sur le substrat d'étalonnage fourni par Cascade Microtech, nous pouvons valider un tel calibrage en utilisant d'autres éléments passifs existant sur ce même substrat.

Les figures 32 et 33 représentent les évolutions fréquentielles d'un court-circuit (autre que celui utilisé pendant le calibrage), du circuit ouvert (pointes en l'air) et enfin de deux charges 50Ω (l'une étant celle utilisée pour l'étalonnage).

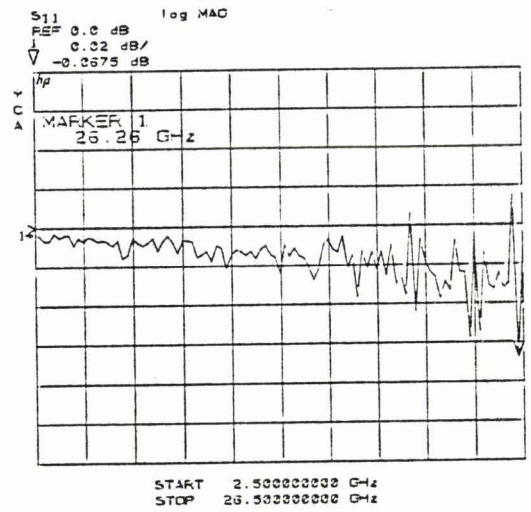
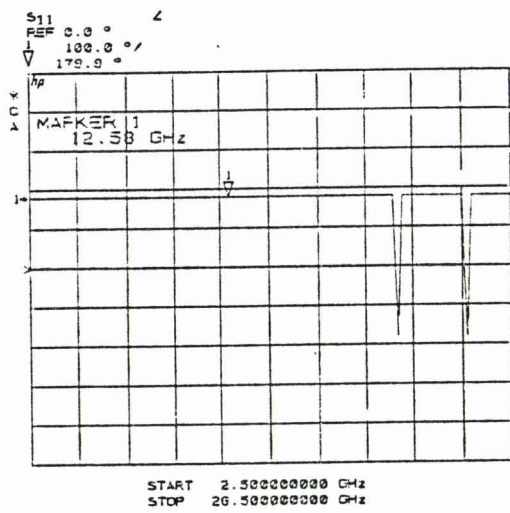
Nous obtenons par ce type de calibrage des performances équivalentes tout à fait comparables à celles obtenues par exemple pour un calibrage coaxial 3.5mm. La directivité et la réponse fréquentielle équivalentes sont respectivement supérieures à 45dB et inférieure à 0.08dB jusque 26.5GHz.

Néanmoins, comme nous l'avons décrit précédemment, ces performances équivalentes nous donnent principalement une information de reproductibilité de mesure. Le test de validation le plus efficace consiste à mesurer après étalonnage un étalon dont on connaît relativement bien ses paramètres [S]. Cet étalon peut être par exemple une ligne de transmission d'impédance caractéristique Zo à faible perte dont l'extrémité est en circuit ouvert.

Le facteur de réflexion de cet étalon est du type : $\Gamma = e^{-2\alpha l} e^{-2j\beta l}$.

La variation de phase de ce facteur de réflexion doit être

COURT-CIRCUIT



CIRCUIT-OUVERT

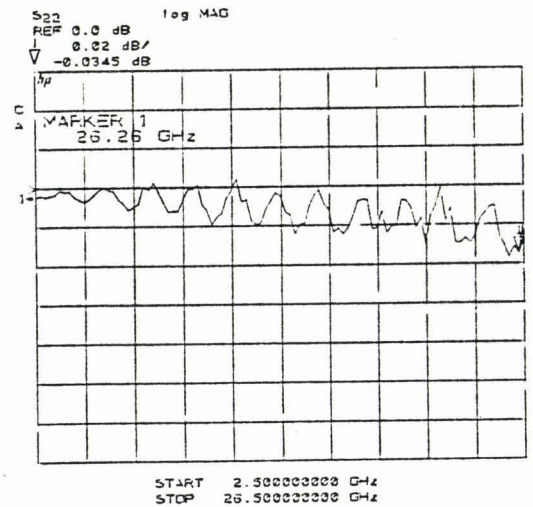
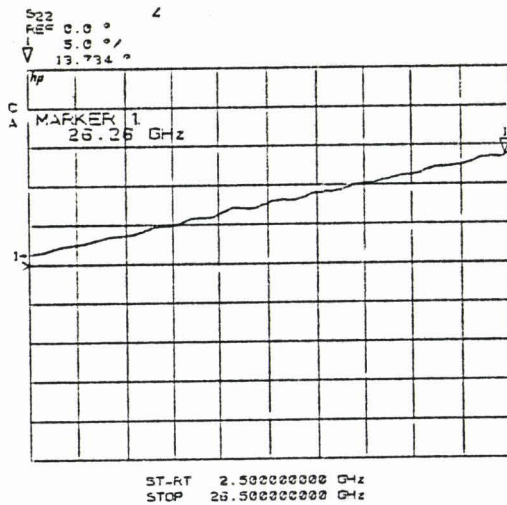
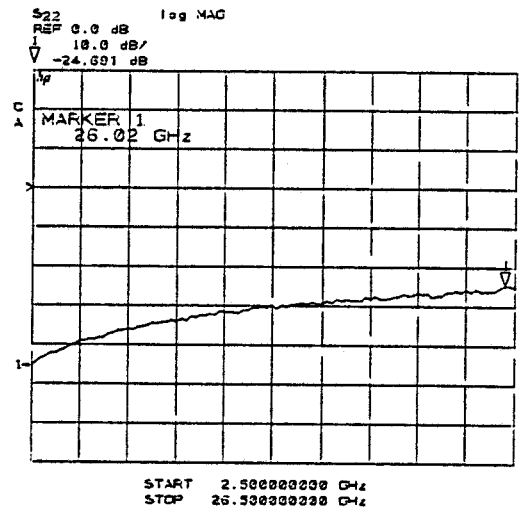
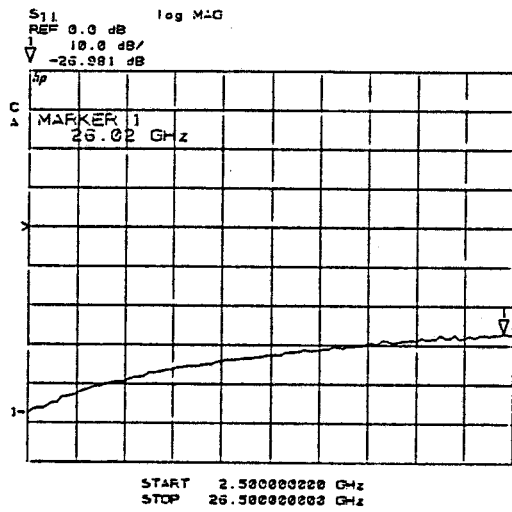


FIGURE 32 : Facteurs de réflexion en module et phase correspondants à un court-circuit et un circuit-ouvert mesurés dans les plans de réf. (après étalonnage)

CHARGES 50 ohms (autre que celle utilisée dans le calibrage)



CHARGES 50 ohms (utilisée pour le calibrage)

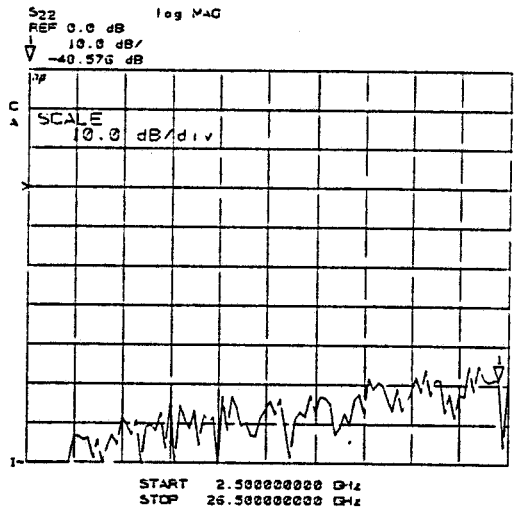
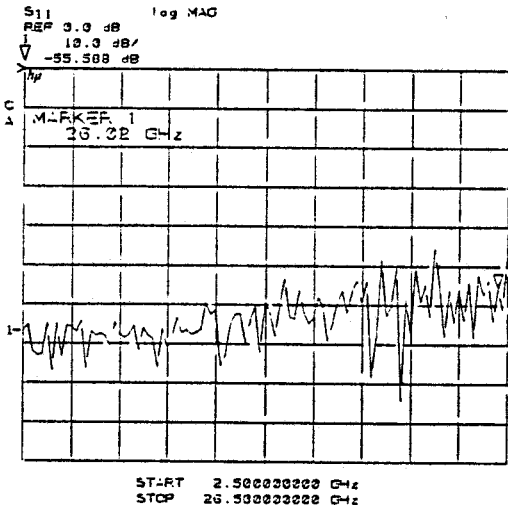


FIGURE 33 : Facteurs de réflexion correspondants à deux charges 50 ohms l'une étant utilisée dans la procédure d'étalonnage.

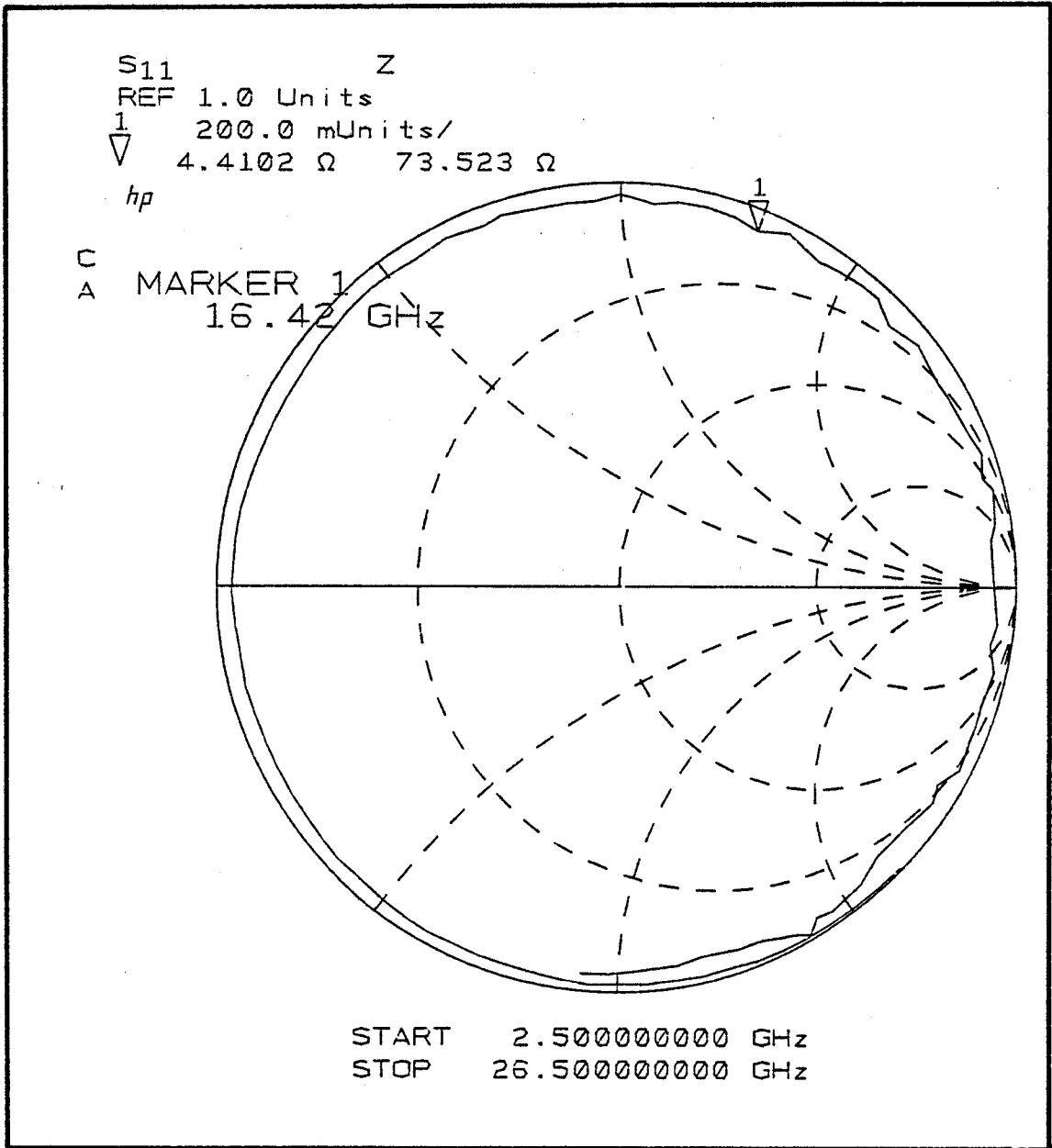


FIGURE 35 : Mesures après étalonnage (C.O.,C.C.,Zc) d'une ligne de 2mm en circuit-ouvert.

linéaire en fonction de la fréquence ; son module doit décroître "lentement" et de façon monotone. En réalité, l'évolution d'un tel facteur de réflexion sur abaque doit être une spirale.

Dans le cas où les standards utilisés pour le calibrage sont difficilement définis, en particulier dans le cas des sondes Cascade Microtech, la valeur des capacités parasites équivalentes des circuits ouverts ; la mesure d'une ligne en circuit ouvert permettra d'ajuster plus précisément la définition des circuits ouverts (par le décalage entre les évolutions fréquentielles mesurées et théoriques).

L'évolution du facteur de réflexion d'une ligne d'environ 2mm en circuit ouvert est représentée à la figure 35 après un étalonnage classique à charges.

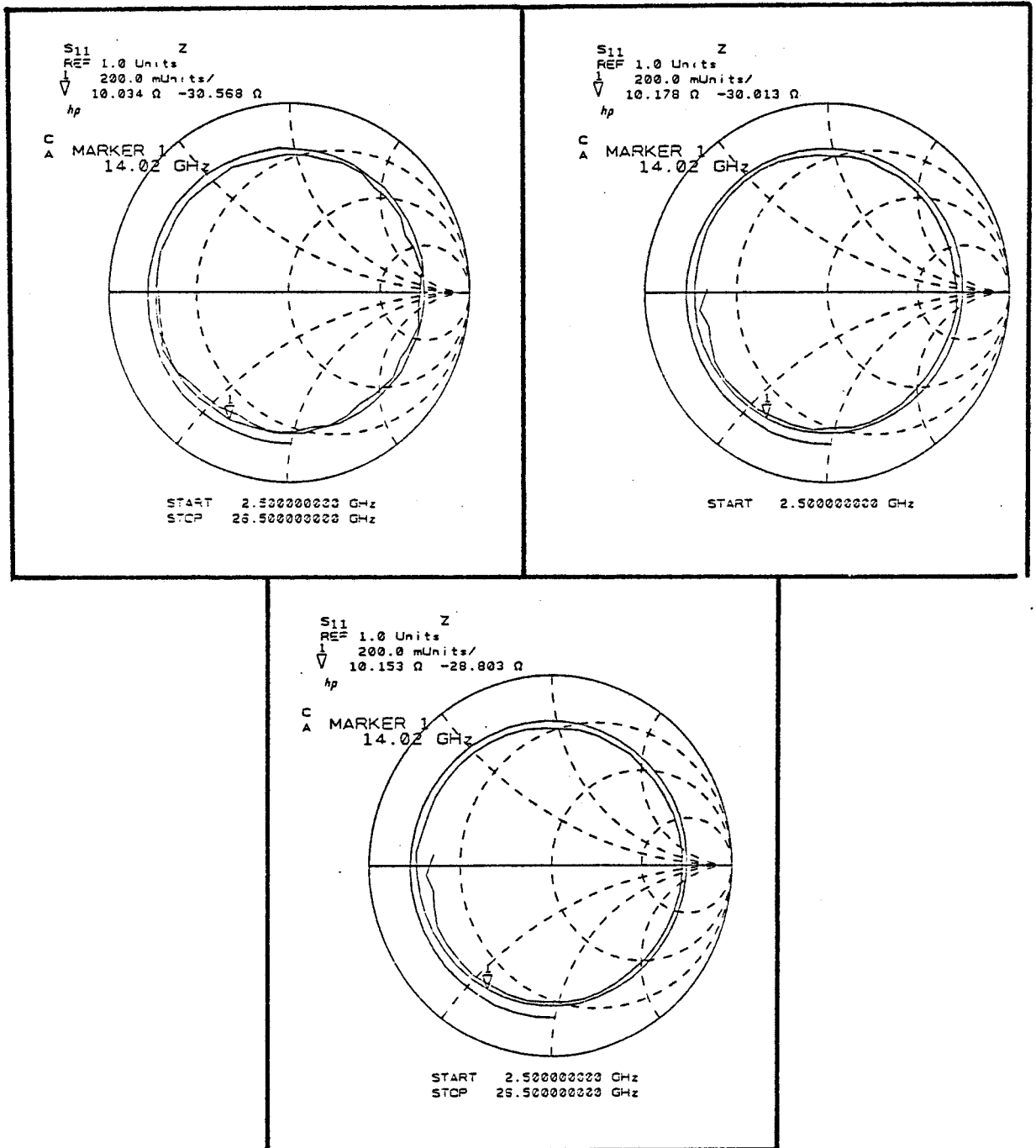
b) Etalonnage à ligne de transmission (L.R.L.)

Pour valider ce type de calibrage, nous nous sommes principalement intéressés à la mesure d'une ligne suffisamment longue en circuit ouvert.

Nous avons réalisé des calibrages LRL en utilisant plusieurs circuits ouverts comme charges réfléchives.

Les figures 36a et 36c montrent les évolutions fréquentielles du facteur de réflexion d'une ligne coplanaire (en circuit ouvert) d'environ 5mm de longueur réalisée sur AsGa pour trois étalonnages utilisant les trois circuits ouverts suivant :

- sondes en l'air
- sondes sur AsGA NID
- sondes sur un circuit ouvert décalé (200 μ m)



FIGURES 36a à 36c :Facteurs de réflexion d'une ligne de 5mm en C.O.après trois étalonnages à lignes de transmission utilisant comme charge réflective:
-a- C.O. pointes en l'air
-b- C.O. pointes sur AsGa N.I.D.
-c- C.O. décalé de .2 mm

Nous constatons que le calibrage utilisant les circuits ouverts en plaçant les sondes en l'air, ne donne pas une évolution fréquentielle correcte. Cette erreur est principalement causée par le fait que l'on n'applique pas réellement la même charge réfléchive sur les deux plans de référence, mais aussi par le fait qu'il existe une légère résonance (24GHz) pour certaines sondes. Cette résonance (rayonnement) est supprimée en effectuant un contact avec le substrat ou les plots de métallisation.

En résumé, nous obtenons les meilleurs résultats de calibrage en utilisant un circuit ouvert décalé comme charge réfléchive ; ceci est essentiellement dû au fait que les effets parasites des extrémités des sondes sur les plots (mutuelles inductances, capacités) sont plus finement pris en compte. Pour réaliser ce circuit ouvert décalé, nous utilisons une des lignes de transmission de référence (Thru).

Avec ce type de calibrage, nous obtenons des performances du système de mesure équivalentes similaires à celles obtenues par un étalonnage à charges. La figure 37 représente les évolutions des facteurs de réflexion S11 et S22 d'une ligne de 200 μ m de longueur non utilisée lors du calibrage. La directivité équivalente est supérieure à 40dB jusque 26.5GHz.

A partir de cet étalonnage L.R.L., nous avons mesuré certains éléments passifs réalisés sur le substrat Sapphire Cascade Microtech ou sur substrat AsGa (Capacités) [18].

Les évolutions fréquentielles des facteurs de réflexion ou de transmission de ces dispositifs passifs sont représentées aux figures 38a à 38d.

En résumé, nous pouvons étalonner précisément un dispositif de mesures hyperfréquences sous pointes tel que Cascade Microtech indifféremment par une méthode de calibrage utilisant les trois

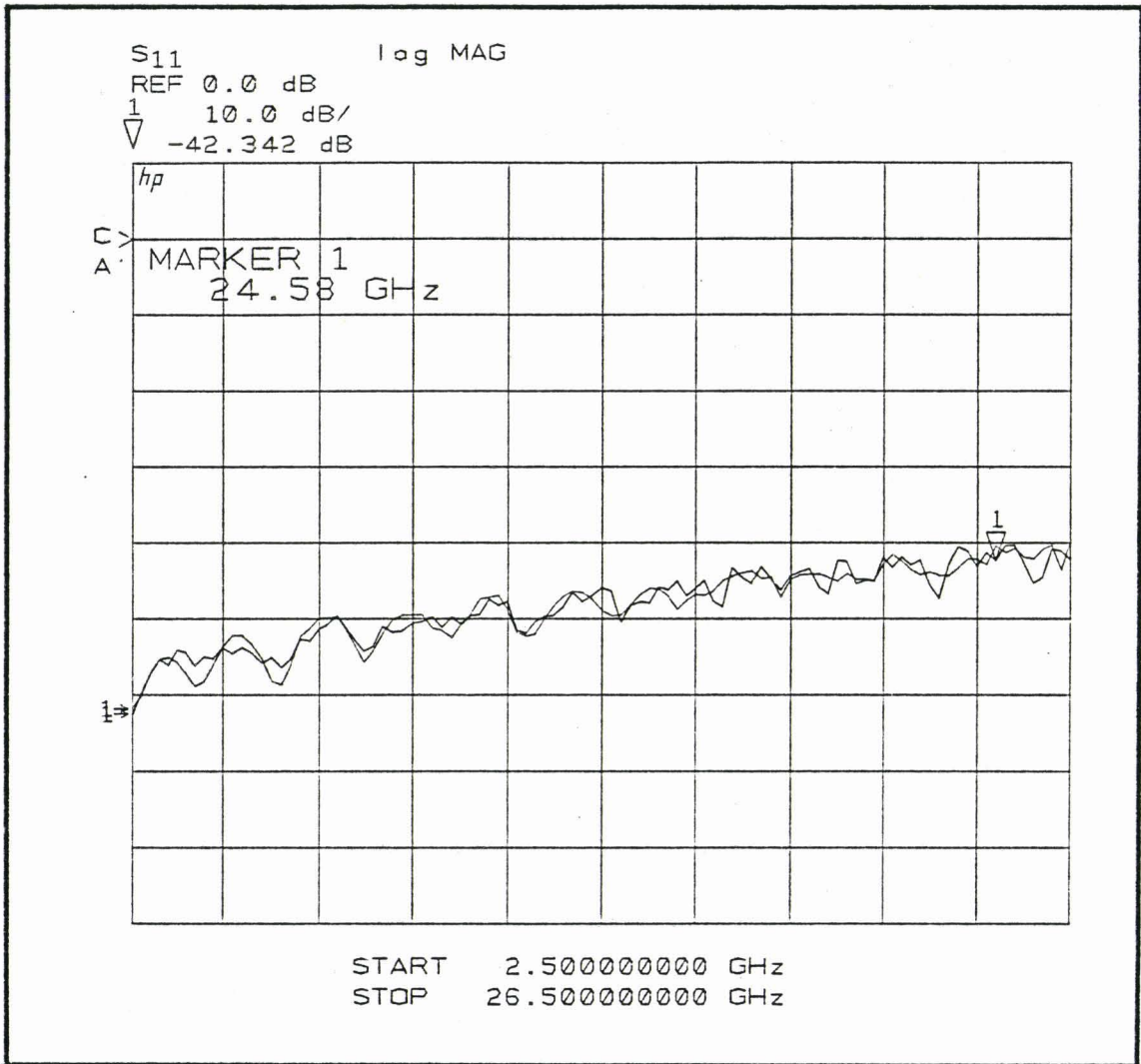
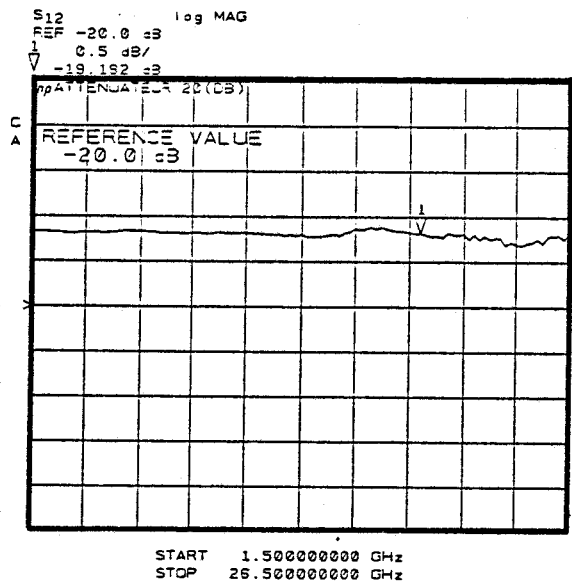
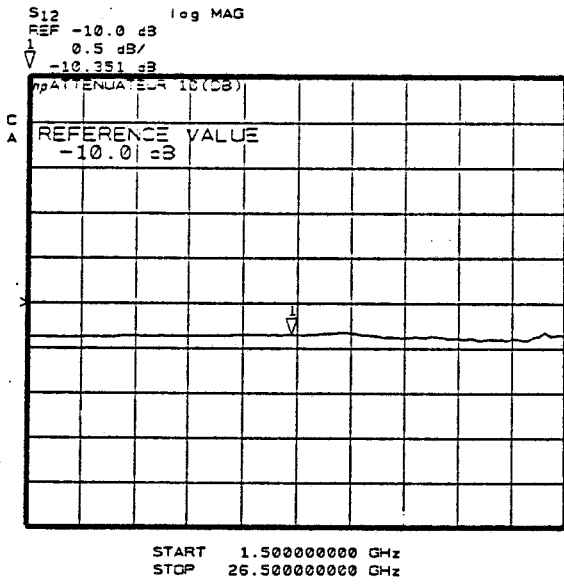
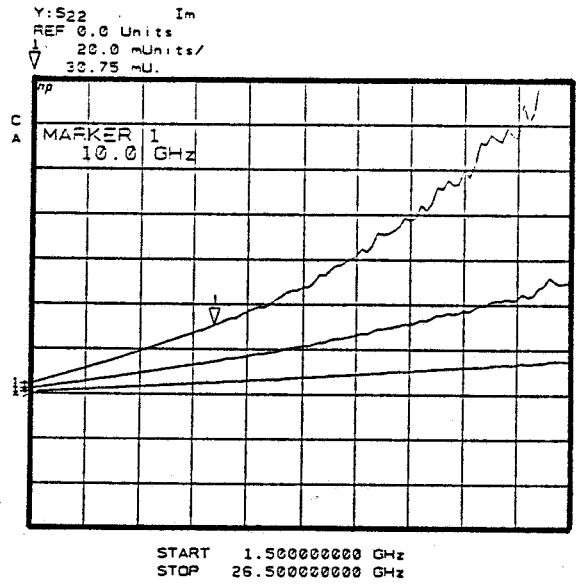
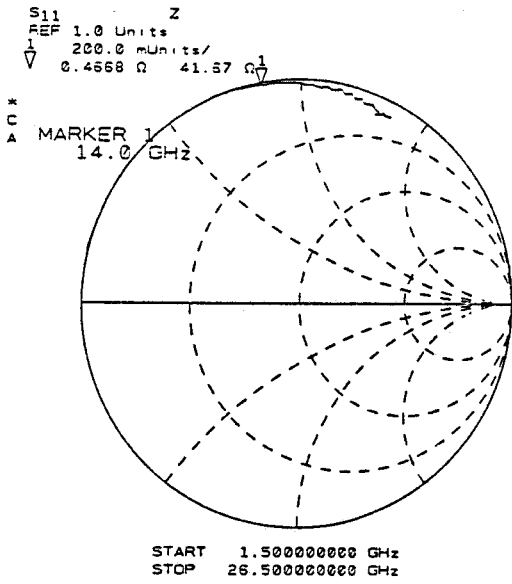


FIGURE 37 : Paramètres S11 et S22 d'une ligne de .2mm($Z_c=50$ ohms) mesurée après un calibrage de type T.R.L. (non utilisée pour le calibrage)



FIGURES 38a à 38d : Evolutions fréquentielles (jusque 26.5 GHz) des paramètres Sij d'éléments passifs réalisés sur substrat saphire ou AsGa.

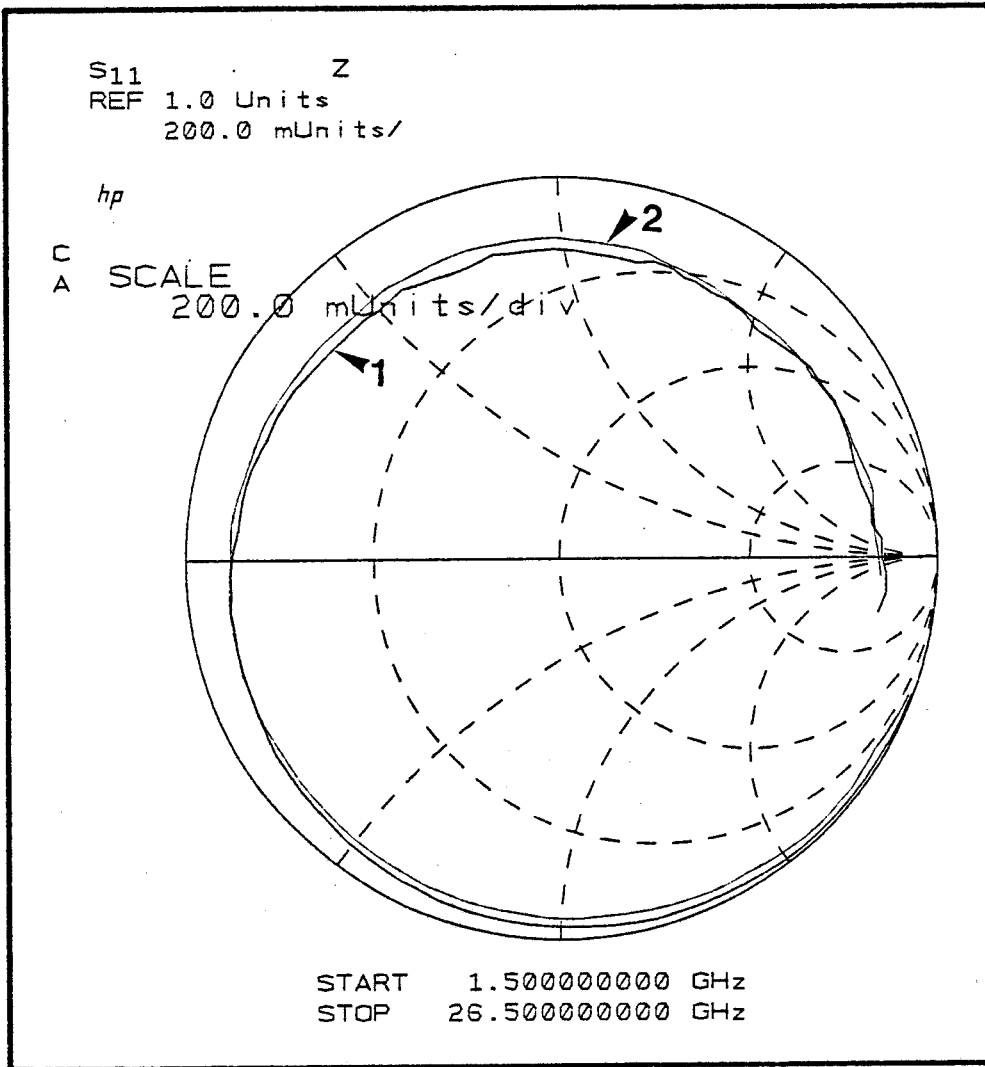


FIGURE 39: Comparaison entre la méthode de calibrage classique(C.C.,C.O.,Zc) et la méthode T.R.L. .
-1- méthode classique
-2- " T.R.L.

charges classiques CO, CC, Zo ou des lignes de transmissions d'impédance caractéristiques Zo, bien que cette dernière soit particulièrement facile à mettre en oeuvre (réalisation des lignes directement sur substrat AsGa), elle permet également de prendre en compte plus précisément "la nature" des contacts entre la sonde hyperfréquence et le composant réalisé sur un substrat AsGa.

La figure 39 représente la comparaison, pour ces deux types d'étalonnage, en ce qui concerne la mesure d'une ligne de transmission en circuit ouvert.

Nous noterons que cette ligne de transmission en C.O. lorsqu'elle est suffisamment longue, reste le meilleur dispositif permettant de valider un calibrage.

Disposant de ces deux moyens de mesure de [S] jusque au moins 26.5 GHz, nous avons pu mettre en évidence et valider la méthode d'extraction de schémas équivalents de TEC décrite au chapitre II.

III.8. DETERMINATION DU SCHEMA EQUIVALENT :

ETUDE EXPERIMENTALE

III.8.1. Généralités

Afin de valider cette nouvelle méthode d'extraction de schémas équivalents décrite au paragraphe II, nous avons expérimenté de nombreux composants de type et d'origine différentes.

Dans un souci de restreindre le nombre de résultats expérimentaux obtenus sur ces divers composants, nous avons sélectionné ces

dispositifs selon leur largeur de grille Z (la plupart des transistors expérimentés possèdent une longueur de grille L_g , soit de $0.3\mu\text{m}$, soit de $0.5\mu\text{m}$).

Les caractéristiques générales de ces transistors sont résumées au tableau 5.

Ces divers transistors largement submicroniques, de structure et de topologie différentes, dont la largeur de grille s'échelonne entre 60 et $300\mu\text{m}$, permettent de valider les techniques de mesures hyperfréquences large bande et d'extraction de schémas équivalents décrites dans les deux premiers chapitres.

Référence du transistor	Développement de grille	Type de structure	Système de mesure
T ₁	$0.3 \times 64\mu\text{m}^2$	TEGFET	Cellule
T ₂	$0.3 \times 64\mu\text{m}^2$	MESFET	Cellule
T ₃	$0.5 \times 100\mu\text{m}^2$	MESFET	pointes hyper.
T ₄	$0.5 \times 150\mu\text{m}^2$	TEGFET	pointes hyper.
T ₅	$0.3 \times 200\mu\text{m}^2$	MESFET	Cellule
T ₆	$0.5 \times 200\mu\text{m}^2$	TEGFET	Cellule
T ₇	$0.3 \times 280\mu\text{m}^2$	MESFET	Cellule

Tableau 5

III.8.2. Détermination des éléments extrinsèques

Nous rappelons que cette détermination s'effectue à tension drain-source nulle (c.f. chapitre II).

a) Détermination des éléments d'accès séries

La jonction de grille est alors polarisée en direct ($I_g > 0$), et nous analysons les paramètres impédances (Z_{ij}).

Ces paramètres impédances ont été déduits des paramètres [S] mesurés entre 1 et 5 GHz.

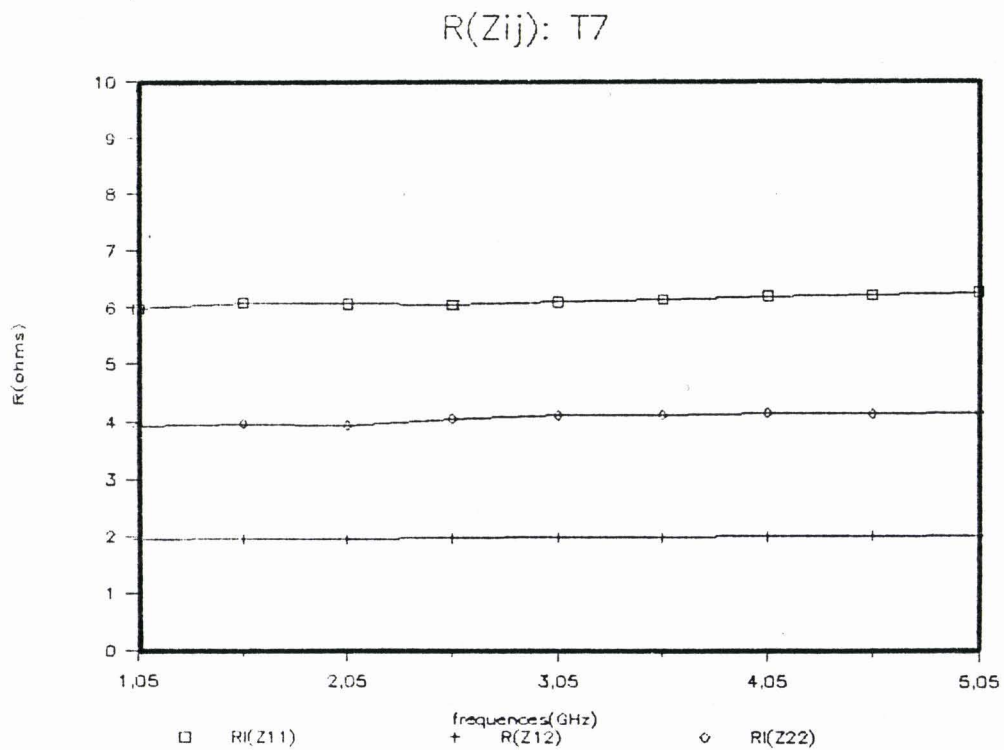
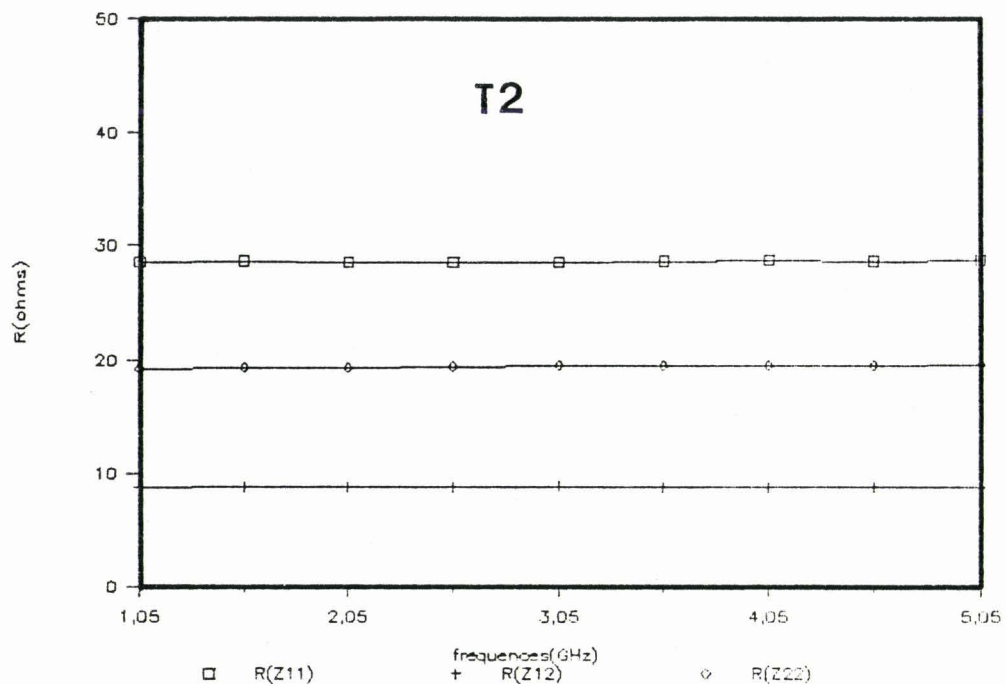
Les figures 40a et 40b représentent les évolutions fréquentielles des parties réelles des paramètres Z_{ij} pour les deux transistors T2 ($Z = 64\mu\text{m}$) et T7 ($Z = 280\mu\text{m}$).

Nous remarquons que ces paramètres sont parfaitement constants en fonction de la fréquence ($\Delta R < 1\%$).

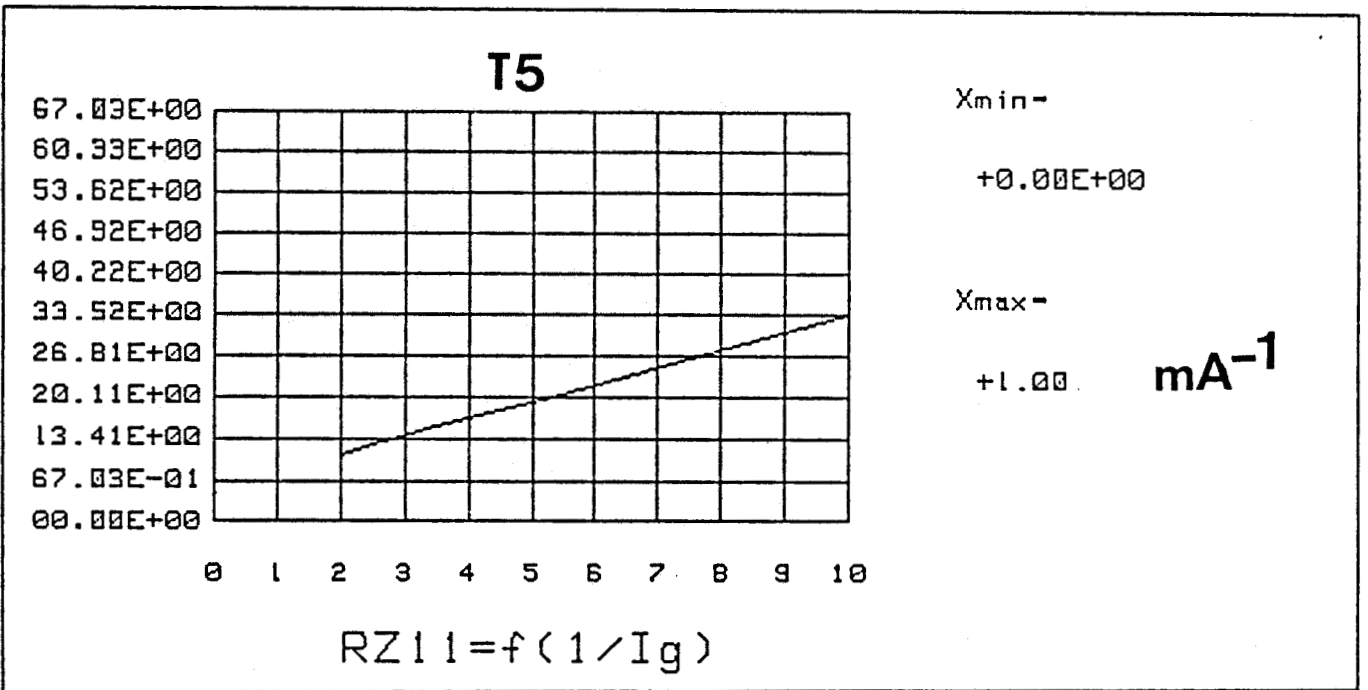
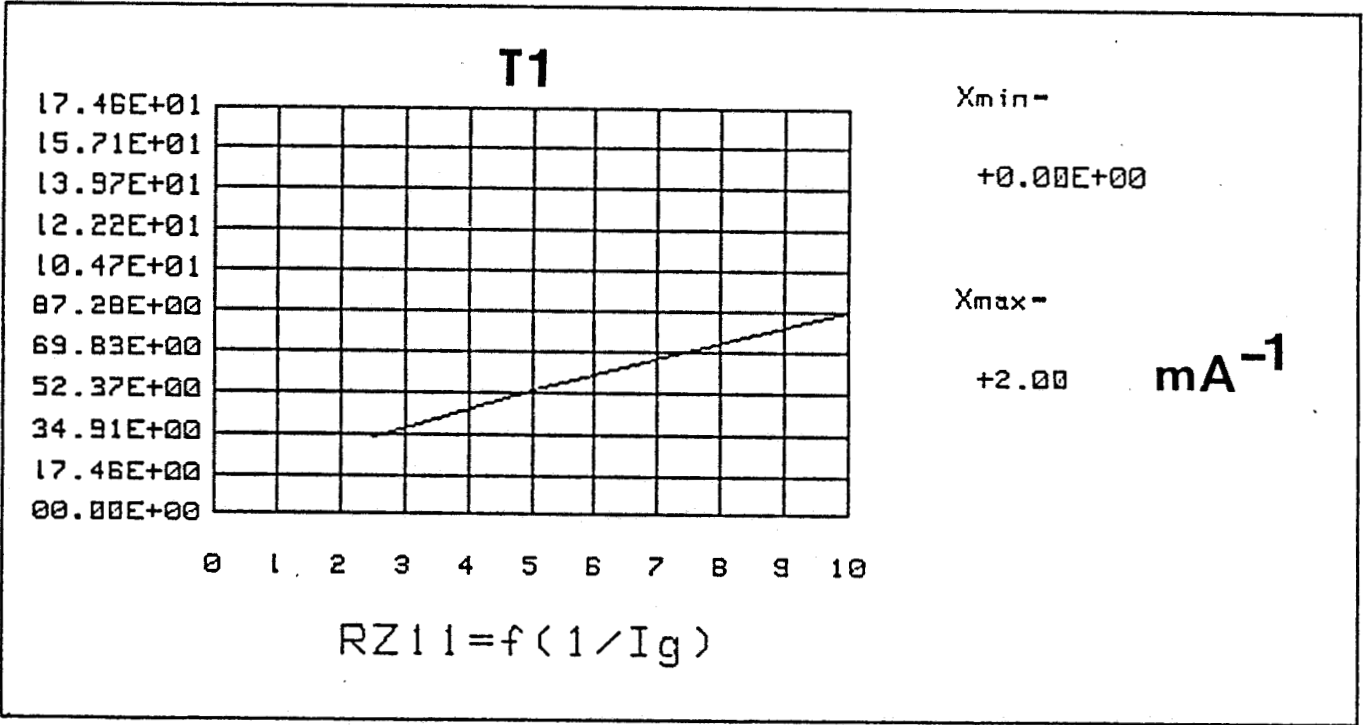
Pour s'affranchir de la résistance dynamique de la jonction de grille (c.f. chapitre II), lorsqu'elle est polarisée en direct, nous traçons l'évolution de la partie réelle de Z_{11} en fonction de $1/I_g$, nous calculons par extrapolation de cette évolution ($1/I_g \rightarrow 0$) la somme : $R_g + R_s + R_c/3$.

Ces évolutions sont représentées aux figures 41a et 41b dans le cas des transistors T1 et T5. Nous remarquons que lorsque la densité de courant est de l'ordre de 10^8 A/m^2 , la partie réelle de Z_{11} décroît linéairement en fonction de $1/I_g$.

Remarque : La résistance de grille dynamique mesurée par cette méthode pour une densité de courant importante est en réalité plus faible



FIGURES 40a et 40b : Parties réelles des Z_{ij} (transistors T2 et T7 à $V_{ds}=0$ et $I_g > 0$).



FIGURES 41a et 41b : Evolutions des parties réelles de $Z11$ en fonction de $1/Ig$.

(-20% pour des résistances métalliques comprises entre 100 et 300 Ω/mm) que la résistance de grille (dynamique) lorsque celle-ci est polarisée en inverse ($I_g = 0$). En effet, dans le cas de densités de courant importantes, il faut considérer un doigt de grille comme un réseau distribué selon Z comprenant des résistances de métallisation séries, des diodes Schottky parallèles et des résistances de canal séries [24]. Dans le cas de résistances de métallisation importantes ($>300\Omega/\text{mm}$), il sera nécessaire de prendre en compte cet effet.

L'exploitation des parties imaginaires des paramètres Z_{ij} dans de telles conditions de polarisation ($I_g > 0$, $V_{ds} = 0$) permettent de déterminer les inductances d'accès parasites. Les figures 42a et 42b montrent respectivement les évolutions fréquentielles de $\text{Im}(Z_{11})$ pour les transistors T2, T5, T6, et T7 et $\text{Im}(Z_{12})$ pour les transistors T2 et T7. Nous remarquons que ces parties imaginaires croissent de façon parfaitement linéaire en fonction de la fréquence.

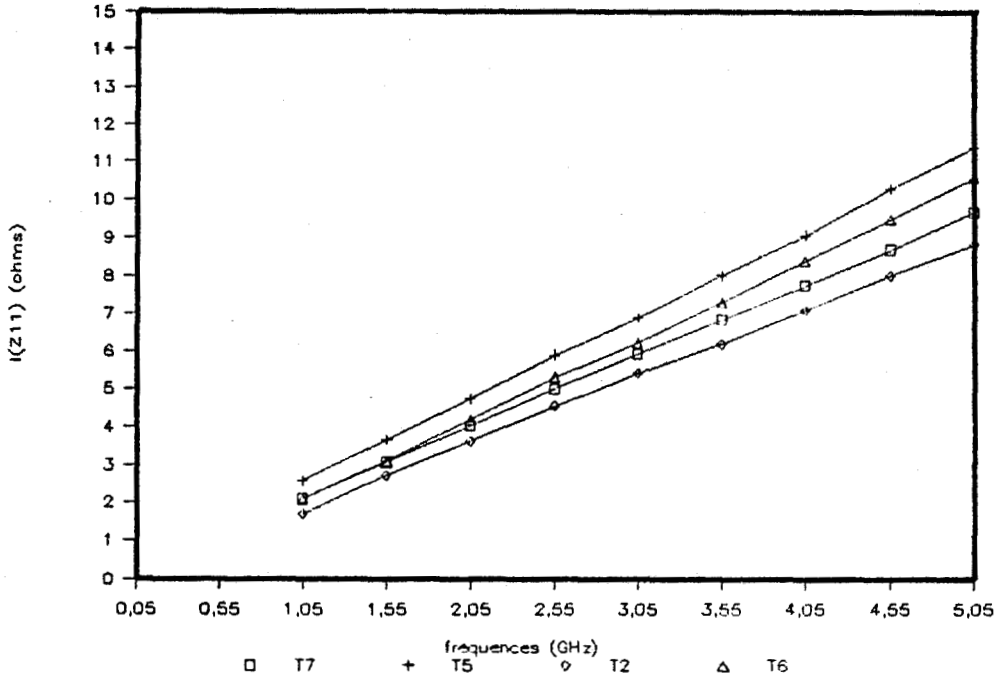
La figure 42a montre que les inductances d'accès de grille (idem côté drain) ne dépendent pas de façon notable du type ou de la topologie du transistor considéré ; ces inductances sont inférieures à 0.3nH. Par contre, le type de connexions utilisées pour réaliser le contact de source a une grande influence sur la valeur de l'inductance parasite de source.

La figure 42b montre que pour le transistor T2, l'inductance de source est pratiquement nulle (qqq pH) alors qu'elle est de l'ordre de 40pH pour le transistor T7 ; en réalité, la source du transistor T2 est connectée à la masse par une technique de fils à 90° alors que celle du transistor T7 est connectée par de nombreux fils en parallèles (voir paragraphe III.2.1.4).

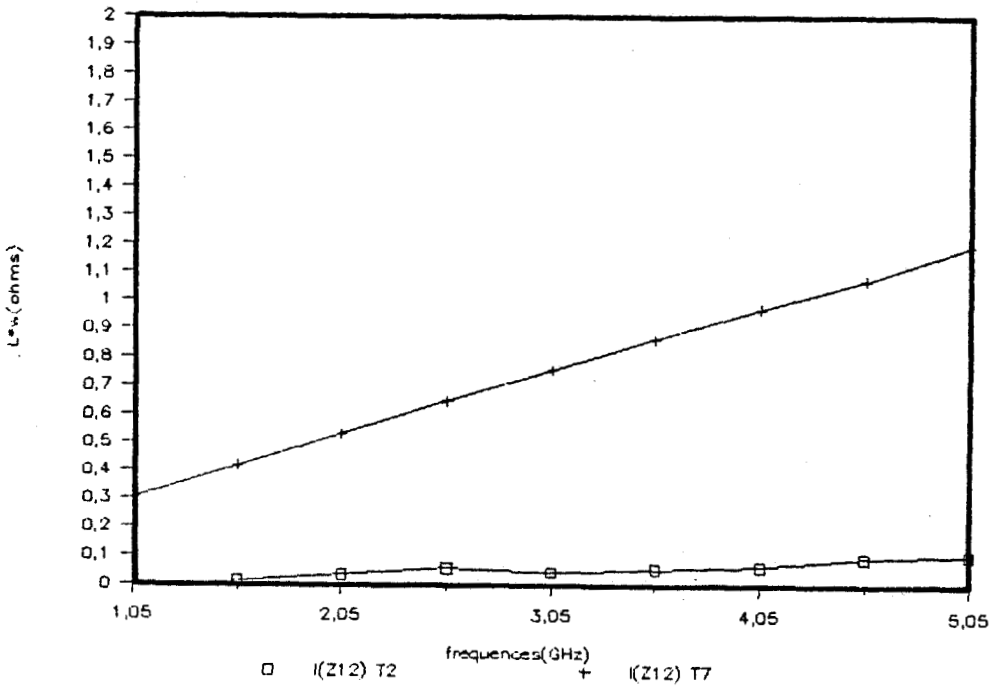
b) Détermination des éléments parasites parallèles **C_{pg} et C_{pd}**

Cette fois, nous polarisons le transistor à $V_{gs} < V_p$ et $V_{DS} = 0V$ et nous exploitons les paramètres admittances déduits des paramètres S_{ij} mesurés.

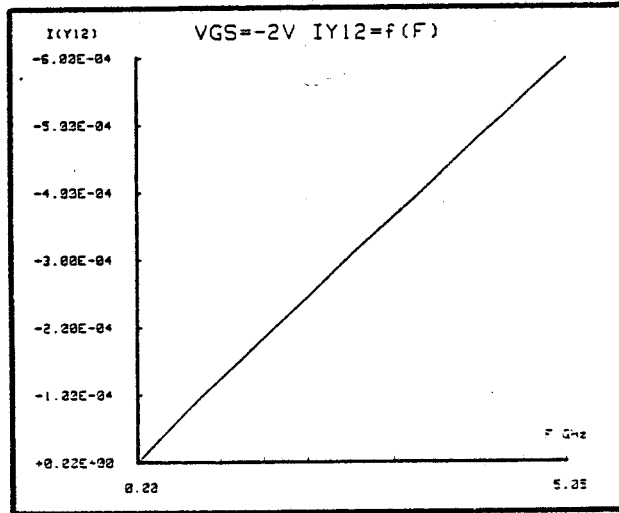
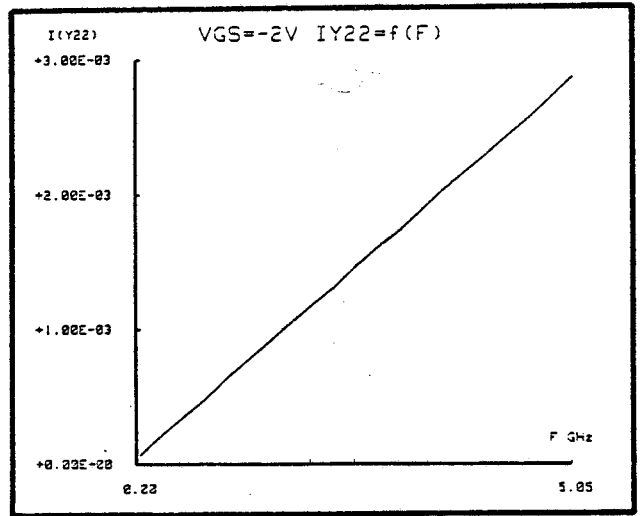
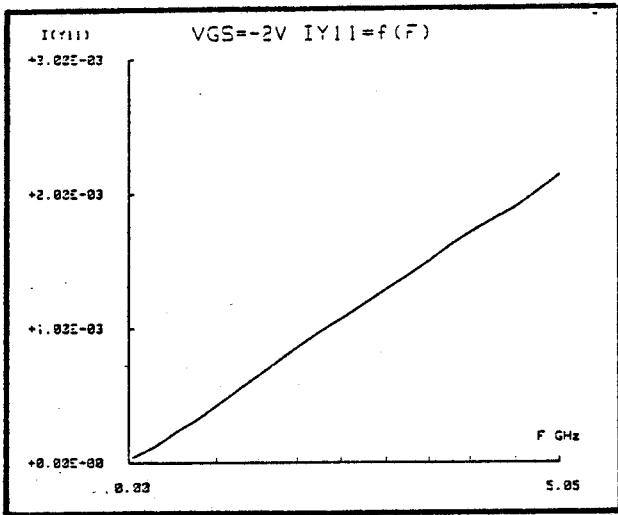
$$I(Z_{11}) = (L_g + L_s) * w$$



$$I(Z_{ij}): T2 \text{ et } T7$$



FIGURES 42a et 42b : Evolutions fréquentielles des parties imaginaires des Z_{ij} à $V_{ds}=0; I_g > 0$.



FIGURES 43a à 43c : Evolutions des parties imaginaires des Y_{ij} (ohms^{-1}) à $v_{DS}=0$; $V_{GS}=-2V$.

Les évolutions fréquentielles des parties imaginaires de ces paramètres admittances sont représentées à la figure 43. A partir de ces évolutions parfaitement linéaires nous pouvons aisément calculer les capacités "plots" C_{pg} et C_{pd} .

Les capacités parasites sont résumées au Tableau 6 par chacun des transistors.

Nous remarquons comme nous l'avions prévu au chapitre II, que ces capacités parasites sont directement liées à la topologie du transistor.

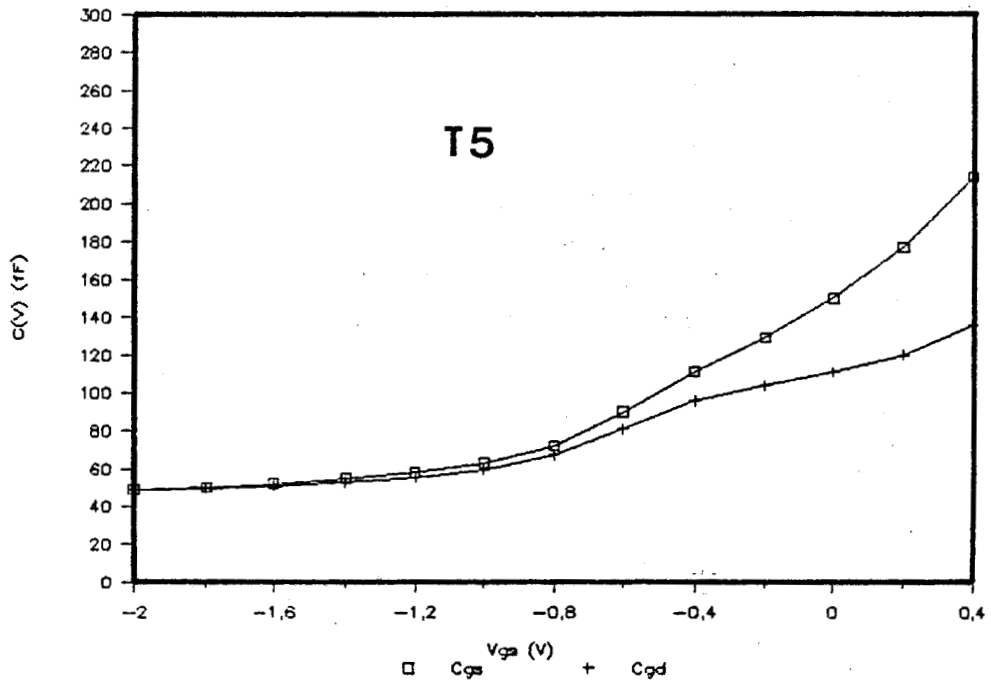
TRANSISTOR N°	C_{pg} (fF)	C_{pd} (fF)	
T1	20	60	même topologie
T2	20	70	
T3	20	40	
T4	10	30	
T5	50	90	même topologie
T6	60	90	
T7	50	90	

Tableau 6

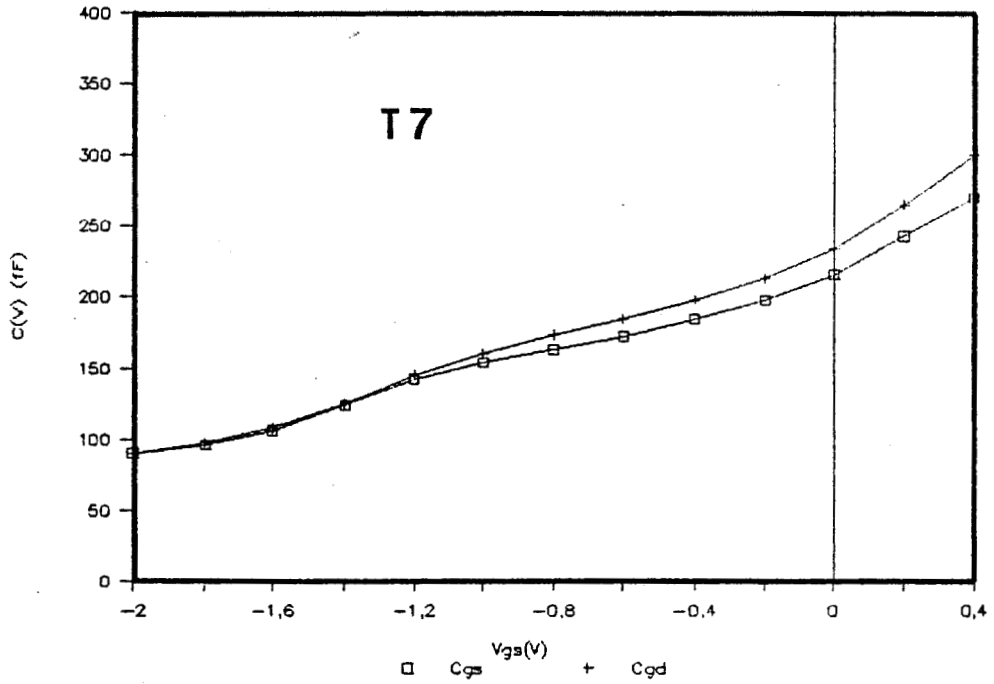
Les figures 44a et 44b représentent les évolutions $C(V)$ à $V_{DS} = 0V$ exploitées entre 1 et 5 GHz pour les transistors T5 et T7, la capacité "plot" C_{pg} étant retranchée de la capacité totale.

Dans ces conditions, les capacités C_{gs} et C_{gd} correspondent (i) aux capacités "bord" (C_g) dûes à l'extension de la zone désertée lorsque $V_{gs} > V_p$.

C(V) Rd-Rs=1.5 ohms



C(v) Rd-Rs=-,3ohms



FIGURES 44a et 44b : Caractéristiques C(V) des transistors n°5 et n°7 mesurées dans la bande .05-5.05 GHz .

(ii) aux capacités intrinsèques pour $V_{gs} > V_p$.

Lorsque $V_{gs} < V_p$, les capacités C_{gs} et C_{gd} sont confondues, ceci montre que dans cette zone de tension de grille, nous pouvons écrire que :

$$C_{pg} = C_{gs} - C_{gd}$$

Lorsque $V_{gs} > V_p$ nous observons l'évolution classique de la capacité intrinsèque due à la variation de la zone désertée. Si la grille était centrée dans l'espace drain-source, les évolutions de C_{gs} et C_{gd} seraient théoriquement confondues. Nous remarquons à la figure 44a que C_{gs} est supérieure à C_{gd} , et inversement, à la figure 44b. Ceci est dû au fait que le transistor T5 possède une grille décalée vers la source et T7 une grille légèrement décalée vers le drain ; cette idée est renforcée par la détermination de la différence $R_d - R_s$.

Remarque : De telles évolutions de capacités intrinsèques en fonction de V_{gs} obtenues en hyperfréquences sont directement exploitables afin de déterminer certains paramètres physiques de la couche.

III.8.3. Détermination des éléments intrinsèques du schéma équivalent

III.8.3.1. Evolutions des éléments du schéma équivalent en fonction de la tension grille-source

Nous rappelons que chacun des éléments du schéma équivalent sont déterminés à partir des évolutions fréquentielles des parties réelles et imaginaires des Y_{ij} par simples régressions linéaires.

Les évolutions expérimentales des éléments du schéma équivalent des transistors T2, T4 et T5 sont représentées aux figures 45a (G_m, C_{gs}) ; 45b (G_d, C_{gd}) et 45c (R_i, τ).

Pour déterminer ces éléments, les paramètres Y_{ij} ont été exploités dans les bandes de fréquences suivantes :

- 5-20 GHz pour le transistor T2 ($Z = 64\mu\text{m}$)
- 5-16 GHz pour le transistor T4 ($Z = 150\mu\text{m}$)
- 4-10 GHz pour le transistor T5 ($Z = 200\mu\text{m}$)

Remarque :

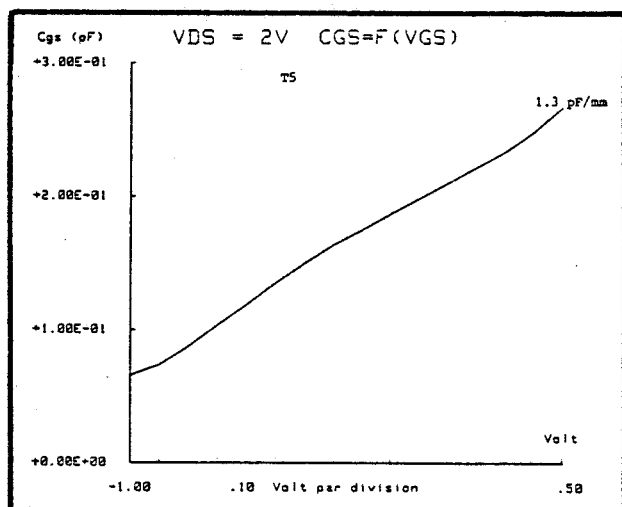
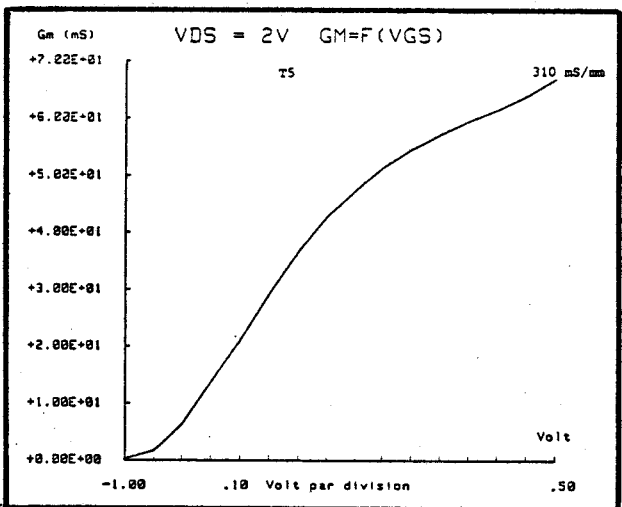
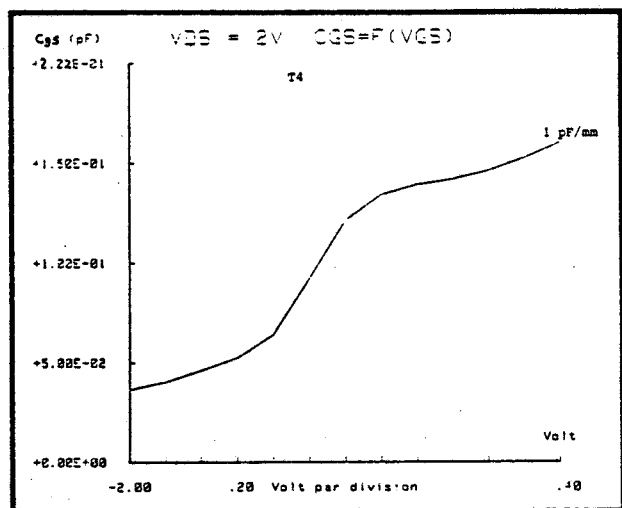
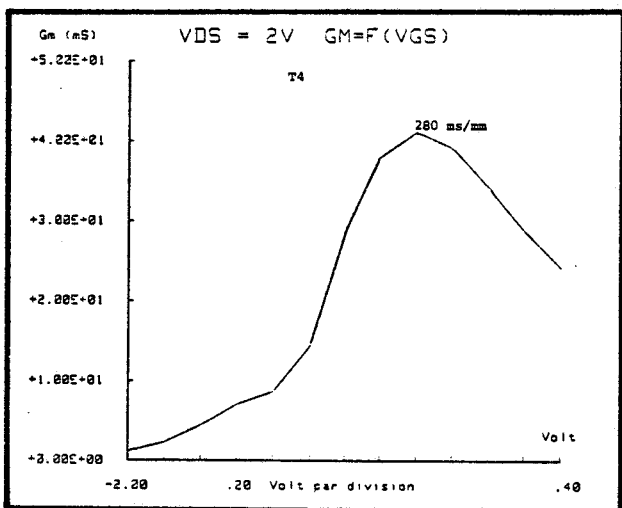
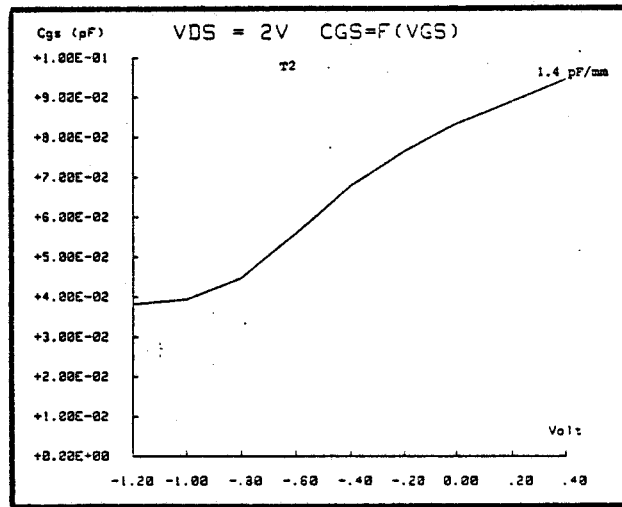
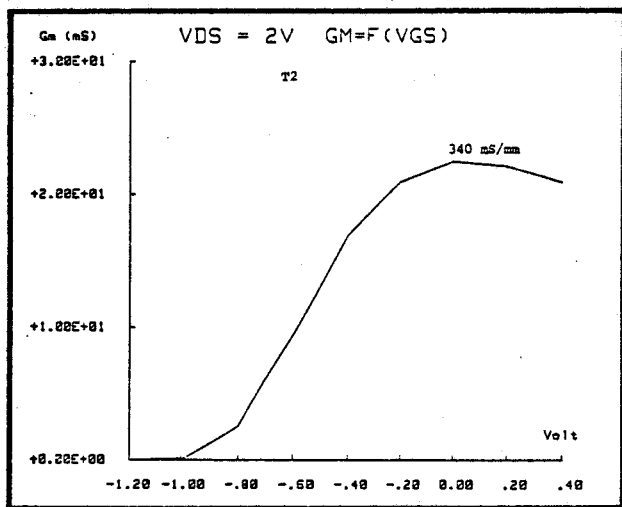
(i) Il serait souhaitable afin de comparer plus précisément divers schémas équivalents, de normaliser les éléments (hormis τ) par rapport à 1mm de largeur de grille.

(ii) Avec un analyseur de réseaux type HP8510B et un calculateur série 300 (Basic compilé), le temps de détermination de tous les éléments des schémas équivalents intrinsèques (8 éléments) pour 10 points de polarisation serait inférieure à 2mm (mesures comprises) en utilisant 50 points de fréquences synthétisées (facteur de moyennage = 128).

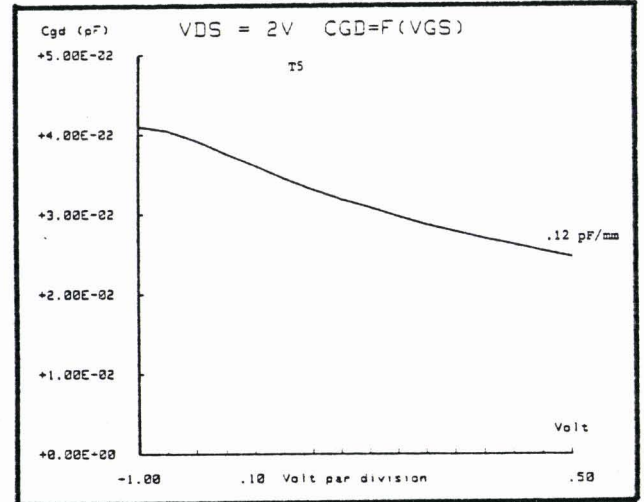
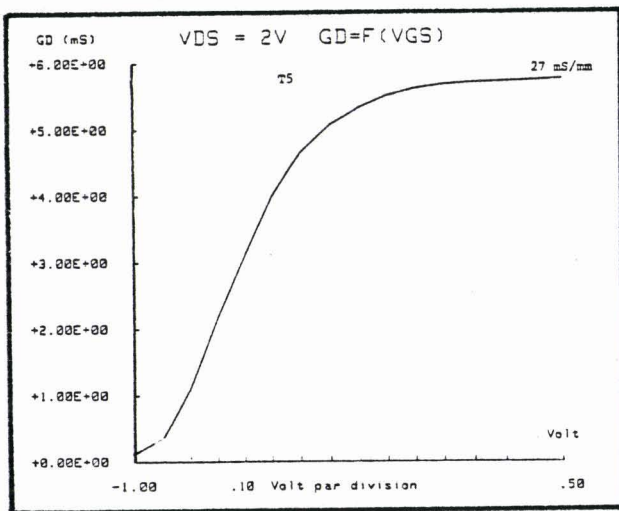
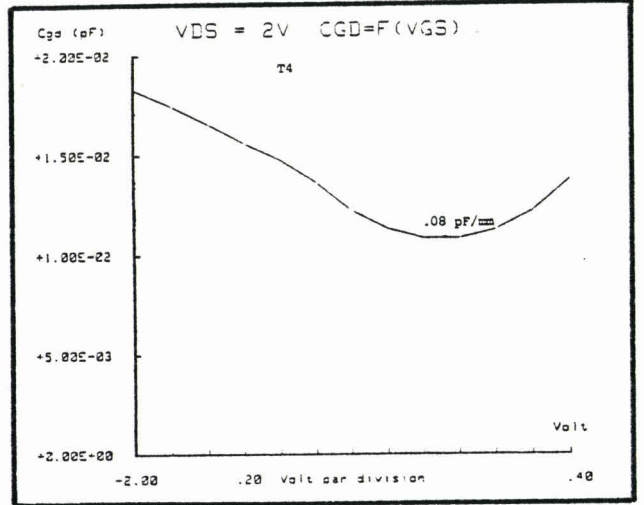
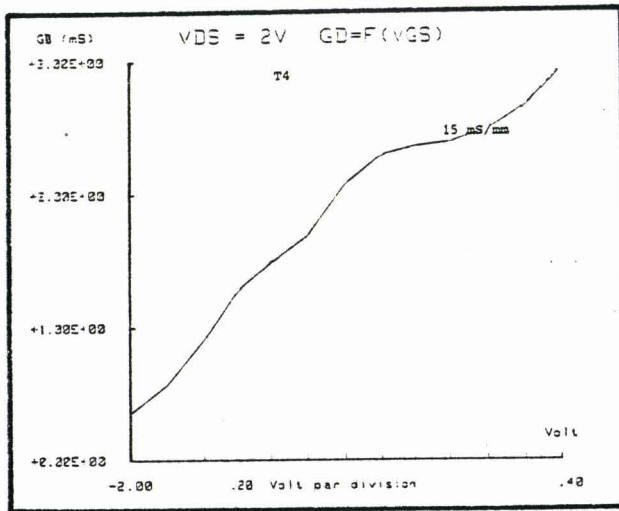
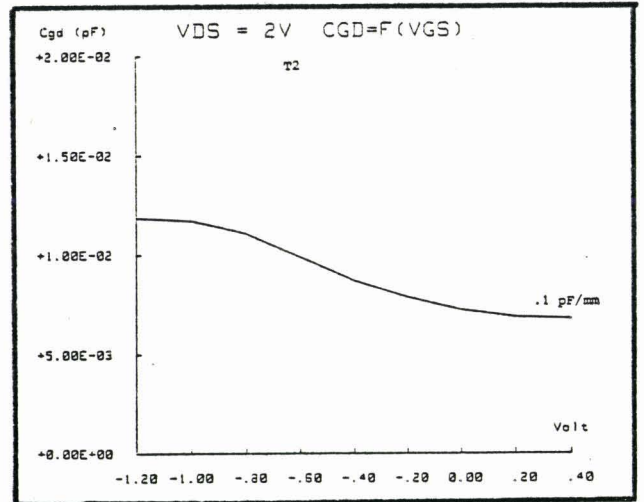
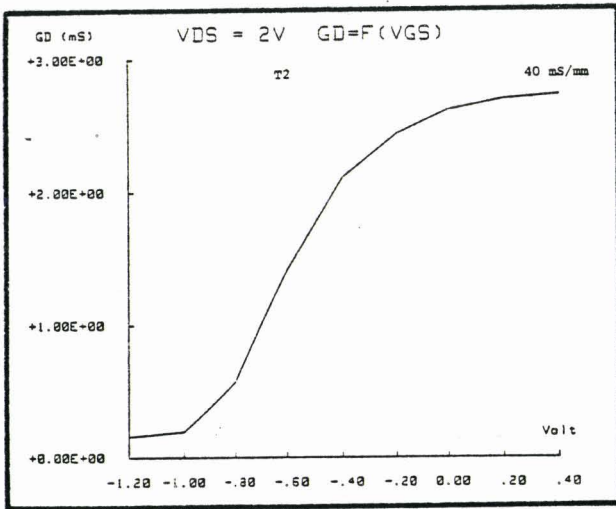
Comme nous l'avons décrit au chapitre II, nous pouvons calculer les diverses limites fréquentielles d'un composant à partir des éléments du schéma équivalent.

Les variations des fréquences de transitions $F_c = G_m/2\pi C_{gs}$ et f_m (correspondante au MAG) en fonction de V_{gs} pour les transistors T2, T4 et T5 sont représentées à la figure 46.

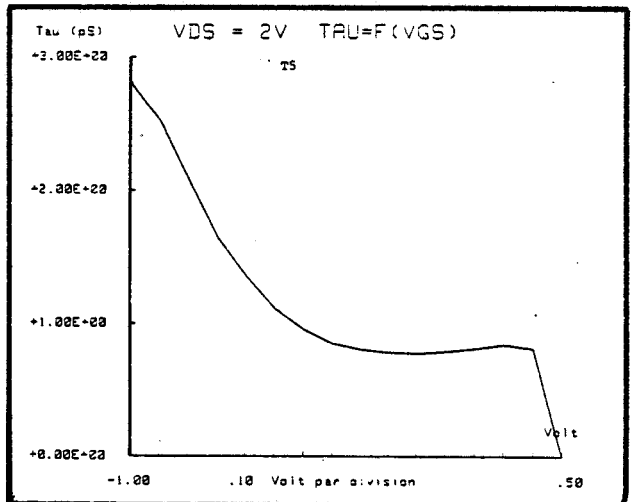
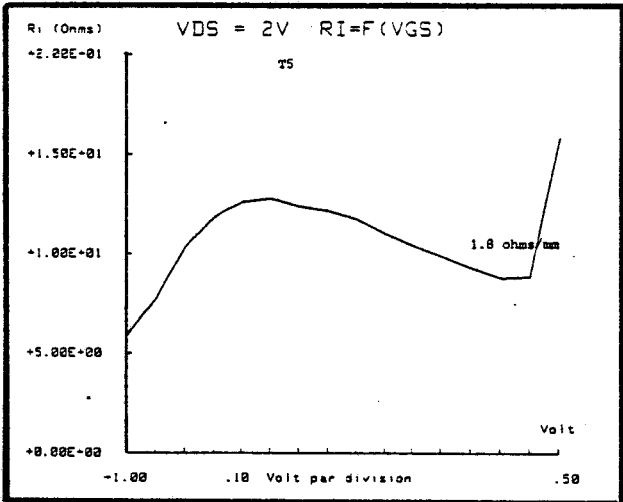
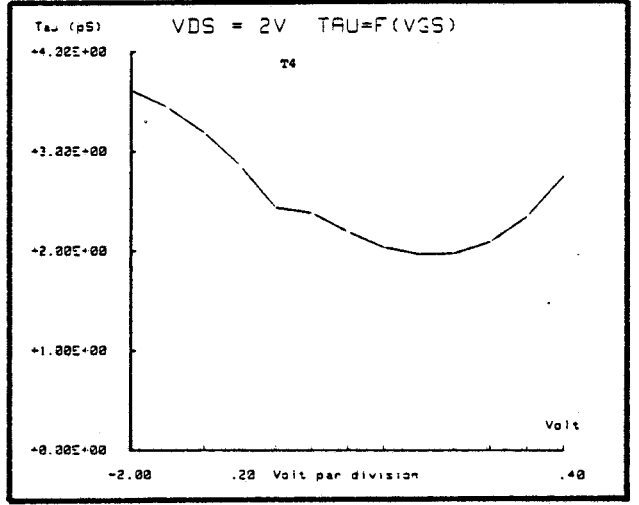
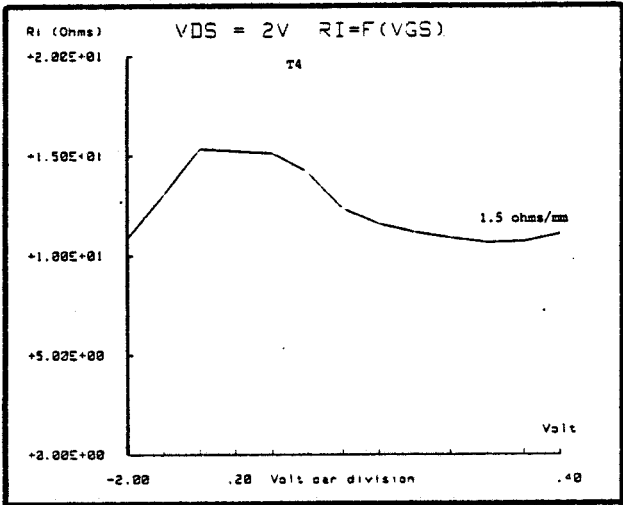
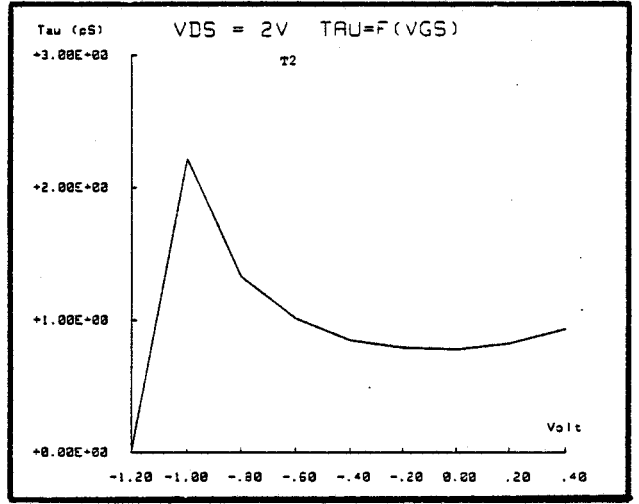
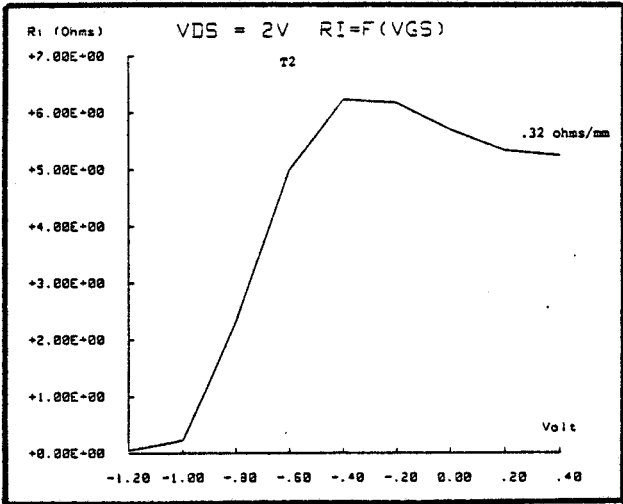
Ces diverses fréquences peuvent être comparées à celles obtenues par des mesures de paramètres $[S]$ large bande.



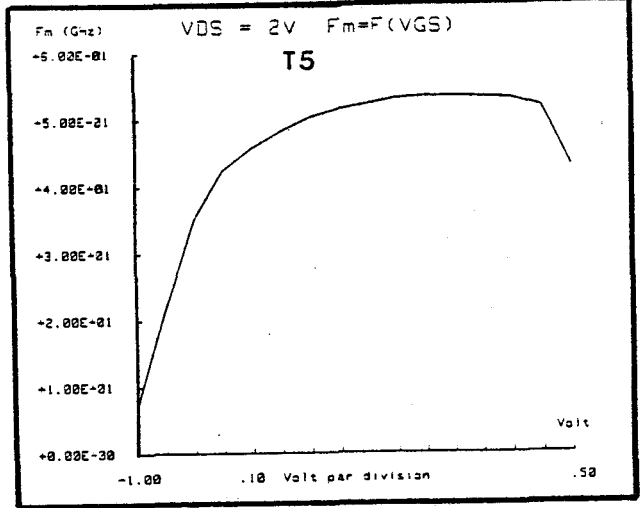
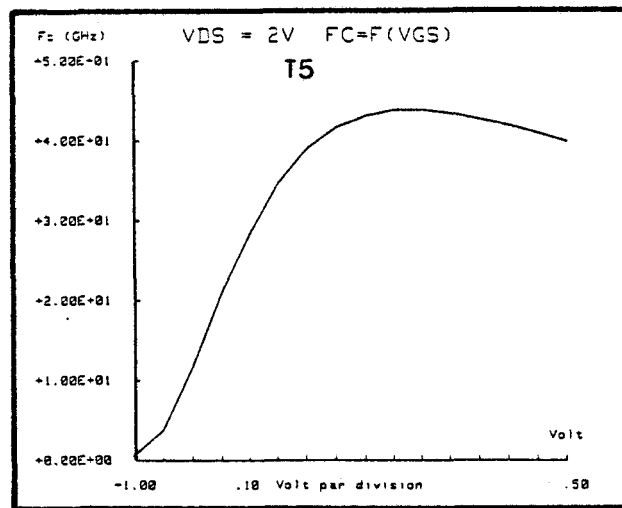
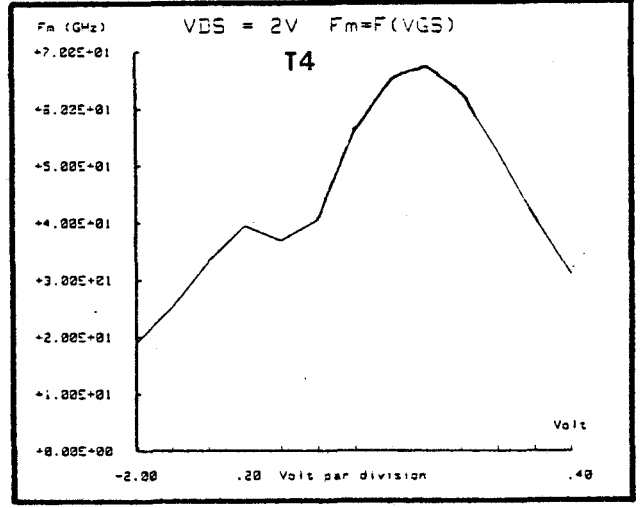
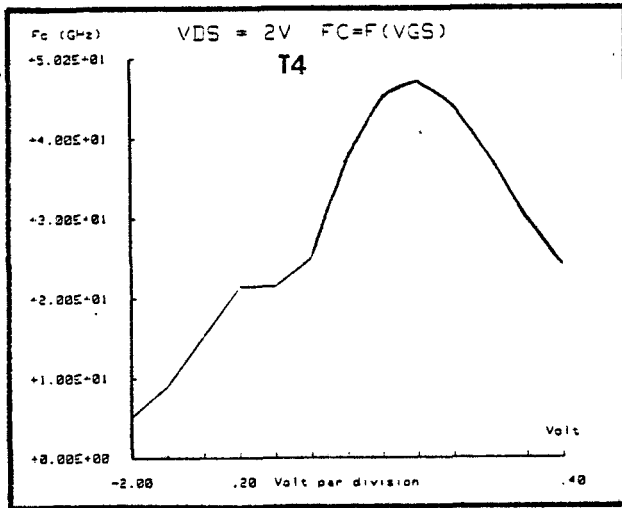
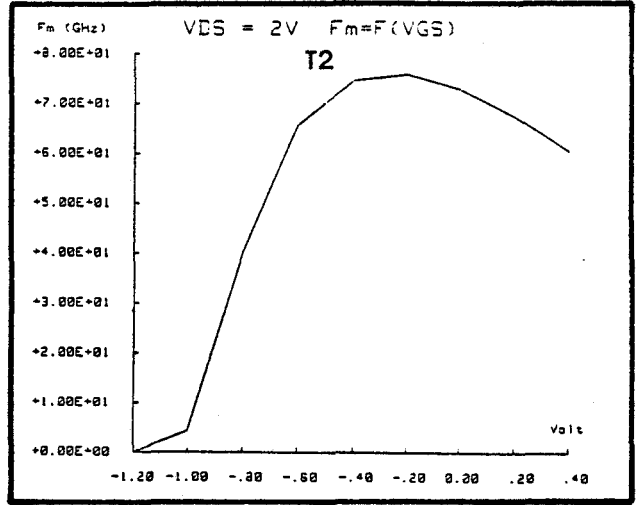
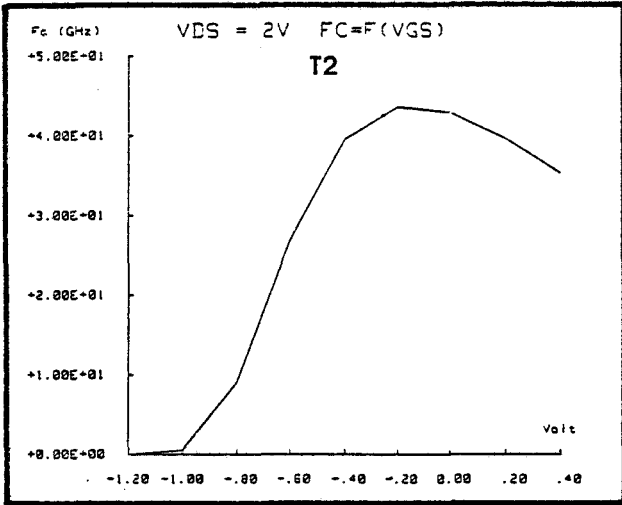
FIGURES 45a : Evolutions des éléments intrinsèques Gm et Cgs en fonction de Vgs pour les transistors T2, T4 et T5.



FIGURES 45b : Evolutions des éléments G_d et C_{gd} en fonction de V_{GS} (transistors T2, T4 et T5).



FIGURES 45c : Evolutions des éléments Ri et Tau en fonction de Vgs (transistors T2, T4, T5).



FIGURES 46 : Evolutions des fréquences de transition correspondantes à $F_c = G_m / 2 \times \pi \times C_{gs}$ et F_m (M.A.G.).

III.8.3.2. Variation des éléments du schéma équivalent en fonction de V_{DS}

Ces évolutions sont représentées aux figures 47a et 47b pour le transistor T7 (MESFET, $Z = 280\mu\text{m}$) et aux figures 48a et 48b pour le transistor T4 (TEGFET, $Z = 150\mu\text{m}$);

Ces évolutions montrent que nous pouvons obtenir par cette méthode les divers schémas équivalents pour une large gamme de polarisation.

Les évolutions correspondantes aux paramètres particulièrement difficile à extraire tels que R_i et τ , sont en parfait accord avec des résultats obtenus par simulation [chapitre II, [16]].

Nous remarquons que les réseaux de courbes correspondantes à C_{gs} d'une part et C_{gd} d'autre part en fonction de V_{DS} , ont une valeur commune à canal fermé. Ces valeurs limites de capacités C_{bg} et C_{bd} correspondent à l'extension de la zone désertée sous la grille.

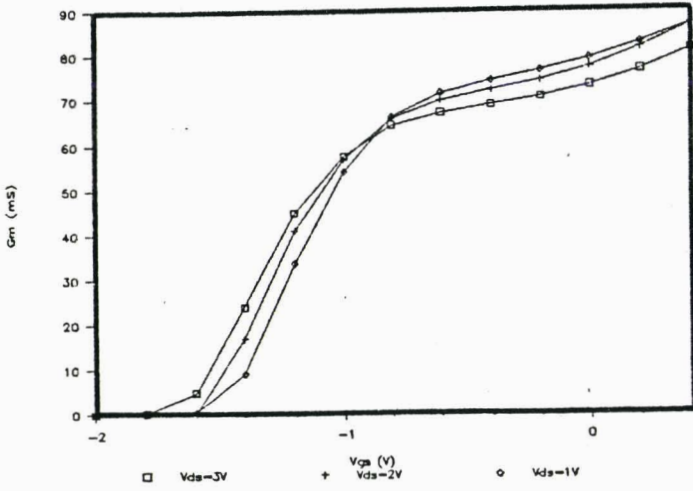
Dans le cas du transistor T4, nous constatons que $C_{bd} - C_{bg} = -15\text{fF}$; en effet, la grille est décalée côté source ($R_d - R_s = 0.5\Omega$), pour le transistor T7 $C_{bd} - C_{bg} = 22\text{fF}$ la grille étant légèrement décalée vers le drain ($R_d - R_s = -0.3\Omega$).

Lorsque V_{DS} tend vers 0 V, ces capacités limites sont confondues ($C_{bg} = C_{bd}$), ce que nous avons imposé par hypothèse lors de la détermination des capacités "plot" (cf. chapitre II).

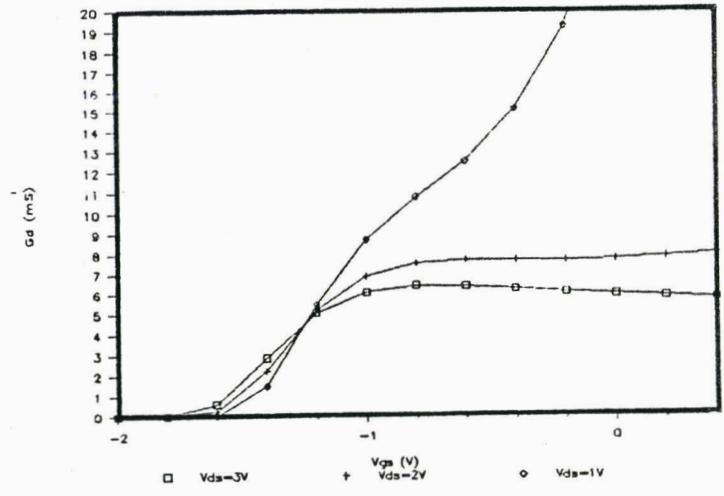
Enfin, nous remarquons que la capacité intrinsèque C_{DS} est pratiquement nulle et quasi invariante en fonction de V_{gs} .

La limite de validité (physique) du schéma équivalent tel que nous l'avons considéré durant toute cette étude, est parfaitement

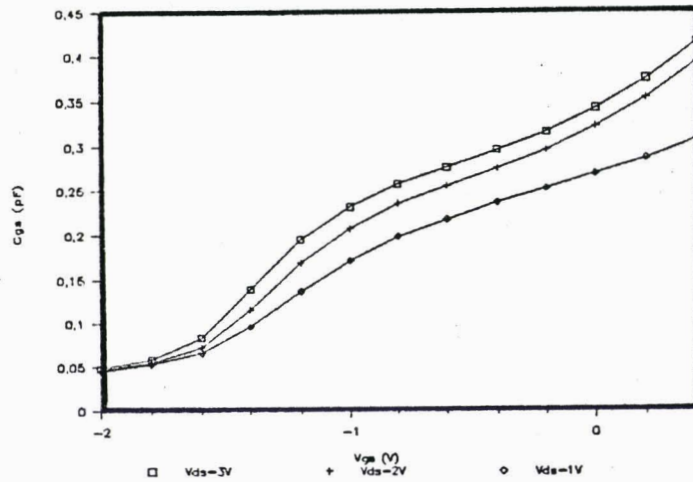
$G_m=f(V_{ds},V_{gs})$



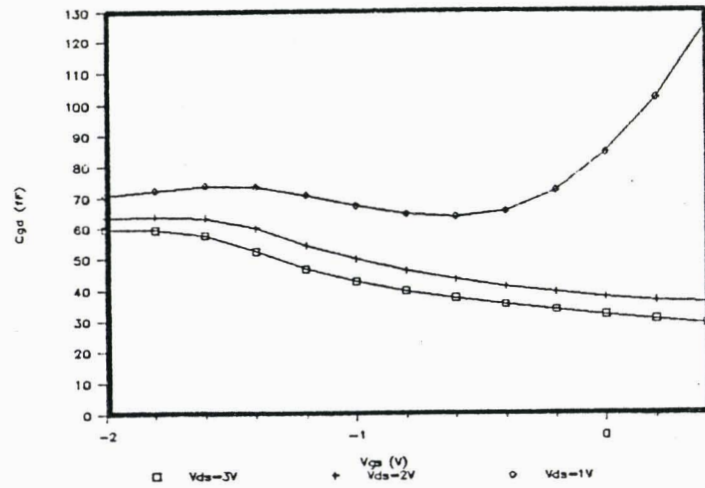
$G_d=f(V_{ds},V_{gs})$



$C_{gs}=f(V_{ds},V_{gs})$

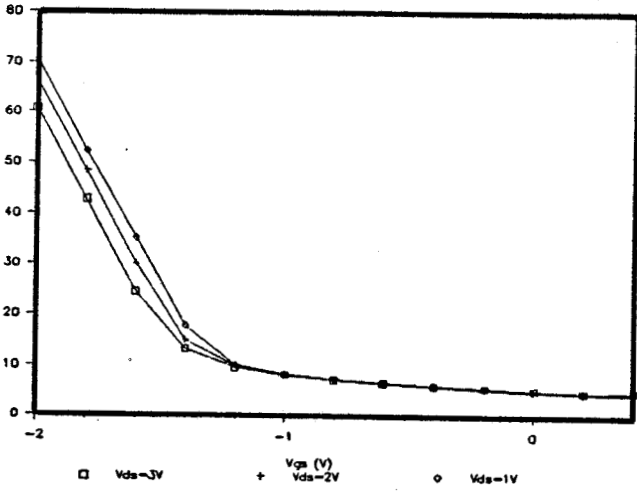


$C_{gd}=f(V_{ds},V_{gs})$

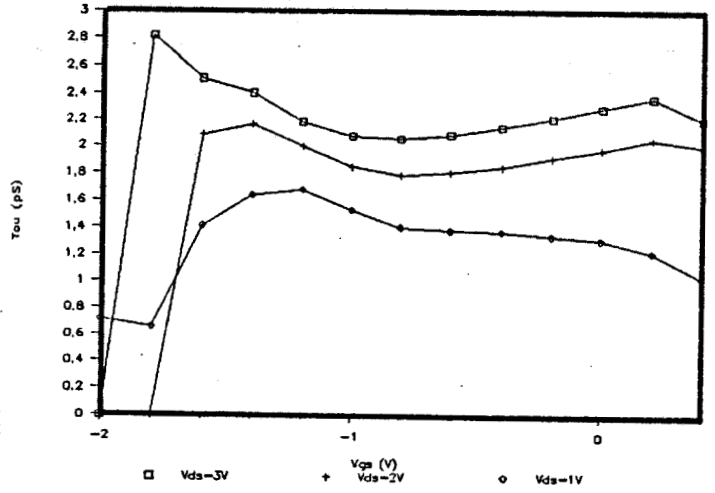


FIGURES 47a :Variations en fonction de V_{gs} des éléments intrinsèques G_m ; G_d ; C_{gs} ; C_{gd} pour le transistor T7 pour $V_{ds}=1,2,3$ V.

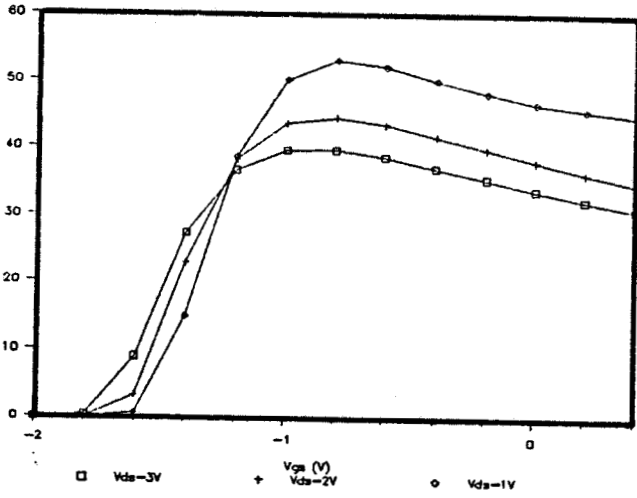
$R_i=f(V_{ds},V_{gs})$



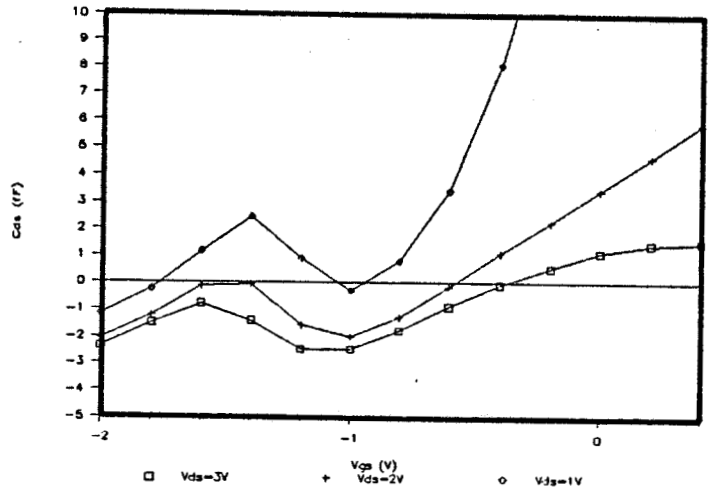
$\tau=f(V_{ds},V_{gs})$



$F_c=f(V_{ds},V_{gs})$

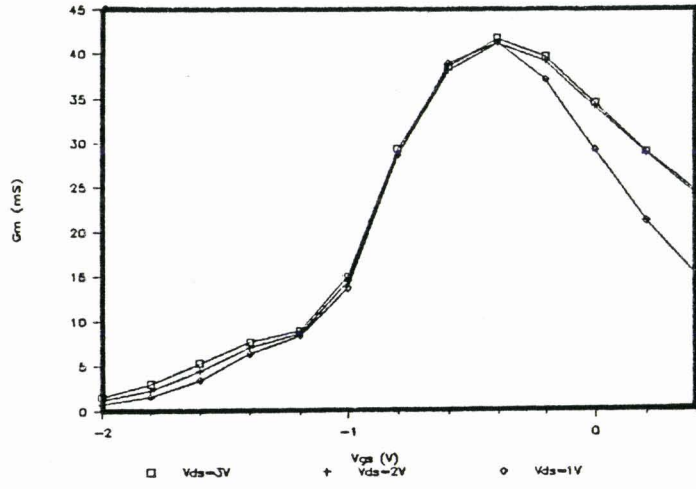


$C_{ds}=f(V_{ds},V_{gs})$

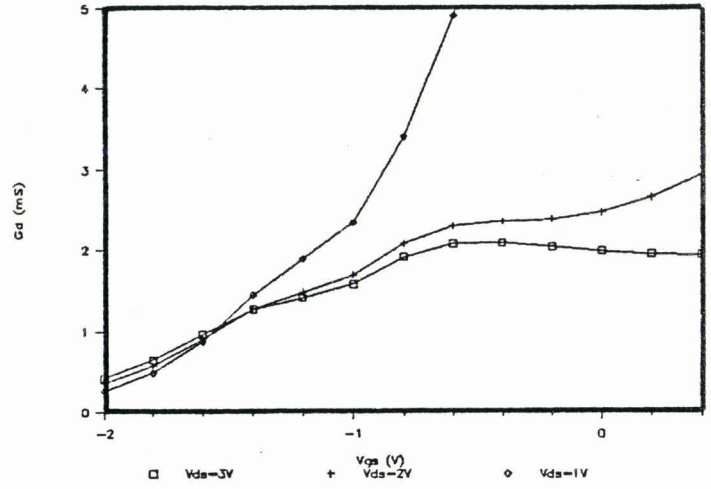


FIGURES 47b :Variations en fonction de V_{gs} des éléments intrinsèques R_i ; τ ; C_{ds} ; et de F_c . (T7 à $V_{ds}=1,2,3 V$).

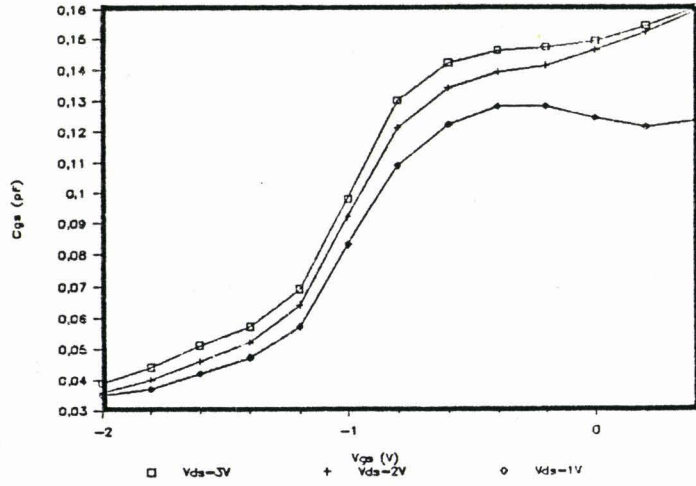
$G_m=f(V_{ds},V_{gs})$



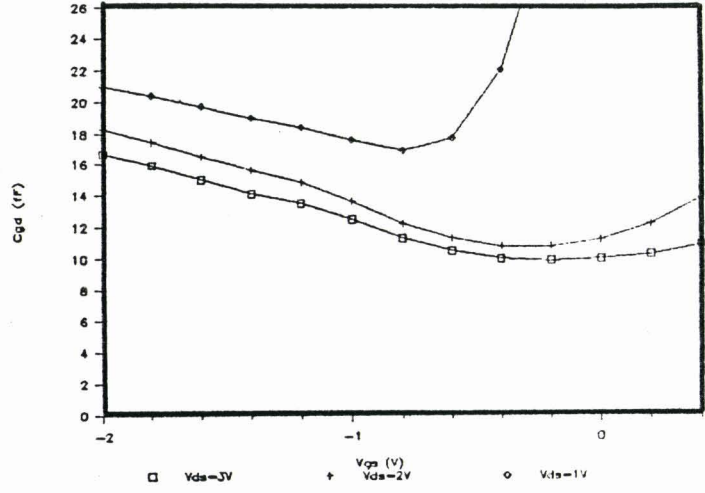
$G_d=f(V_{ds},V_{gs})$



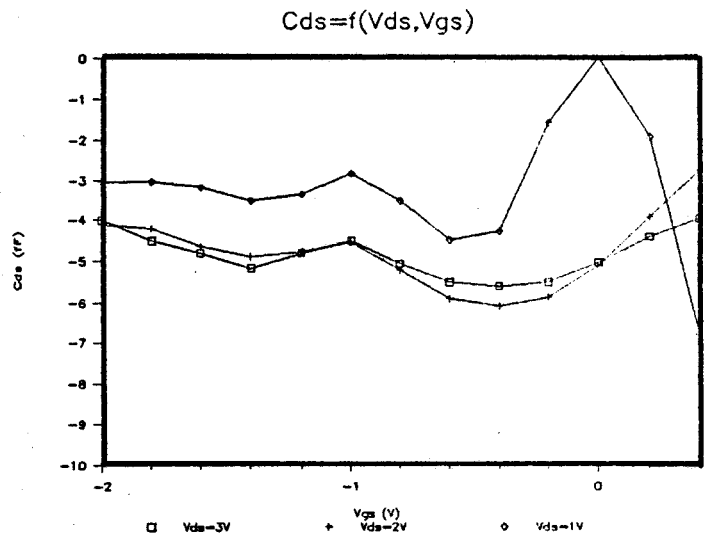
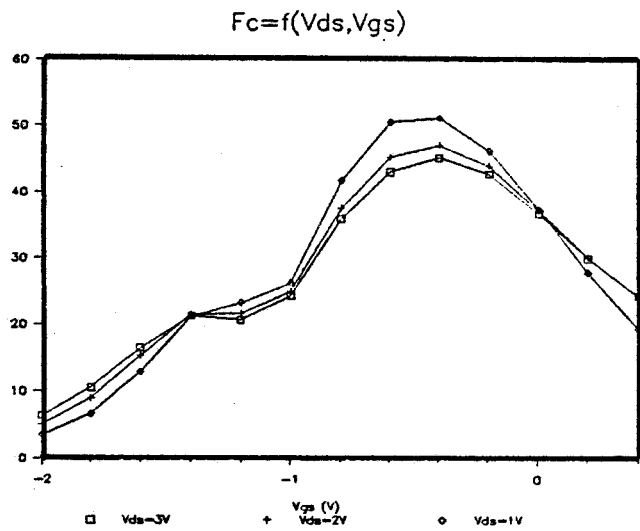
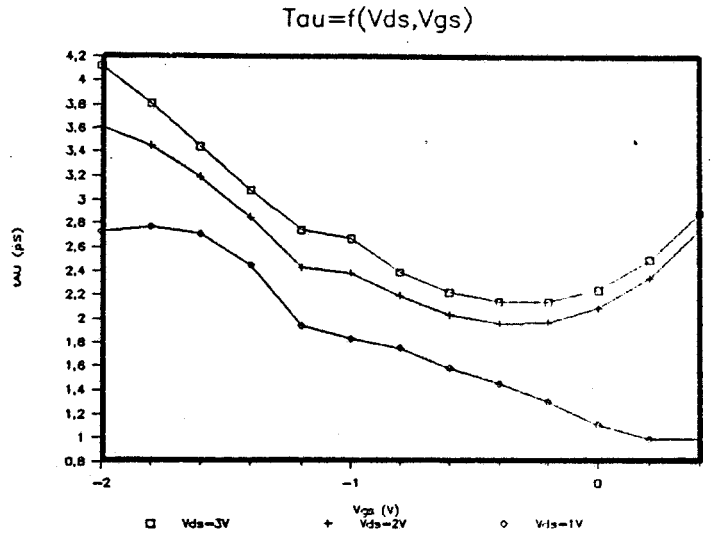
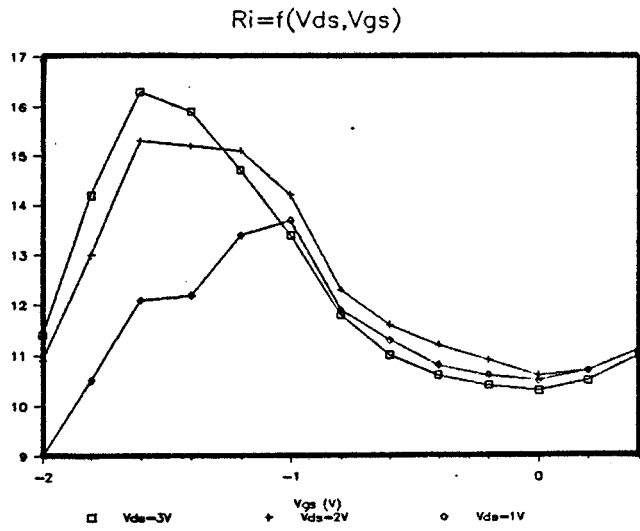
$C_{gs}=f(V_{ds},V_{gs})$



$C_{gd}=f(V_{ds},V_{gs})$



FIGURES 48a : Variations des éléments G_m ; G_d ; C_{gs} ; C_{gd} en fonction de V_{gs} pour le transistor T4 polarisé à $V_{ds}=1,2,3$ V.



FIGURES 48b :Evolutions des éléments R_i ; τ ; C_{ds} ; et F_c en fonction de V_{gs} . (transistor: T4 à $V_{ds}=1,2,3$ V)

mise en évidence par cette méthode d'extraction. Lorsque V_{DS} décroît et atteint des valeurs correspondantes à la zone linéaire des caractéristiques $I(V)$, nous constatons un accroissement important de G_d ; C_{gd} et C_{gs} deviennent du même ordre de grandeur et C_{ds} devient fortement négative. En réalité, pour ces conditions de polarisation, nous devons considérer l'effet de distribution sous la grille.

III.8.3.3. Domaine fréquentiel de validité du schéma équivalent

En réalité, nous voulons savoir si le schéma équivalent déterminé dans une bande de fréquences de plus en plus basse lorsque la largeur du transistor augmente, permet de prévoir précisément les caractéristiques hyperfréquences [paramètres S_{ij}] de ce composant dans une très large bande de fréquences.

Pour cela, nous comparons les paramètres [S_{ij}] mesurés en large bande (1-26GHz) et ceux calculés à partir du schéma équivalent.

Ces comparaisons sont représentées aux figures 49a à 49c respectivement pour les transistors T7, T4 et T1.

Il est important de noter que ces comparaisons ont été effectuées en utilisant directement tous les éléments du schéma équivalent déterminés par notre méthode analytique (sans optimisation).

A partir de ces diverses confrontations théorie-expérience, nous pouvons tirer deux conclusions :

(1) La méthode analytique décrite au chapitre II permet d'extraire les schémas équivalents des transistors à effet de champ du type MESFET ou TEGFET avec une grande précision même pour des largeurs de grille très faibles.

(11) Nous pouvons décrire simplement les caractéristiques hyperfréquences jusque 26 GHz d'un transistor à effet par un schéma électrique équivalent.

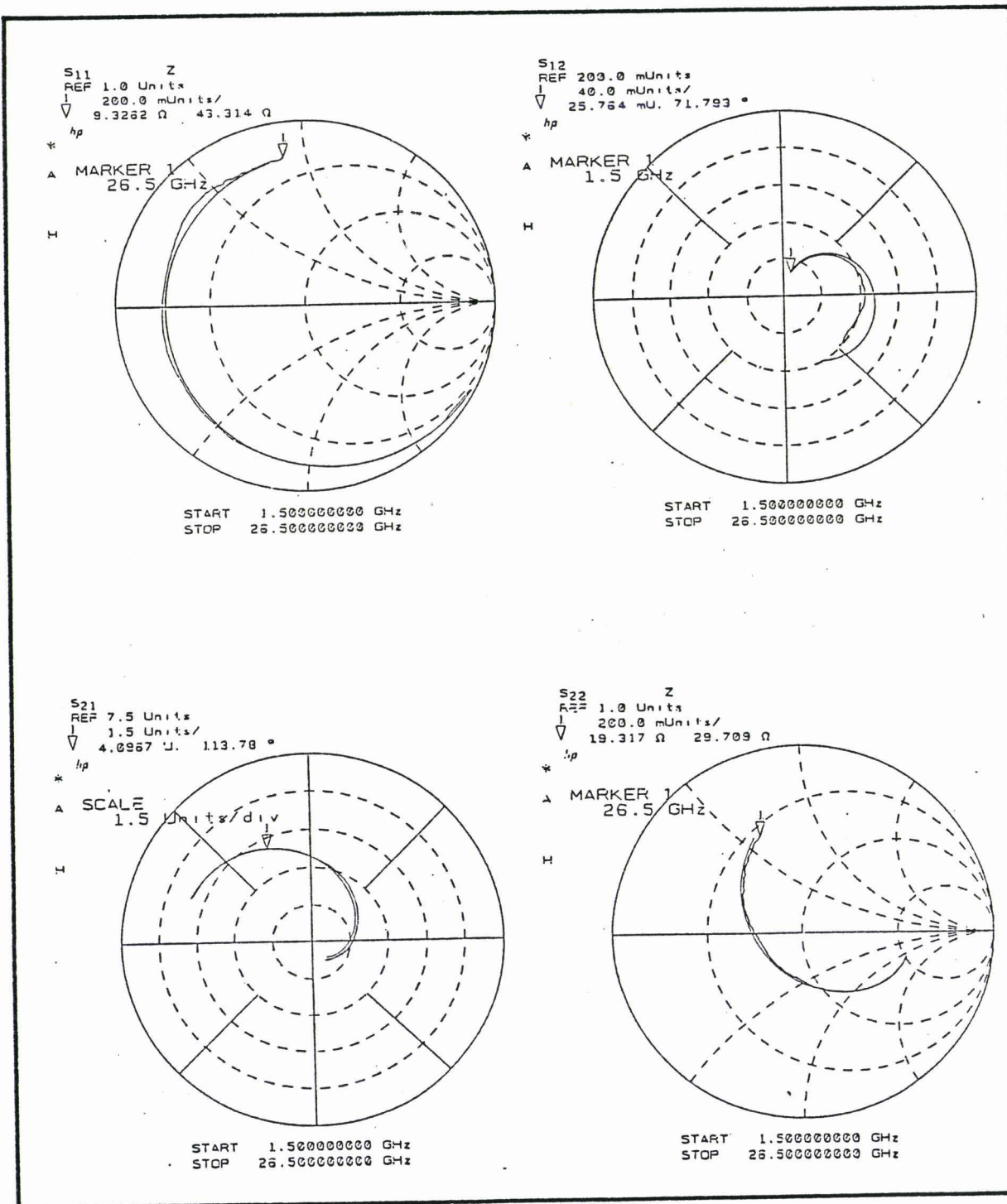
Ces comparaisons théorie-expérience correspondent en général aux conditions de polarisation pour lesquelles les performances du composant sont les meilleurs.

Afin de nous assurer de la validité du schéma équivalent pour d'autres points de polarisation, nous avons représenté, aux figures 50a à 50c, les comparaisons de paramètres [S] large bande correspondantes aux transistors T3 pour trois valeurs de tension drain-source (3V, 2V, 1V).

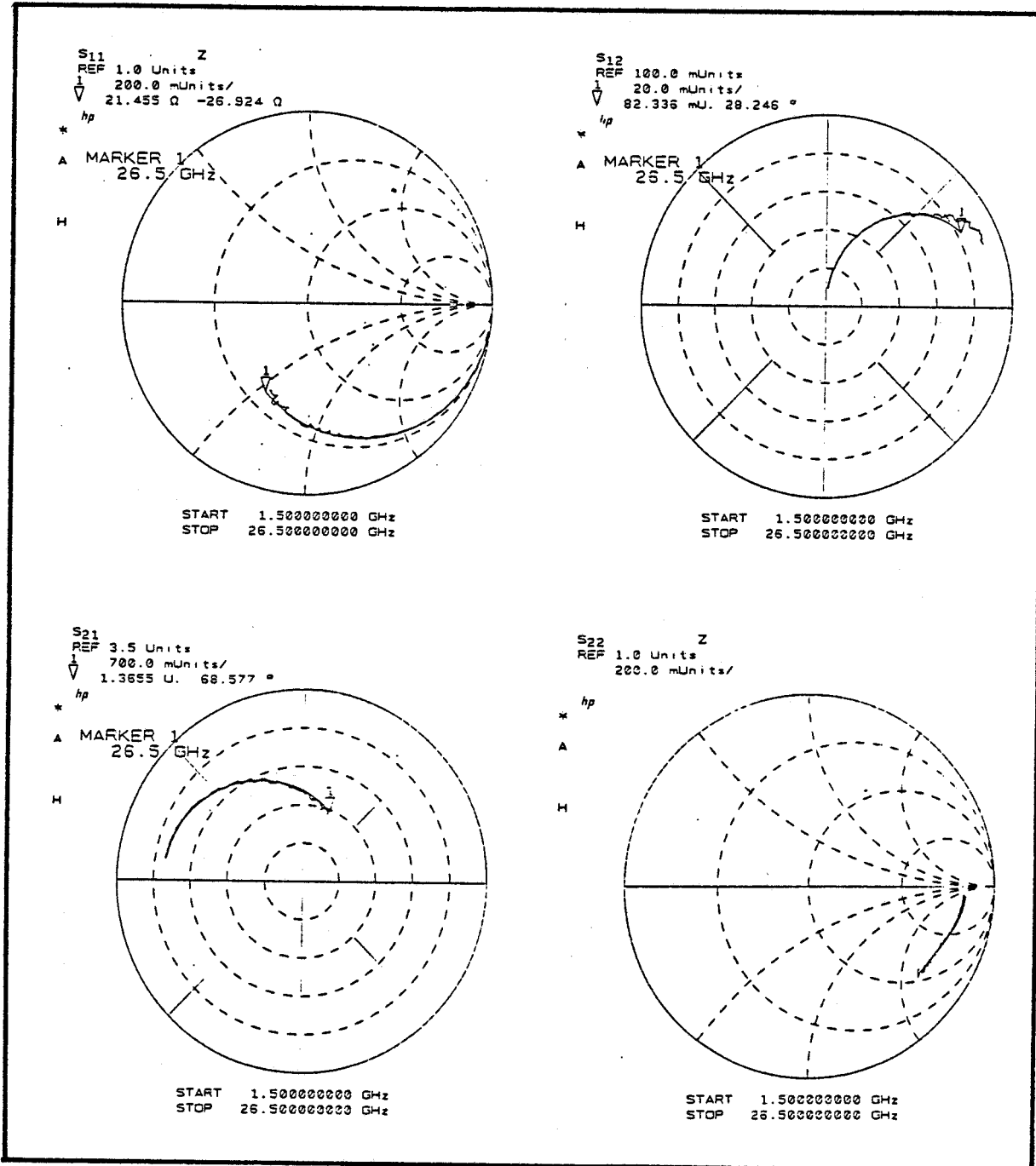
Les représentations sur abaques polaires ou de Smith ont un intérêt essentiellement qualitatif ; les écarts en module (dB) et phase (degré) entre les paramètres S_{ij} mesurés et théoriques sont résumés au tableau 7 pour les transistors T1, T3 et T4 à $f = 26.5$ GHz.

	S11		S12		S21		S22	
	mod.	phase	mod.	phase	mod.	phase	mod.	phase
T1 $V_{GS} = 0V, V_{DS} = 2V$	0.1dB	2°	0.4dB	8°	0.2dB	0.1°	0.6dB	3°
T3 $V_{GS} = 0V, V_{DS} = 3V$	0.05dB	0.4°	0.01dB	0.5°	0.01dB	0.8°	0.02dB	0.6°
T4 $V_{GS} = 1V, V_{DS} = 3V$	0.03dB	2°	0.4dB	4°	0.4dB	0.1°	0.2dB	1.5°

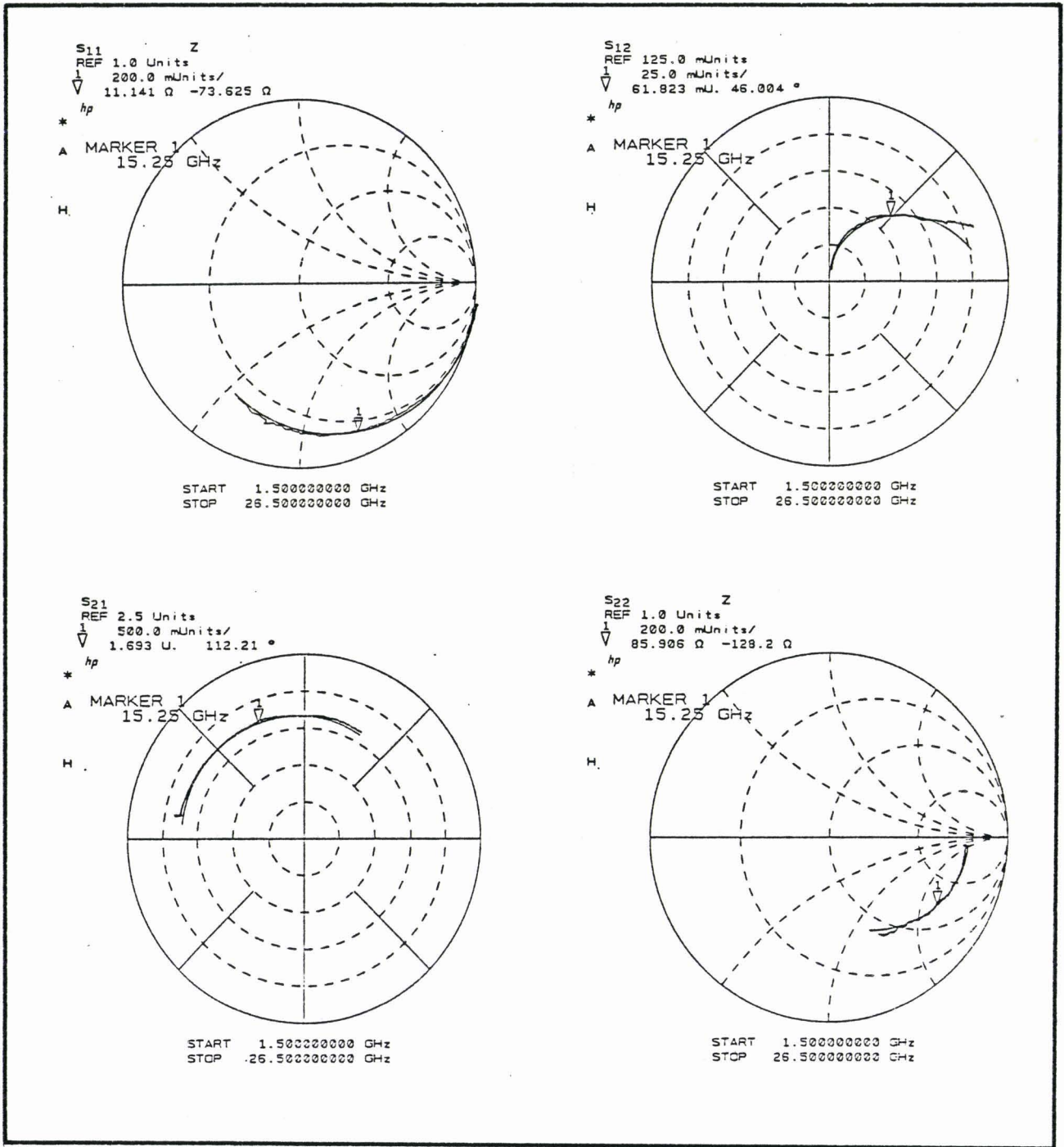
TABLEAU 7



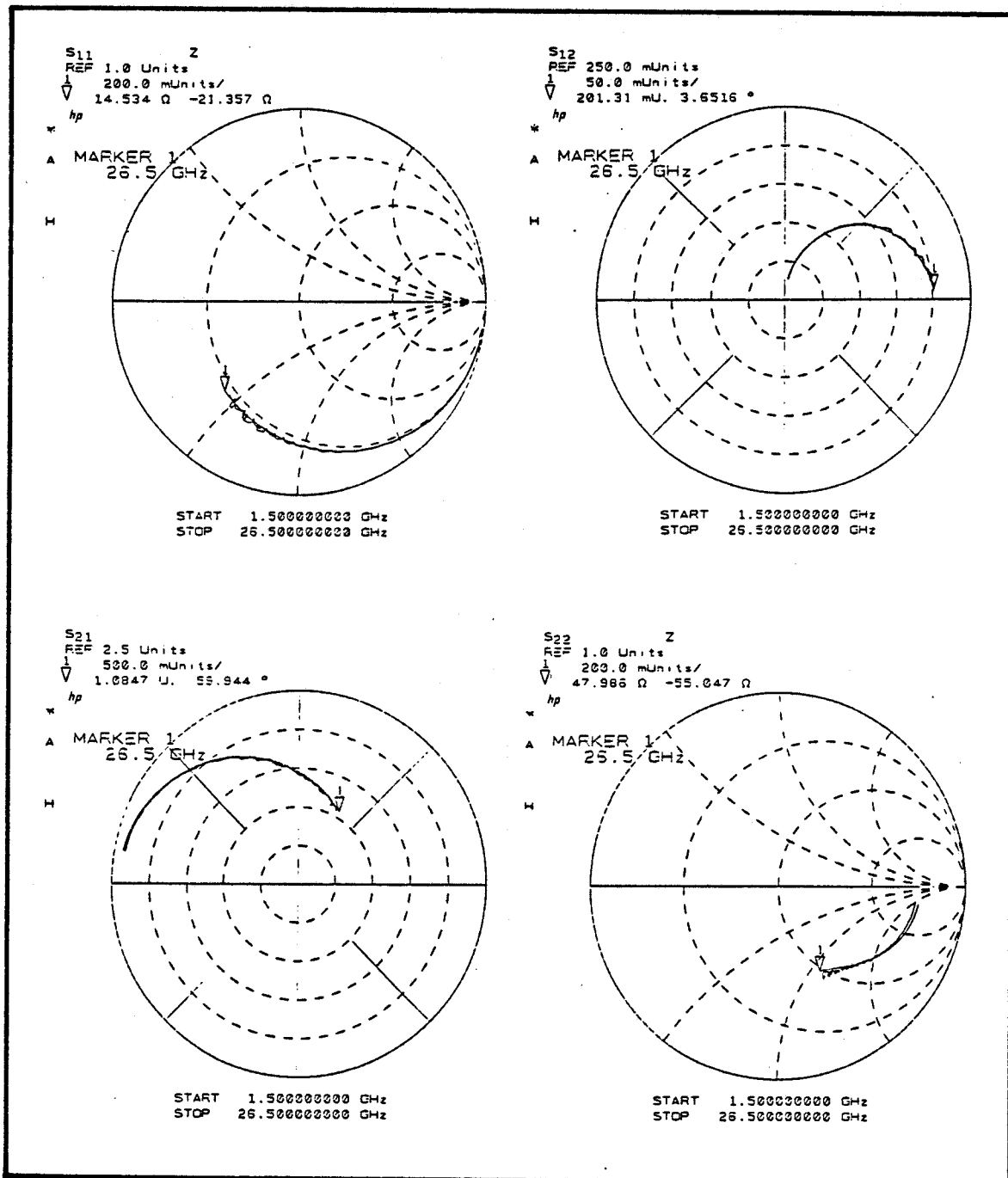
FIGURES 49a : Confrontation théorie-expérience des paramètres (S) large bande du transistor T7.



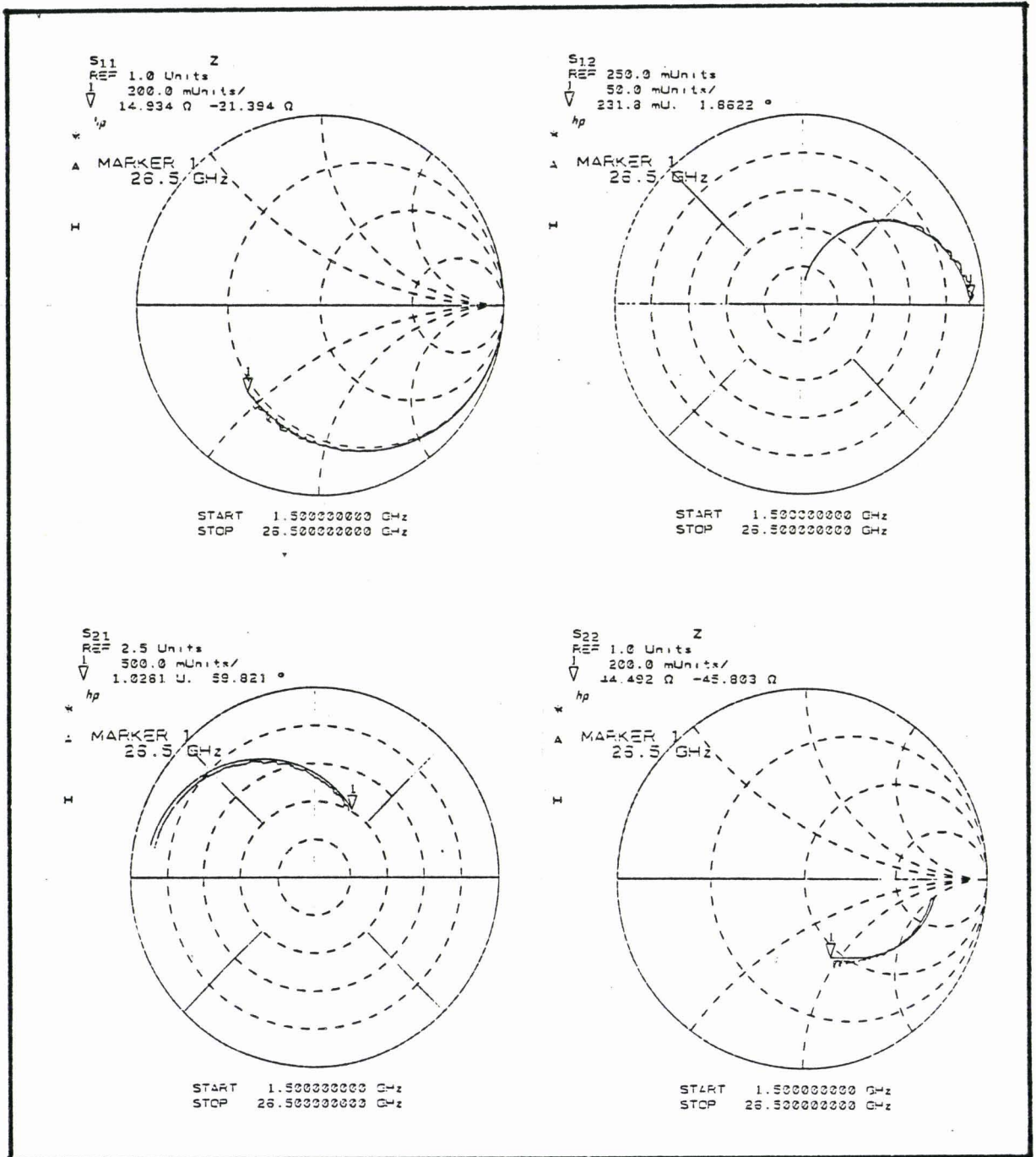
FIGURES 49b : Confrontation théorie-expérience des paramètres (S) large bande du transistor T4.



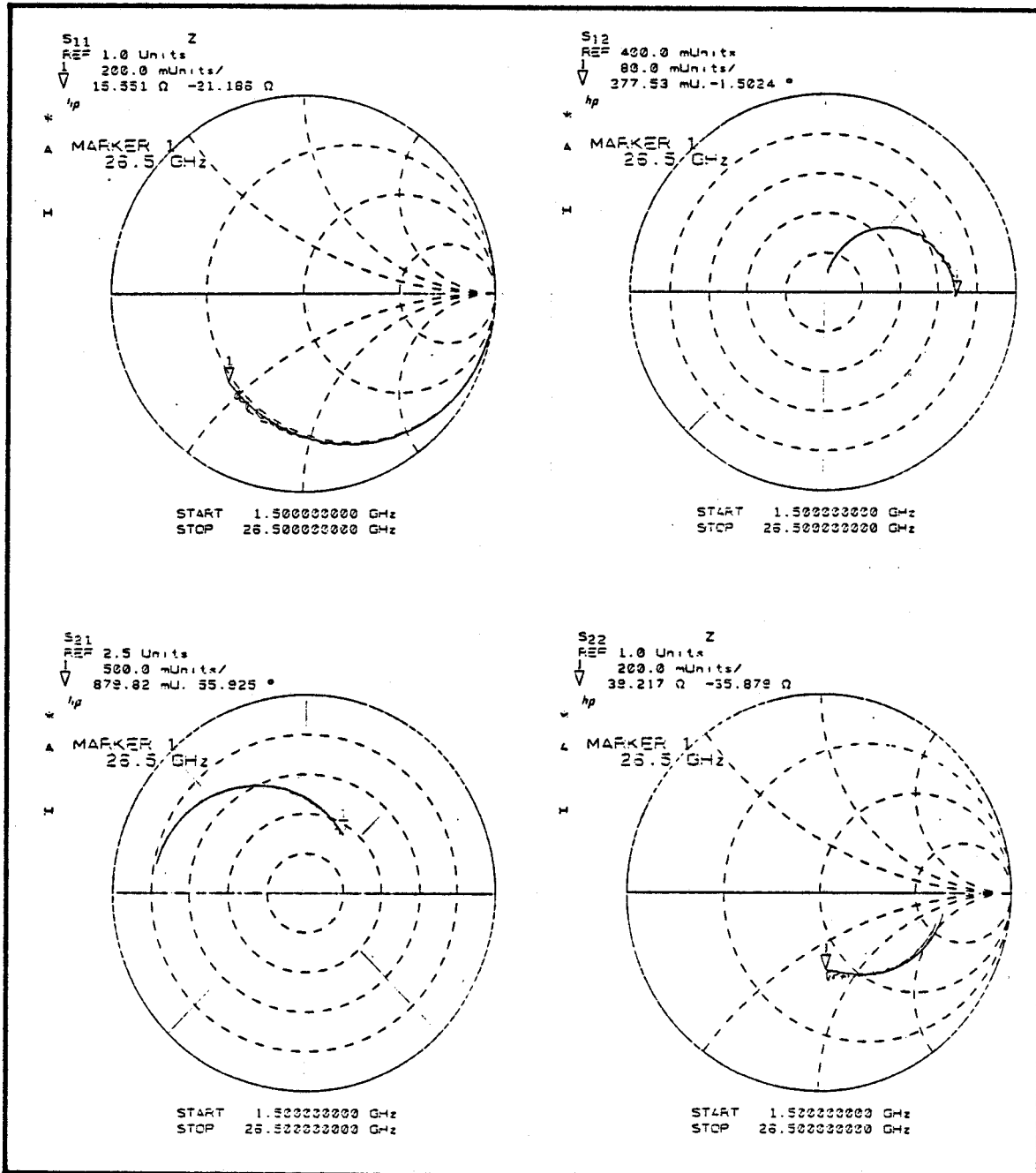
FIGURES 49c :Confrontation théorie-expérience des paramètres (S) large bande du transistor T1.



FIGURES 50a : Comparaison théorie-expérience des paramètres Sij large bande du transistor T3 polarisé   Vds=3 V.



FIGURES 50b : Comparaison théorique-expérience des paramètres S_{ij}
large bande : T3 ; $V_{ds}=2$ V.



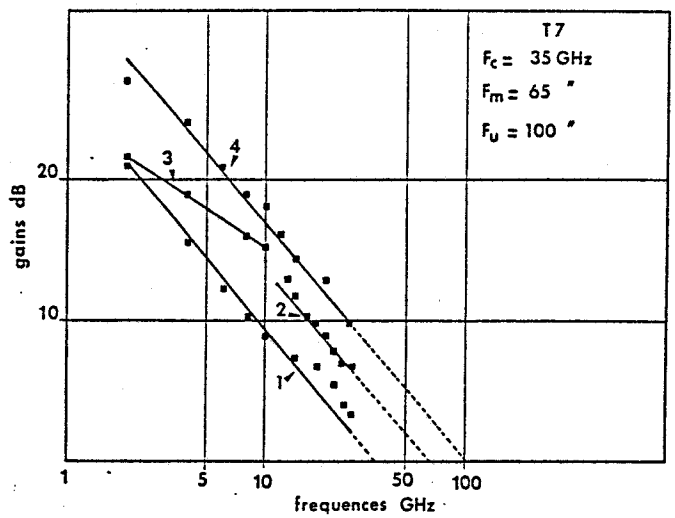
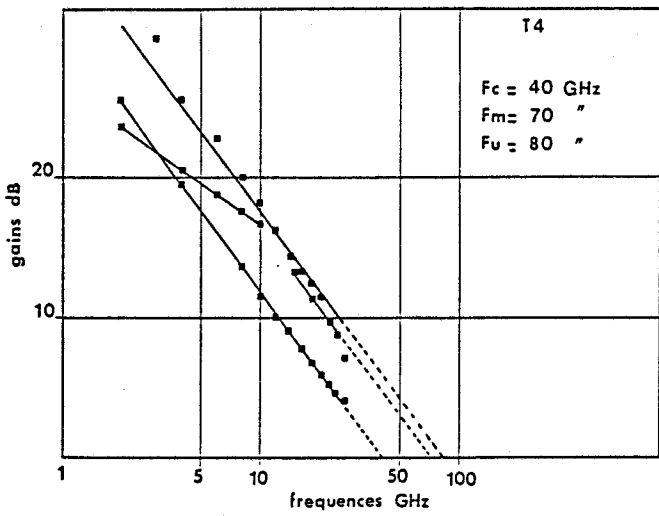
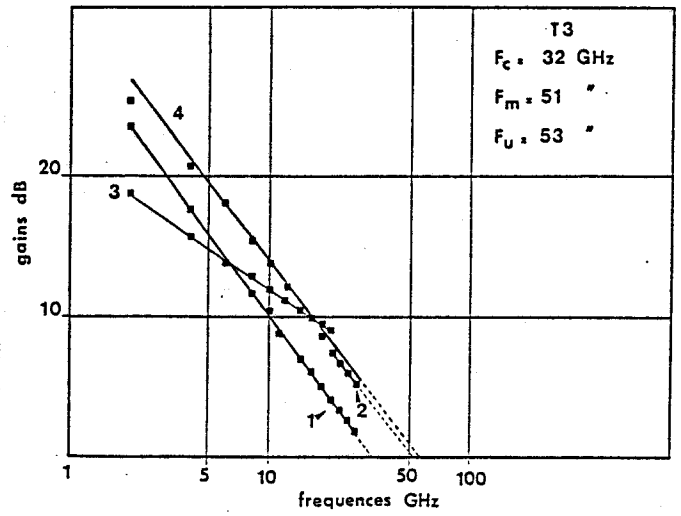
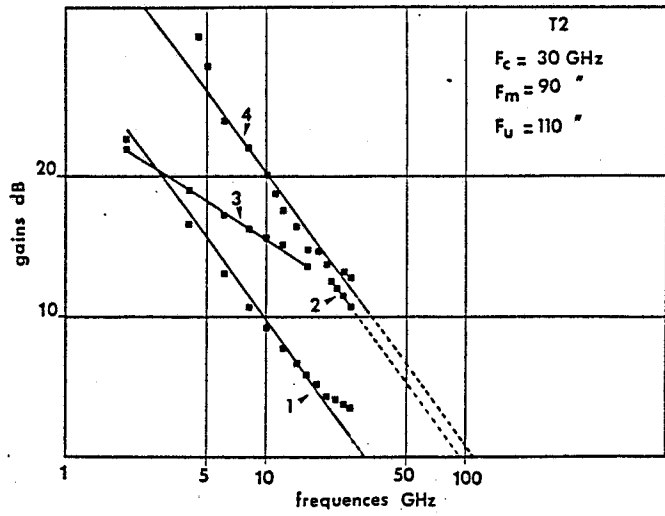
FIGURES 50c : Comparaison théorie-expérience des paramètres S_{ij} large bande : T3 ; $V_{ds}=1$ V.

III.9. MESURES DES PERFORMANCES HYPERFREQUENCES (JUSQUE 26.5GHz) DES TEC

Comme nous l'avons décrit au chapitre II, les différents gains hyperfréquences d'un composant peuvent être déterminés à partir des mesures de paramètres $[S]$ dans une large gamme de fréquences. Par extrapolation, nous déterminons les différentes fréquences de transition ($|G| = 1$), ces diverses fréquences de transition sont en général proches de celles calculées à partir des éléments du schéma équivalent (c.f. chapitre II). Ceci est particulièrement intéressant lorsque nous ne disposons pas de moyens de mesures très large bandes.

Les évolutions fréquentielles de ces divers gains sont représentées aux figures 51a et 51d pour les transistors T2, T3, T4 et T7. Hormis $MSG = S_{21} / S_{12}$, les autres gains dépendent des quatre paramètres $[S]$; ils sont donc très sensibles aux erreurs de mesures en particulier à l'étalonnage utilisé. D'autre part, les éléments inductifs parasites dus à la connectique peuvent pré-adapter le transistor, ce qui se caractérise par une zone d'augmentation du gain en fonction de la fréquence; cette zone ne doit pas être prise en compte pour déterminer les fréquences de transition.

Lorsque nous mesurons des composants à l'aide de pointes hyperfréquences (T3 et T4) ($L_g, L_d < 50\text{pH}$ et $L_s = 0\text{pH}$), les évolutions fréquentielles des différents gains sont parfaitement monotones.



FIGURES 51a à 51d :Evolutions fréquentielles des différent gains concernant les transistors T2 ($V_{ds}=2V;V_{gs}=0V$);T3 ($V_{ds}=2V;V_{gs}=.4V$) T4 ($V_{ds}=2V;V_{gs}=-.5V$) et T7 ($V_{ds}=3V;V_{gs}=0V$).

- 1- H_{21}
- 2- M.A.G.
- 3- M.S.G.
- 4- G.T.U.

III.1. CONCLUSION

Une étude expérimentale de caractérisation hyperfréquences du transistor à effet de champ est présentée dans ce chapitre.

En premier lieu, nous décrivons la conception, la réalisation et les performances hyperfréquences d'une cellule de test destinée à la caractérisation des TEC en puces jusque 40GHz.

Grâce à cette cellule associée aux techniques d'étalonnage étudiées au Ier chapitre, nous avons obtenu pour la première fois au laboratoire, des mesures précises de paramètres $[S]$ jusque 26.5GHz, pour de nombreux types de TEC même à faible développement de grille. Actuellement une telle cellule de mesure est utilisée plus particulièrement pour des mesures en température (77K), ou de puissance dans la bande 26.5-40GHz.

En second lieu, ces diverses techniques de mesures de paramètres $[S]$ large bande ont été adaptées à un système de caractérisations hyperfréquences sous pointes, entre autres, nous avons réalisé des substrats d'étalonnage sur AsGa NID.

Ces moyens et méthodes de mesure de paramètres $[S]$, nous ont permis de valider la méthode d'extraction de schéma équivalent décrite au chapitre II, et de connaître les performances hyperfréquences (gains, fréquences de transition) des TEC jusque 26.5GHz.

CHAPITRE III

- [1] Repeatability : the key to accurate microstrip measurements
cascade Microtech Inc. Microwave Journal. April 1988.

- [2] Henri KOMRIJ,
R.F. and Microwave Measurement Symposium and exhibition,
May 1987, Hewlett Packard

- [3] Jim CURRAN,
"Applying TRL Calibration for noncoaxial Measurements."
MSN and CI, March 1988.

- [4] Peter R. SHEPHERD, R.D. POLLARD,
"Direct calibration and Measurement of Microstrip Structures
on Gallium Arsenide", IEEE MTT-34, n°2, décembre 1986.

- [5] P.B. ROSS, B.D. GELLER,
"A boradband Microwave Test Fixture", Microwave Journal,
May 1987.

- [6] G. DAMBRINE,
Autocalibration, DEA, Lille

- [7] Miniature Coaxial Connectors, Note WILTRON January 1986.

- [8] K. Commentary n°2, November 1986, WILTRON

- [9] M.L. MAJEWSKI, R.W. ROSE, J.R. SCOTT,
"Modelling and Characterization of microstrip-to-coaxial
transitions", IEEE, vol. MTT-29, n°8, August 1981.

- [10] D. BRUBAKER,
Microwaves and RF, November 1985.

- [11] A. BAGHDAD,
"La caractérisation expérimentale des performances de bruit de TEGFET en basse température", DEA, LILLE.

- [12] AMAIRI,
"Mesures de puissance dans la bande 26,5-40GHz", DEA, Lille

- [13] DE CARLTON, K.R. GLEASON, E.W. STRID,
"Cascade Microtech Inc. Microwave wafer probing overview
(document Cascade Microtech.)

- [14] E.W. STRID,
"26GHz wafer probing for MMIC development and manufacture.
Microwave Journal, August 1986.

- [15] K.E. JONES, E.W. STRID,
"mm-wave wafer probes span 0 to 50GHz",
Microwave Journal, April 1987.

- [16] Proper Care and Cleaning of Cascade Microtech Microwave
probe heads, Application notes, 1988.

- [17] De CARLTON, K.R. GLEASON, E. STRID,
"Microwave wafer probing", Microwave Journal, January 1985.

- [18] M. CERAN,
"Mise en oeuvre des techniques de dépôt et gravure assistés par
plasmas. Application aux composants microondes". Mémoire CNAM.

- [19] GUPTA Computer aided design of microwave circuits. ARTECH HOUSE.

- [20] G. GHIONE and C.U. NALDI,
"Coplanar waveguides for MMIC ...,"
IEEE, vol. MTT-35, n°3, March 1987.

- [21] B. BIANCO, M. PARODI,
"Measurement of the effective relative permittivities of
microstrip.", Electronics Letters, 6th February 1975,
vol. 11, n°3.
- [22] R. DELRUE, C. SEGUINOT, P. PRIBETICH, P. KENNIS,
"The effects of a dielectric Capacitor layer and metallization
on the propagation parameters of coplanar waveguide for MMIC",
IEEE, vol. MTT-36, n°8, August 1988.
- [23] R.A. PUCCEL, J. FREY, K. BHAZIN,
"Design considerations for monolithic microwave circuits",
pp. 327-347, Microwave Integrated Circuits, Artech House 1985.
- [24] J. GRANLUND,
"Resistance associated with FET gate metallization",
IEEE Elect. Device Letters (1980), 1, n°8, pp. 151-153.

COMMENTAIRES CONCERNANT LA CARACTERISATION DES TEC EN GAMME MILLIMETRIQUE

GENERALITES

De par les performances prometteuses en gamme millimétrique, de nouveaux types de composants tels que GaAlAs/GaInAs sur GaAs ou AlInAs/GaInAs sur InP [1], [2], le développement de systèmes de caractérisation jusque 60GHz s'avère nécessaire.

Ces systèmes de mesures peuvent se scinder en deux groupes :

- les mesures vectorielles
- les mesures de facteurs de bruit et de gain associé.

LES MESURES VECTORIELLES

Actuellement, les analyseurs de réseaux automatiques permettent d'effectuer des mesures vectorielles jusque 100GHz.

En réalité, dans le cas des transistors à effet de champ, seuls les analyseurs à sorties coaxiales permettent d'obtenir des paramètres [S] avec une précision suffisante. En effet, ces dispositifs possèdent en général des systèmes de polarisation intégrés, des sources stabilisées et sont directement compatibles aux systèmes de mesures sous pointes. Actuellement, ces analyseurs de réseaux ont une limite fréquentielle de 40GHz.

Depuis quelques années, un nouveau principe de caractérisation de dispositifs actifs (transistors, circuits intégrés...) a été développé. Ce principe consiste à analyser la réponse impulsionnelle

d'un dispositif actif soumis à un échantillonnage électrooptique [3]. Cet effet électrooptique repose sur la variation des propriétés anisotropiques d'un cristal en présence d'un champ électrique (effet Pockels).

L'impulsion lumineuse est générée par un laser pulsé. La durée de l'impulsion est de l'ordre d'une picoseconde (actuellement 100fs minimum).

Ce système de caractérisation possède les avantages suivants

- grande bande passante (~THz)
- dynamique importante
- bonne sensibilité
- possibilité de caractériser des dispositifs en régime non linéaire (puissance, logique)
- c'est une caractérisation "sans contact" ; il n'y a donc pas de perturbations ou discontinuités électriques au niveau du composant sous test.
- l'excitation lumineuse peut être réalisée en un lieu précis du dispositif à tester, ce qui évite les problèmes liés aux étalonnages.

De nombreux résultats en particulier concernant la caractérisation de TEC AsGa dans la bande de fréquences 40 - 60GHz [4], nous amène à penser que ces techniques de caractérisation constitueront les nouvelles générations des systèmes de mesure en gamme millimétrique.

LES MESURES DE FACTEUR DE BRUIT ET DE GAINS ASSOCIES

Pour caractériser complètement un dispositif actif, il est nécessaire de connaître la puissance de bruit générée par ce composant pour la bande de fréquences de travail.

Les systèmes de mesures, permettant de déterminer la puissance minimum (F_{\min}) de bruit haute fréquence ajoutée par le composant, se scindent en deux groupes :

(i) la mesure directe de F_{\min} et de G_{ass} par adaptation du composant (Γ_{\min} , Γ_2^*)

(ii) le calcul de F_{\min} à partir de facteurs de bruit mesurés, correspondants à diverses impédances présentées à l'entrée du composant.

Cette seconde méthode repose sur la minimisation de l'équation suivante :

$$F = F_{\min} + (R_n/G_s) \left| Y_s - Y_{\min} \right|^2$$

avec F : facteur de bruit mesuré

F_{\min} : facteur de bruit minimum

R_n : résistance équivalente de bruit

$Y_s = G_s + j X_s =$ admittance présentée à l'entrée du dispositif sous test.

Y_{\min} = admittance (d'entrée) correspondante à F_{\min}

Ces méthodes sont actuellement utilisées en particulier pour les mesures de facteurs de bruit sur "tranche" [5], [6].

Les systèmes existants sont en outre destinés aux mesures systématiques (cartographie) dans la bande de fréquences 2-18GHz (voire 26,5GHz).

Leur principal avantage repose sur la reproductibilité des charges présentées à l'entrée du dispositif sous test, permettant une procédure de calibrage unique. (Nous devons noter que selon le nombre de charges cette procédure peut s'avérer très longue). D'autre part, il n'est plus nécessaire d'adapter le dispositif pour obtenir directement F_{\min} . Cette adaptation est difficile voire impossible à réaliser dans cette gamme de fréquences, en particulier pour des transistors à faible développement de grille.

En contre partie dans le cas des transistors à effet de champ destinés aux applications millimétriques (40GHz) donc très instables dans la bande 2-18GHz, le fait de présenter un grand nombre d'impédances peut occasionner des oscillations et altérer la mesure du facteur de bruit. En effet, même pour des oscillations en relativement basses fréquences, la densité spectrale de bruit correspondante à la bande de fréquences de mesure sera modifiée.

Pour pallier à ce problème, il serait intéressant d'effectuer une présélection hyperfréquence.

La seconde méthode pour obtenir le facteur de bruit minimum et le gain disponible associé, consiste à adapter le dispositif en entrée à Γ_{\min} et adapter la sortie de manière à obtenir un transfert maximum de puissance. Ensuite, il faut caractériser les systèmes entrée/sortie, en déduire leurs pertes et calculer F_{\min} et G_{ass} correspondants au dispositif sous test.

Ce système nécessite un minimum d'automatisation afin de caractériser les adaptateurs entrée/sortie sans démontage limitant ainsi la dispersion de mesure.

En connaissant les paramètres $[S]$ du dispositif actif, nous pouvons supprimer l'adaptation en puissance de sortie. Dans le cas de mesures de facteur de bruit de transistor à faible développement de grille, le système d'adaptation d'entrée reste la difficulté majeure pour différentes raisons :

- la plupart des adaptateurs mécaniques coaxiaux (jusque 18GHz) ne permettent pas d'atteindre des facteurs de réflexion élevés ($|\Gamma_{\text{adapt}}| < |\Gamma_{\text{min}}|$)./ (Il est souhaitable d'utiliser des adaptateurs "faible bande").

- il est difficile de réaliser une adaptation à proximité du dispositif sous test, il est nécessaire d'utiliser des systèmes de transposition en bande latérale unique (mélangeur à réjection d'image).

En résumé, devant ces difficultés liées à Γ_{min} d'une part et à l'instabilité du transistor d'autre part, les mesures de facteur de bruit jusque 18GHz ne sont pas adaptées aux composants destinés aux applications millimétriques. Enfin pour l'optimisation des composants à effet de champ tant sur le plan technologique que celui des modèles théoriques, la connaissance précise des performances de bruit à quelques points de fréquences est suffisante.

Actuellement, de par la montée en fréquence des composants à effet de champ, des bancs de mesures de facteur de bruit sont réalisés en gammes millimétriques (35GHz [7], 60GHz [8]).

Pour ces diverses gammes de fréquences, nous pensons que les difficultés d'adaptation seront moindres :

- possibilité de réaliser une préadaptation au niveau du composant.

- le module de Γ_{min} diminue en fonction de la fréquence.

- les adaptateurs en guide (plan E.H.) permettent d'obtenir des T.O.S. élevés et présentent des pertes relativement faibles.

Par contre, en gamme millimétrique, la plupart des systèmes de conversion de fréquence n'étant pas à réjection d'image, il est nécessaire que la fréquence intermédiaire soit la plus faible possible (10MHz) ; nous devons donc utiliser un oscillateur local extrêmement stable et présentant un spectre très pur.

CONCLUSION

Un effort concernant la caractérisation microonde des composants à effet de champ, doit être axé vers les expérimentations en gammes millimétriques.

En ce qui concerne les mesures vectorielles en structure coaxiale, une limite de 40GHz (voire 50GHz) semble être fixée par les constructeurs en matière d'analyseurs de réseaux ; ces dispositifs permettent actuellement de mesurer directement sur "tranche" des paramètres [S] jusque 40GHz.

Ces limites fréquentielles seront sans doute repoussées dans un proche avenir, par de nouveaux procédés de mesure par échantillonnage électro-optique.

Pour les mesures de facteur de bruit et de gain associé, des systèmes automatiques permettant de déterminer F_{min} , G_{ass} , Γ_{min} ... sont disponibles jusque 18GHz (voire 26.5GHz). Cependant, afin d'optimiser les nouveaux composants destinés aux applications en gamme millimétrique, il s'avère nécessaire de mettre au point des bancs de mesures de facteur de bruit à 40GHz puis 60GHz.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.C. CHAO, R.C. TIBERIO,
0.1 μ m Gate-Length Pseudomorphic HEMT's,
IEEE Electron Device Letters, vol. EDL-8, n°10, octobre 87.

- [2] W.K. MISHRA, A.S. BROWN, and S.E. ROSENBAUM,
DC and RF Performamnce of 0.1 μ m Gate Length
Al_{0.48}In_{0.52}As-Ga_{0.38}In_{0.62}As Pseudomorphic HEMT's,
IEEE IEDM 1988.

- [3] J.A. VALDMANIS, G. MONSON,
Subpicosecond Electrooptic Sampling : Principles and
Applications IEEE Journal of Quantum Electronics,
Vol. QE-22, n°1, January 1986.

- [4] D.E. COOPER and S.C. MOSS,
IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. Q.E. 22, n°1,
January 1986.

- [5] Automatic Test and Networking,
An on-wafer noise parameter and S-parameter measurement system.
Microwave Journal, September 1988.

- [6] E. STRID, Noise Parameter test Set,
Conference de 30-31 Janvier 1989 (M.B. Electronique)

- [7] E.A. SOVERO, A.K. GUPTA, J.A. HIGGINS,
Noise figure characteristics of 1/2 μ m Gate single
heterojunction High-Electron-Mobility FET's at 35GHz.
IEEE vol. EDL-7, n°3, March 1986.

- [8] W.U. MISHRA, A.S. BROWN, S.E. ROSENBAUM,
Noise performance of submicron AlInAs-GaInAs HEMTs,
Device Research Conference, Boulder, CO (1988).

CONCLUSION

Des études théoriques et expérimentales relatives à la caractérisation des composants à effet de champ, ont été effectuées au cours de ce travail.

Nous avons montré que la détermination précise des paramètres $[S]$ large bande des transistors à effet de champ, nécessite l'utilisation de méthodes d'étalonnages adaptées à ces structures. Dans le cas de mesures hyperfréquences de dispositifs (TEC) en structure de propagation dispersive (microruban, coplanaire, etc...), nous avons montré la supériorité des méthodes d'étalonnage utilisant une ou deux lignes de transmission. Cette supériorité repose sur la facilité de réalisation des lignes d'impédance caractéristiques Z_0 de bonne qualité en structure planaire.

Nous avons ensuite décrit une méthode originale entièrement analytique permettant la détermination directe de tous les éléments extrinsèques et intrinsèques du schéma équivalent "petit signal".

Le transistor étant polarisé à $V_{DS} = 0$ pour des tensions de grille particulières, nous avons montré qu'il était possible de déterminer tous les éléments parasites tels que les résistances d'accès, les inductances dues aux connexions, mais aussi les capacités des plots de drain et de grille à partir des paramètres $[S]$ mesurés. Nous avons montré l'importance de ces capacités pour l'optimisation des topologies des composants et pour la détermination des limites fréquentielles intrinsèques.

Ces éléments parasites étant déterminés, nous avons décrit une méthode de détermination directe des valeurs des éléments intrinsèques à partir de paramètres $[S]$ mesurés, par de simples transformations matricielles. Une étude concernant la précision de cette méthode

a été effectuée. Nous avons pu ainsi calculer la bande de fréquences optimale en fonction du développement de grille du composant considéré. Avec un système de mesures hyperfréquences performant tel qu'un dispositif de mesure sous pointes, cette méthode d'extraction du schéma équivalent permet de déterminer les principaux éléments à quelques % près et les éléments secondaires tels que R_i , τ , C_{ds} , R_{gd} à moins de 20%.

Pour valider ces études théoriques, nous devons effectuer un grand nombre de vérifications sur le plan expérimental. Nous avons réalisé pour cela une cellule de mesures destinée aux transistors "en puce" et permettant les mesures précises de paramètres $[S]$ dans une large gamme de fréquences (40GHz). D'autre part pour les mesures hyperfréquences directement sur "plaquette" nous avons mis en oeuvre un système de mesures sous pointes. La réalisation d'éléments de calibrage coplanaires sur un substrat AsGa N.I.D., nous a permis d'obtenir un système de mesures de TEC performant.

Ces moyens et méthodes d'acquisition de paramètres $[S]$, nous ont permis entre autres de valider la méthode d'extraction du schéma équivalent décrite précédemment, et de connaître précisément les performances hyperfréquences (gains, fréquences de transition) des TEC jusque 26.5GHz.

En ce qui concerne la caractérisation de nouveaux composants destinés aux applications en gamme millimétrique, cette étude doit permettre de définir de nouveaux dispositifs de test, en particulier des bancs de mesure de puissance ou de facteur de bruit à 40GHz puis 60GHz.

ANNEXES

CHAPITRE I

MATRICES DE PASSAGE; les paramètres sont normalisés par rapport à Zo=1

S	Z	Y	H	A
$\begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$	$S_{11} = \frac{(Z_{11}-1)(Z_{22}+1) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1) - Z_{12}Z_{21}}$ $S_{12} = \frac{2Z_{12}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1) - Z_{12}Z_{21}}$ $S_{21} = \frac{2Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1) - Z_{12}Z_{21}}$ $S_{22} = \frac{(Z_{11}+1)(Z_{22}-1) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1) - Z_{12}Z_{21}}$	$S_{11} = \frac{(1-Y_{11})(1+Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$ $S_{12} = \frac{-2Y_{12}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$ $S_{21} = \frac{-2Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$ $S_{22} = \frac{(1+Y_{11})(1-Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$	$S_{11} = \frac{(h_{11}-1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}$ $S_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}$ $S_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}$ $S_{22} = \frac{(1+h_{11})(1-h_{22}) + h_{12}h_{21}}{(h_{11}+1)(h_{22}+1) - h_{12}h_{21}}$	$\frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \quad \frac{2(AD-BC)}{A+B+C+D}$ $\frac{2}{A+B+C+D} \quad \frac{-A+B-C+D}{A+B+C+D}$
$Z_{11} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Z_{21} = \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Z_{22} = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	$\frac{Y_{22}}{\Delta^Y} \quad \frac{-Y_{12}}{\Delta^Y}$ $\frac{-Y_{21}}{\Delta^Y} \quad \frac{Y_{11}}{\Delta^Y}$	$\frac{\Delta^h}{h_{22}} \quad \frac{h_{12}}{h_{22}}$ $\frac{-h_{12}}{h_{22}} \quad \frac{1}{h_{22}}$	$\frac{A}{C} \quad \frac{\Delta^A}{C}$ $\frac{1}{C} \quad \frac{D}{C}$
$Y_{11} = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Y_{22} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{\Delta^Z} \quad \frac{-Z_{12}}{\Delta^Z}$ $\frac{-Z_{21}}{\Delta^Z} \quad \frac{Z_{11}}{\Delta^Z}$	$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{h_{11}} \quad \frac{-h_{12}}{h_{11}}$ $\frac{h_{21}}{h_{11}} \quad \frac{\Delta^h}{h_{11}}$	$\frac{D}{B} \quad \frac{-\Delta^A}{B}$ $\frac{-1}{B} \quad \frac{A}{B}$
$h_{11} = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}$ $h_{12} = \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}$ $h_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}$ $h_{22} = \frac{(1-S_{22})(1-S_{11}) - S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}$	$\frac{\Delta^Z}{Z_{22}} \quad \frac{Z_{12}}{Z_{22}}$ $\frac{-Z_{21}}{Z_{22}} \quad \frac{1}{Z_{22}}$	$\frac{1}{Y_{11}} \quad \frac{-Y_{12}}{Y_{11}}$ $\frac{Y_{21}}{Y_{11}} \quad \frac{\Delta^Y}{Y_{11}}$	$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	$\frac{B}{D} \quad \frac{\Delta^A}{D}$ $\frac{-1}{D} \quad \frac{C}{D}$
$A = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $B = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $C = \frac{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $D = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}} \quad \frac{\Delta^Z}{Z_{21}}$ $\frac{1}{Z_{21}} \quad \frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}} \quad \frac{-1}{Y_{21}}$ $\frac{-\Delta^Y}{Y_{21}} \quad \frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$\frac{-\Delta^h}{h_{21}} \quad \frac{-h_{11}}{h_{21}}$ $\frac{-h_{22}}{h_{21}} \quad \frac{-1}{h_{21}}$	$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$

CHAPITRE I

PASSAGE DE LA MATRICE (S) A LA MATRICE (T)

$$t_{11} = - \frac{\Delta S}{S_{21}}$$

$$t_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}}$$

$$t_{21} = - \frac{S_{22}}{S_{21}}$$

$$t_{22} = \frac{1}{S_{21}}$$

PASSAGE DE LA MATRICE (T) A LA MATRICE (S)

$$S_{11} = \frac{t_{12}}{t_{22}}$$

$$S_{12} = \frac{\Delta T}{t_{22}}$$

$$S_{21} = \frac{1}{t_{22}}$$

$$S_{22} = - \frac{t_{21}}{t_{22}}$$

CHAPITRE I

FORMULES DE PASSAGE D'UN MODELE 8 TERMES D'ERREURS
A UN MODELE 12 TERMES.

$$D_{id}' = D_{id} + R_{rd} e_{00} / (1 - D_{esd} e_{00})$$

$$R_{rd}' = R_{rd} e_{10} e_{01} / (1 - D_{esd} e_{00})^2$$

$$D_{esd}' = e_{11} + D_{esd} e_{10} e_{01} / (1 - D_{esd} e_{00})$$

$$D_{ecd}' = e_{22} + D_{ecd} e_{32} e_{23} / (1 - D_{ecd} e_{33})$$

$$R_{td}' = R_{td} e_{10} e_{32} / (1 - D_{ecd} e_{33}) / (1 - D_{esd} e_{00})$$

$$C_{ol}' = C_{ol}$$

$$D_{ii}' = D_{ii} + R_{ri} e_{33} / (1 - D_{esi} e_{33})$$

$$R_{ri}' = R_{ri} e_{32} e_{23} / (1 - D_{esi} e_{33})^2$$

$$D_{esi}' = e_{22} + D_{esi} e_{32} e_{23} / (1 - D_{esi} e_{33})$$

$$D_{eci}' = e_{11} + D_{eci} e_{10} e_{01} / (1 - D_{eci} e_{00})$$

$$R_{ti}' = R_{ti} e_{01} e_{23} / (1 - D_{eci} e_{00}) / (1 - D_{esi} e_{33})$$

$$C_i' = C_i$$

CHAPITRE II

ANNEXE 1 : Ecart des paramètres impédances en fonction des écarts des paramètres S_{ij} .

$$\Delta Z_{ij} = F(\Delta S_{ij}) /_{S_{12} = S_{21}}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta Z_{11} = \Delta S_{11} \frac{(1 - S_{22})(D + N_1)}{D^2} \\ \Delta Z_{11} = \Delta S_{12} \frac{S_{12}(D + N_1)}{D^2} \\ \Delta Z_{11} = \Delta S_{22} \frac{[(1 - S_{11})N_1 - (1 + S_{11})D]}{D^2} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta Z_{12} = \Delta S_{11} \frac{2(1 - S_{22})S_{12}}{D^2} \\ \Delta Z_{12} = \Delta S_{12} \frac{2(D + S_{12}^2)}{D^2} \\ \Delta Z_{12} = \Delta S_{22} \frac{2(1 - S_{11})S_{12}}{D^2} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta Z_{22} = \Delta S_{11} \frac{[(1 - S_{22})N_2 - (1 + S_{22})D]}{D^2} \\ \Delta Z_{22} = \Delta S_{12} \frac{S_{12}(N_2 + D)}{D^2} \\ \Delta Z_{22} = \Delta S_{22} \frac{(1 - S_{11})(N_2 + D)}{D^2} \end{array} \right.$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} D = (1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}^2 \\ N_1 = (1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}^2 \\ N_2 = (1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}^2 \end{array} \right.$$

CHAPITRE II

ANNEXE 2 : Ecart des paramètres admittances en fonction des écart des paramètres S_{ij} .

$$\Delta Y_{ij} = f(\Delta S_{ij})$$

$$\Delta Y_{11} = \Delta S_{11} \frac{- (1 + S_{22}) (D + N_1)}{D^2}$$

$$\Delta Y_{11} = \Delta S_{12} \frac{S_{21} (D + N_1)}{D^2}$$

$$\Delta Y_{11} = \Delta S_{21} \frac{S_{12} (D + N_1)}{D^2}$$

$$\Delta Y_{11} = \Delta S_{22} \frac{(1 - S_{11}) D - (1 + S_{11}) N_1}{D^2}$$

$$\Delta Y_{12} = \Delta S_{11} \frac{2 (1 + S_{22}) S_{12}}{D^2}$$

$$\Delta Y_{12} = \Delta S_{12} \frac{- 2 (D + S_{12} S_{21})}{D^2}$$

$$\Delta Y_{12} = \Delta S_{21} \frac{- 2 S_{12}^2}{D^2}$$

$$\Delta Y_{12} = \Delta S_{22} \frac{2 (1 + S_{11}) S_{12}}{D^2}$$

Avec :

$$D = (1 + S_{11}) (1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}$$

$$N_1 = (1 - S_{11}) (1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}$$

$$\Delta Y_{ij} = F(S_{ij}) \quad (\text{suite})$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta Y_{21} &= \Delta S_{11} \frac{2(1+S_{22})S_{21}}{D^2 - 2S_{21}^2} \\ \Delta Y_{21} &= \Delta S_{12} \frac{D^2}{-2(D+S_{12}S_{21})} \\ \Delta Y_{21} &= \Delta S_{21} \frac{D^2}{2(1+S_{11})S_{21}} \\ \Delta Y_{21} &= \Delta S_{22} \frac{2(1+S_{11})S_{21}}{D^2} \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta Y_{22} &= \Delta S_{11} \frac{(1-S_{22})D - (1+S_{22})N_2}{D^2} \\ \Delta Y_{22} &= \Delta S_{12} \frac{S_{21}(D+N_2)}{D^2} \\ \Delta Y_{22} &= \Delta S_{21} \frac{S_{12}(D+N_2)}{D^2} \\ \Delta Y_{22} &= \Delta S_{22} \frac{-(1+S_{11})(D+N_2)}{D^2} \end{aligned} \right\}$$

Avec : $N_2 = (1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}$

CHAPITRE II

ANNEXE 3 :

$$\Delta Y_{ij}' = F(\Delta Z_d), \quad Z_d = R_d + j L_d \omega$$

$Y_{11}' = \frac{Y_{11} + Z_d \Delta Y}{D}$	$\Delta Y_{11}' = \Delta Z_d \frac{Y_{12} Y_{21}}{D^2}$
$Y_{12}' = \frac{Y_{12}}{D}$	$\Delta Y_{12}' = \Delta Z_d \frac{Y_{12} Y_{22}}{D^2}$
$Y_{21}' = \frac{Y_{21}}{D}$	$\Delta Y_{21}' = \Delta Z_d \frac{Y_{21} Y_{22}}{D^2}$
$Y_{22}' = \frac{Y_{22}}{D}$	$\Delta Y_{22}' = \Delta Z_d \frac{Y_{22}^2}{D^2}$

Avec $D = 1 + Z_d Y_{22}$; $\Delta Y = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$

$$\Delta Y_{ij}' = F(\Delta Z_s), \quad Z_s = R_s + j L_s \omega$$

$Y_{11}' = \frac{(Y_{11} + \Delta Y \cdot Z_s)}{D}$	$\Delta Y_{11}' = \Delta Z_s \frac{(\Delta Y - Y_{11} \sum_{i,j} Y_{ij})}{D^2}$
$Y_{12}' = \frac{(Y_{12} - \Delta Y \cdot Z_s)}{D}$	$\Delta Y_{12}' = \Delta Z_s \frac{(\Delta Y + Y_{12} \sum_{i,j} Y_{ij})}{D^2}$
$Y_{21}' = \frac{(Y_{21} - \Delta Y \cdot Z_s)}{D}$	$\Delta Y_{21}' = \Delta Z_s \frac{(\Delta Y + Y_{21} \sum_{i,j} Y_{ij})}{D^2}$
$Y_{22}' = \frac{(Y_{22} + \Delta Y \cdot Z_s)}{D}$	$\Delta Y_{22}' = \Delta Z_s \frac{(\Delta Y - Y_{22} \sum_{i,j} Y_{ij})}{D^2}$

Avec $D = (1 + Z_s \sum_{i,j} Y_{ij})$, $\Delta Y = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$

CHAPITRE II

ANNEXE 4 : Relations analytiques entre les éléments du schéma équivalent et les paramètres admittances intrinsèques.

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}(Y_{12}) \cdot \left[1 + \left(\frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right]}{\omega}$$

$$R_{gd} = \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12}) \cdot C_{gd} \cdot \omega}$$

$$C_{gs} = \frac{[\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})] \left[1 + \left(\frac{\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right]}{\omega}$$

$$R_i = \frac{(\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12}))}{(\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})) \cdot C_{gs} \cdot \omega}$$

$$Z = \text{Arctg} \left[\frac{(A - R_i \cdot C_{gs} \cdot \omega)}{(1 + A \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot \omega)} \right] \cdot \frac{1}{\omega}$$

$$G_m = \frac{B}{(Z + R_i \cdot C_{gs}) \cdot \omega}$$

$$G_d = \text{Re}(Y_{22}) + \text{Re}(Y_{12})$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega}$$

Avec :

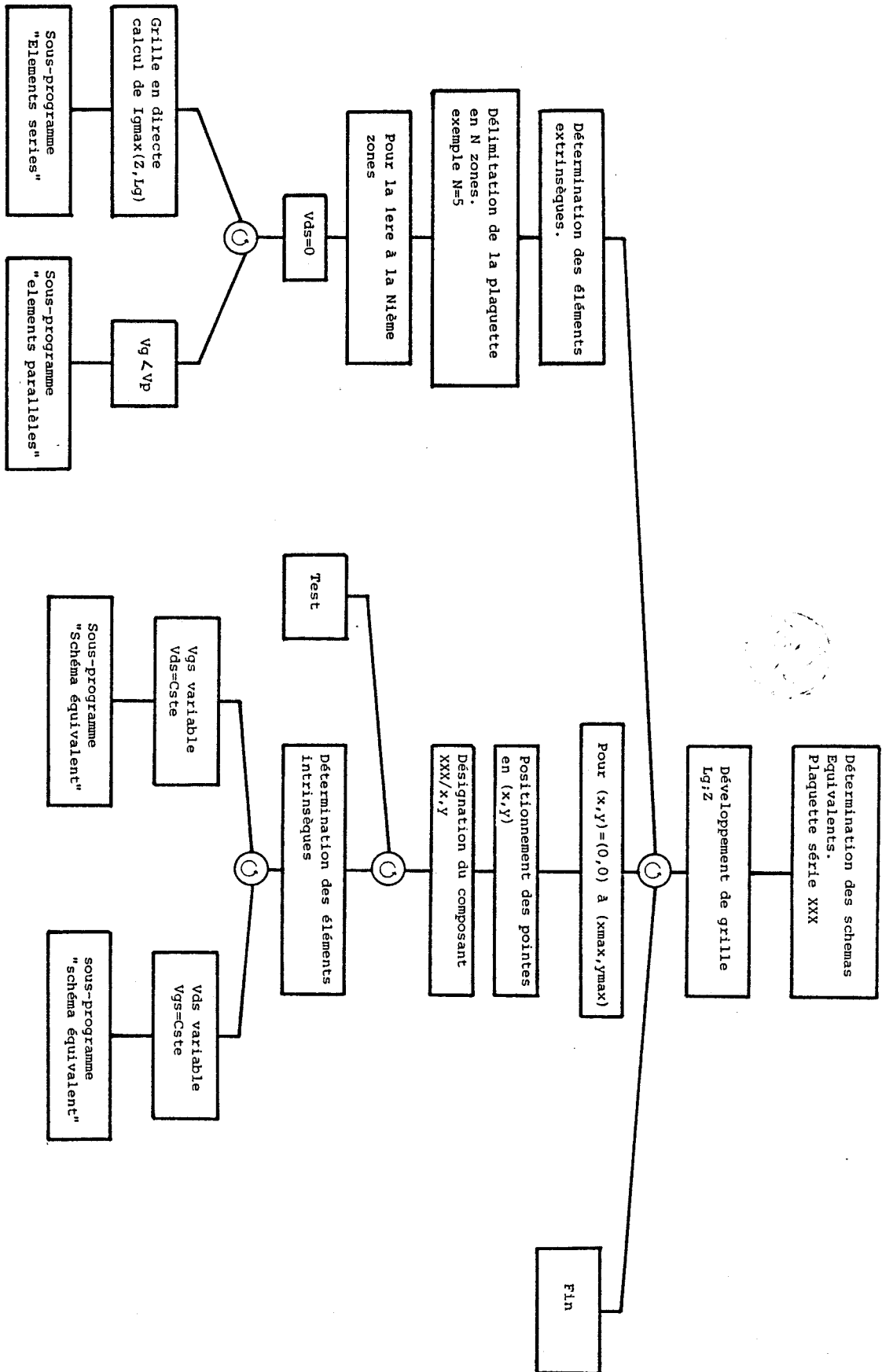
$$A = - \frac{(\text{Im}(Y_{21}) - \text{Im}(Y_{12}))}{(\text{Re}(Y_{21}) - \text{Re}(Y_{12}))}$$

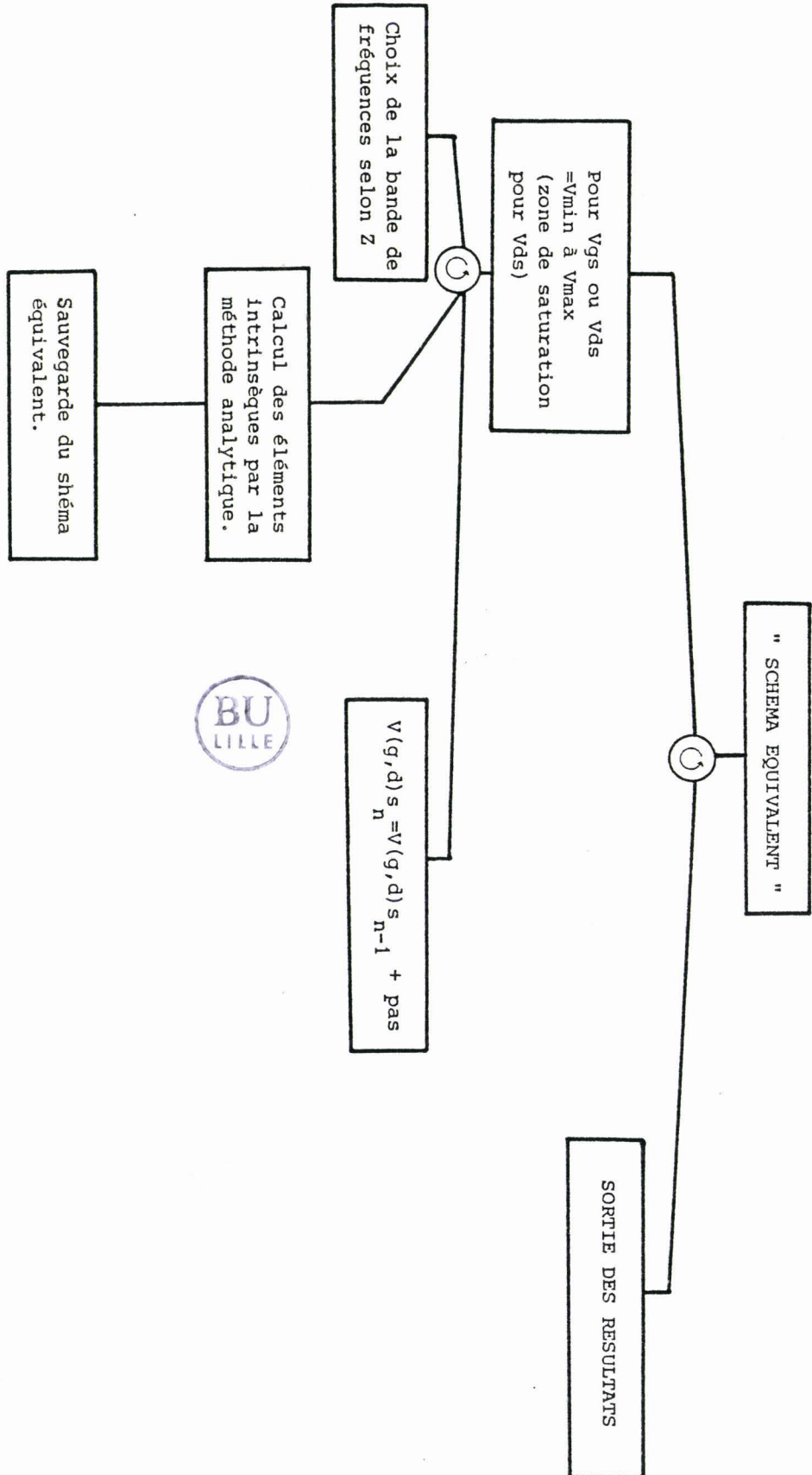
et

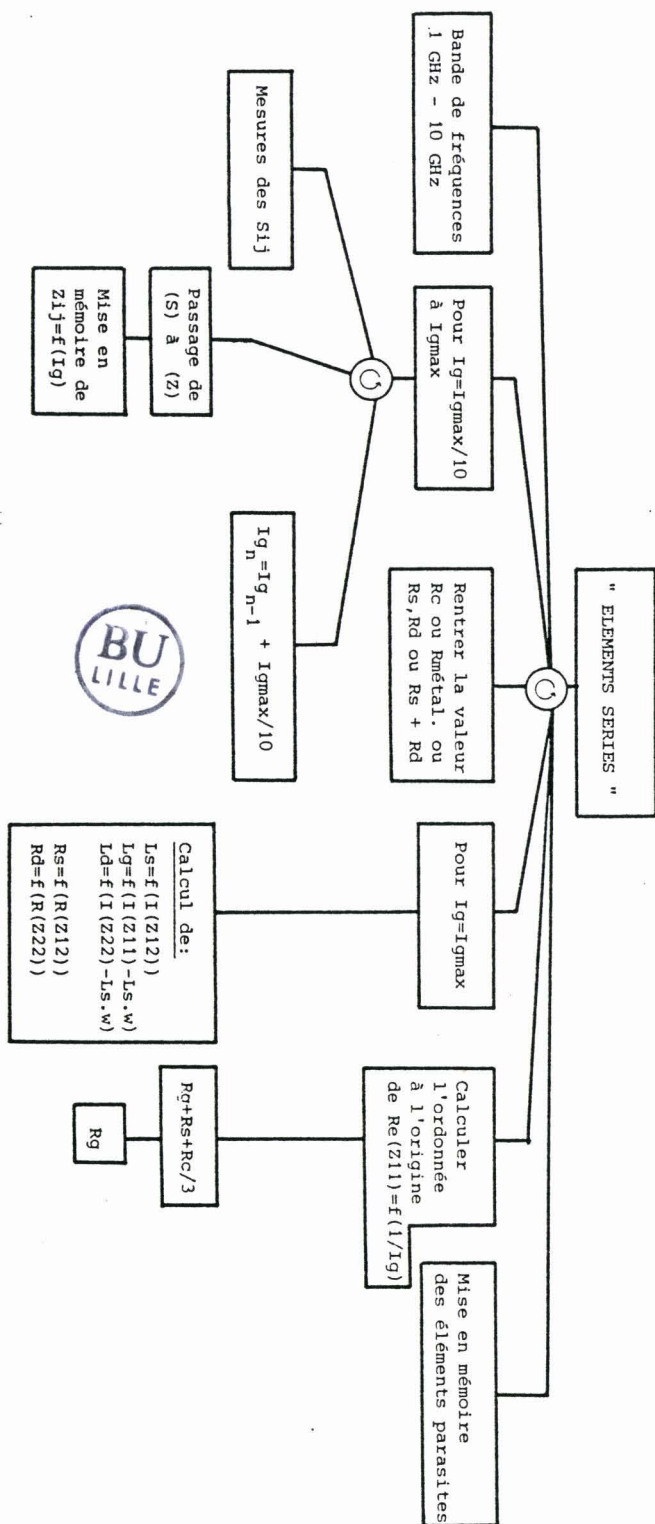
$$B = (\text{Im}(Y_{21}) - \text{Im}(Y_{12})) \cdot (1 + (R_i C_{gs} \omega)^2)$$

ANNEXE 5 : Programmation de la méthode d'extraction du schéma équivalent

Programme principal.

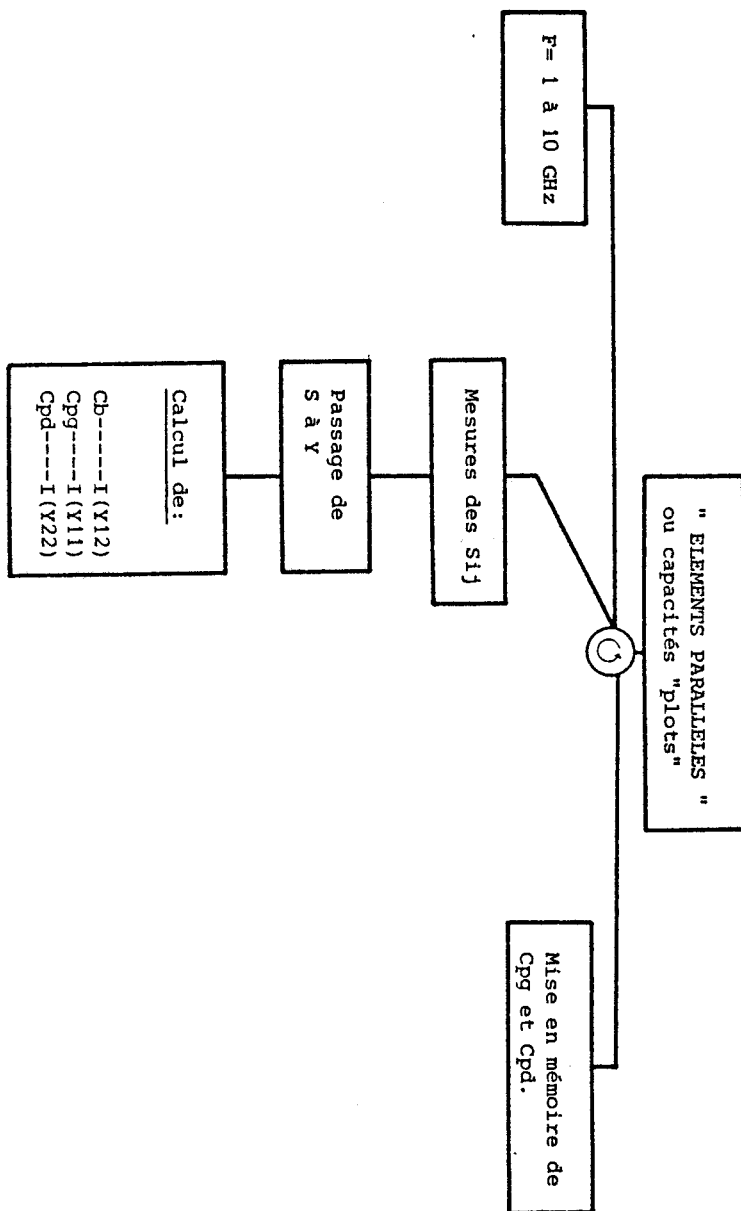






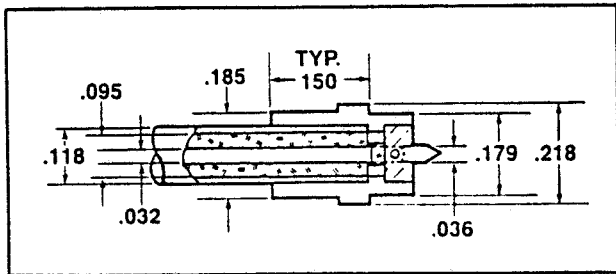
CHAPITRE II

ANNEXE 8: Sous-programme "ELEMENTS PARALLELES "

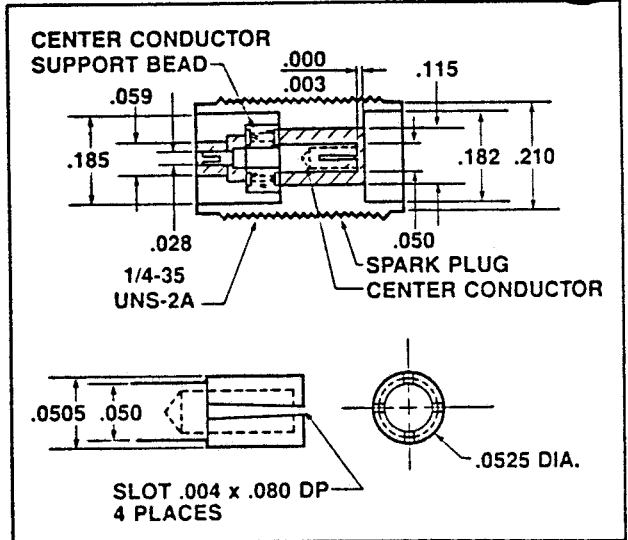


CHAPITRE III

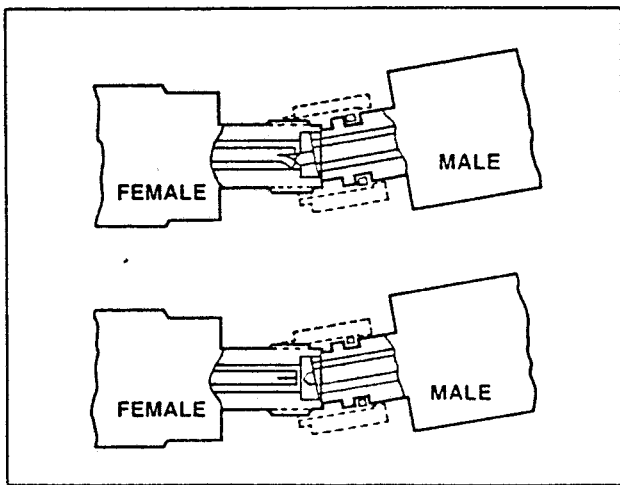
Annexe I : Caractéristiques mécaniques des connecteurs type K.



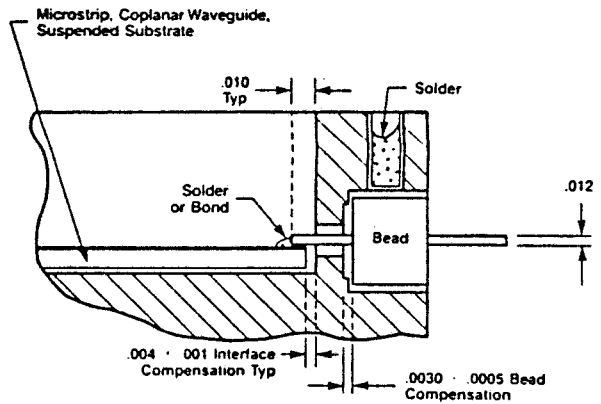
Male K Connector and cable.



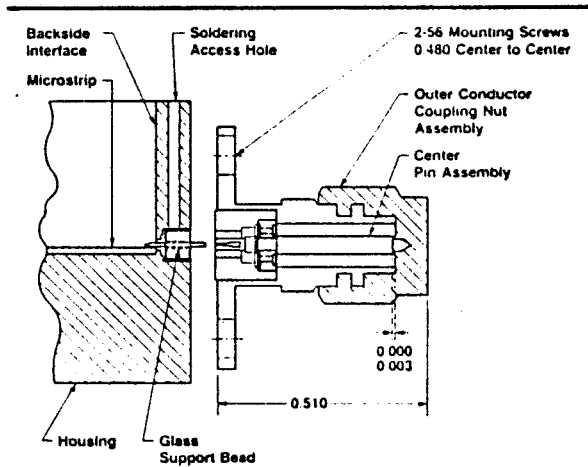
Female K Connector.



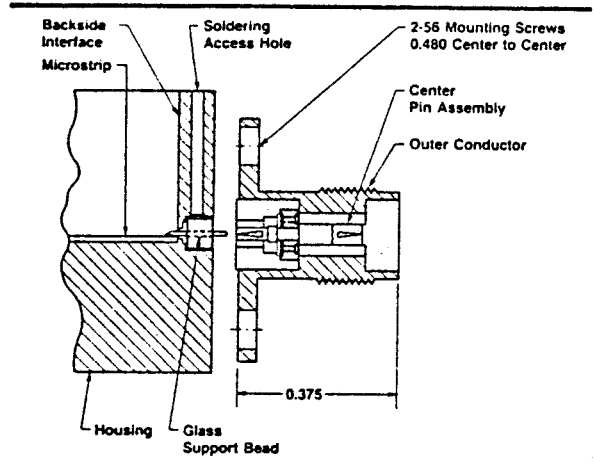
Shortened male pin in the K Connector (bottom) allowing center conductors to be pre-aligned before contact.



Glass Bead Installation

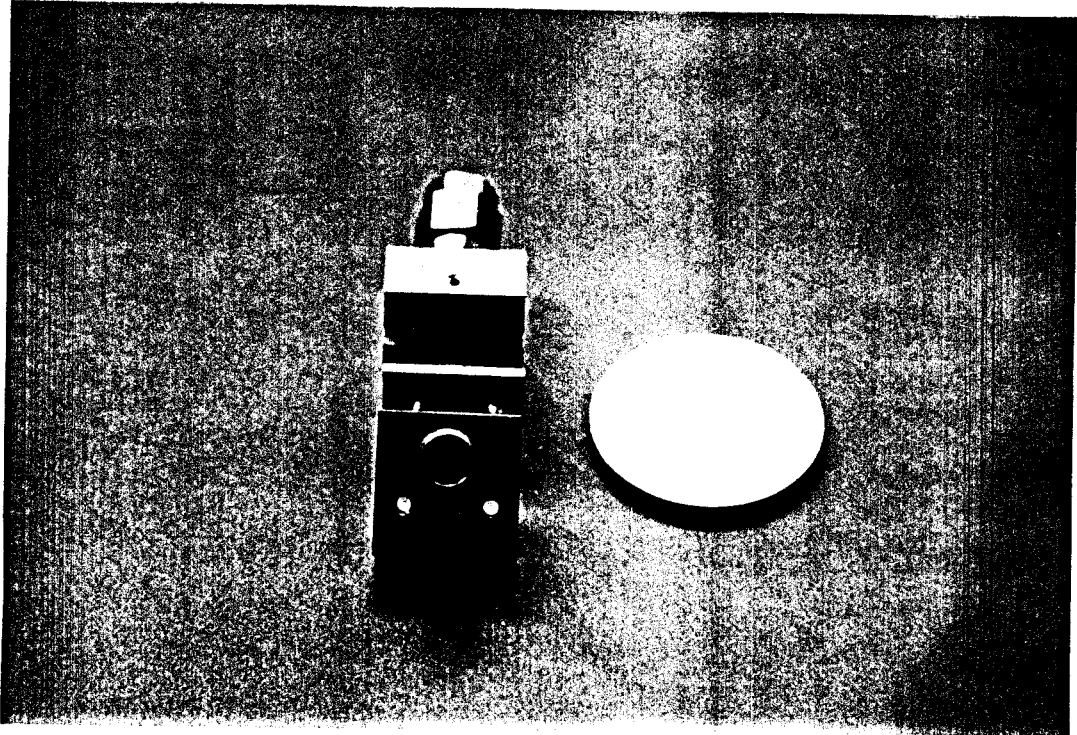
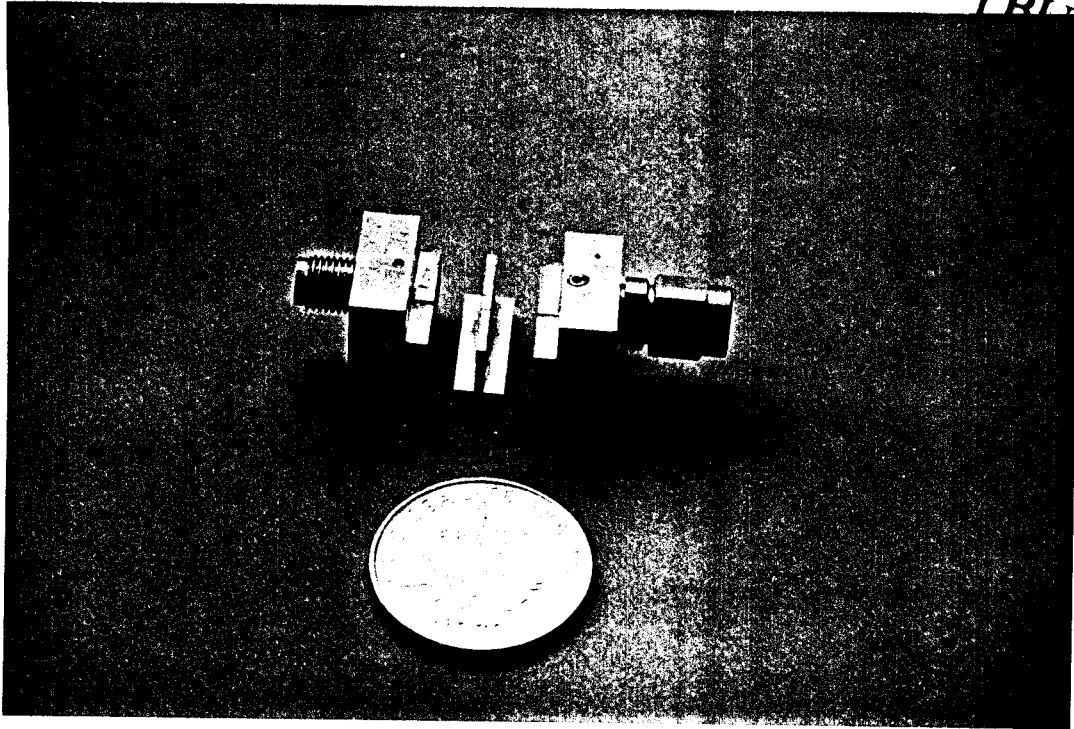


K Connector Launcher Assembly



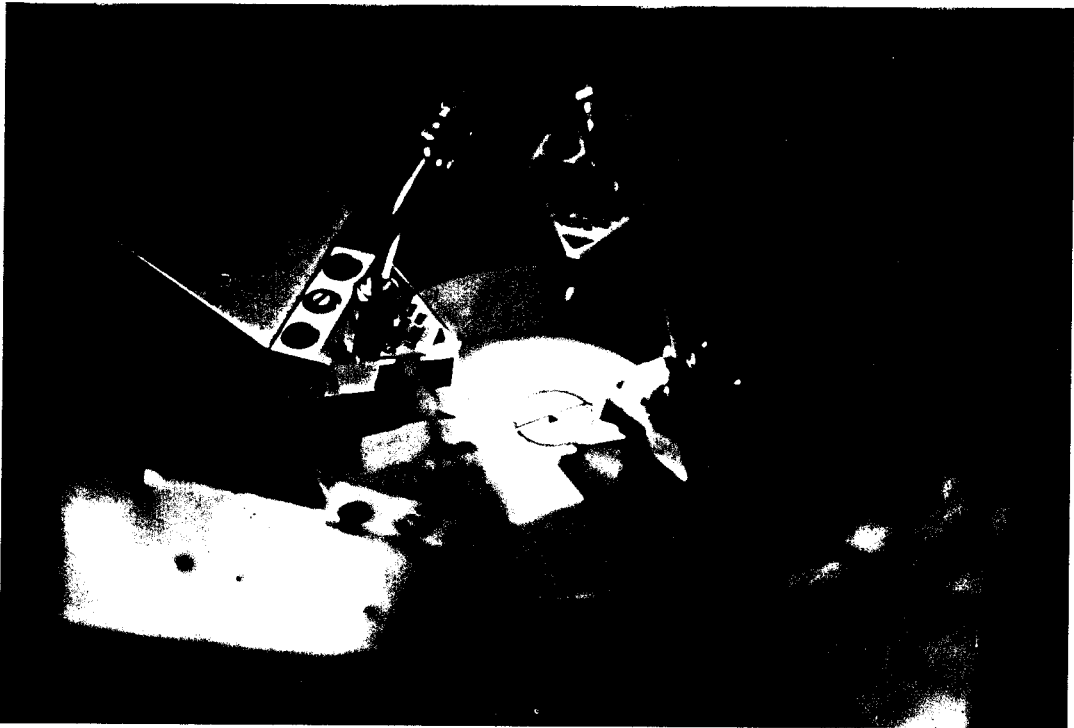
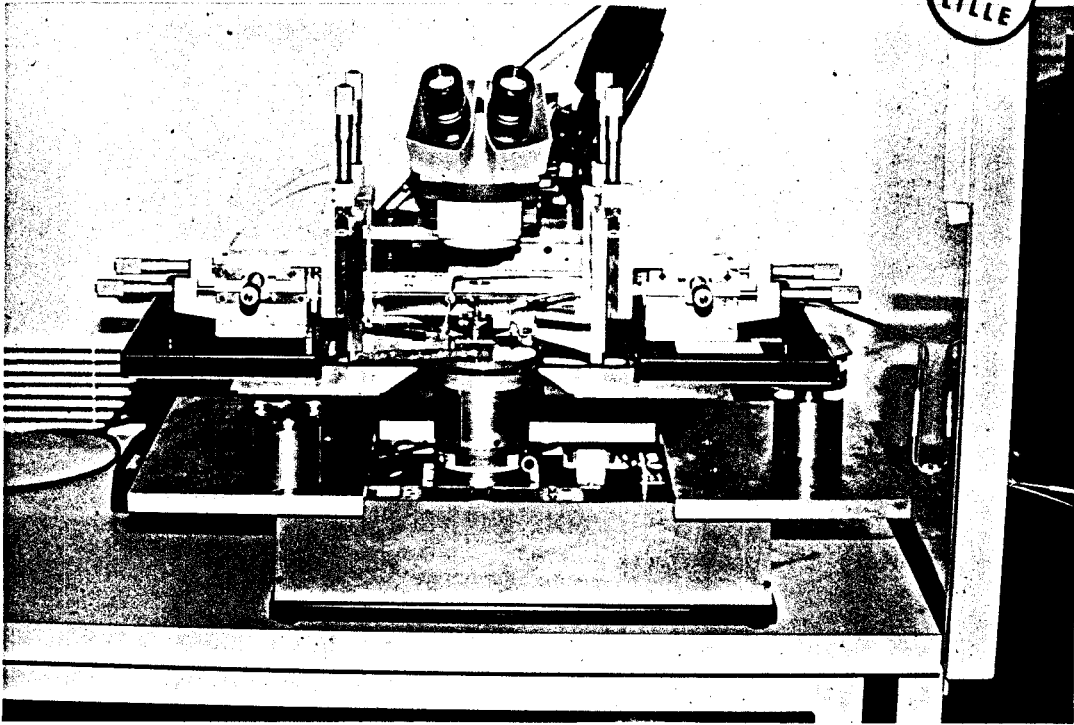
K Connector Launcher Assembly, Assembled

RL



CELLULE DE TEST 40 GHz

BU
LILLE



SYSTEME DE MESURES SOUS POINTES 26.5 GHz

RESUME

Les caractérisations hyperfréquences des composants à effet de champ et l'analyse de leurs performances et caractéristiques micro-ondes, doivent remplir différents objectifs :

- mieux comprendre et quantifier les relations entre les paramètres électriques et technologiques.
- valider les divers modèles théoriques.
- permettre une conception précise des circuits intégrés monolithiques ou hybrides microondes.

Ce mémoire présente une étude théorique et expérimentale des méthodes et moyens de caractérisations hyperfréquences des composants à effet de champ.

Une étude des techniques d'étalonnage adaptées au transistor à effet de champ, est effectuée dans le premier chapitre.

Dans le second chapitre, nous décrivons une méthode d'extraction directe du schéma équivalent "petit signal".

La conception, la réalisation et les performances d'une cellule de test 40GHz adaptée aux mesures de TEC sont présentées dans le troisième chapitre. Dans cette partie, nous décrivons également la mise en oeuvre d'un système de mesures hyperfréquences sous pointes. Toute cette étude est validée par de nombreux résultats expérimentaux concernant les schémas équivalents et les performances hyperfréquences de nombreux transistors submicroniques.

MOTS-CLES

TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP, PARAMETRES [S], ETALONNAGE, SCHEMA EQUIVALENT, CELLULE DE TEST, ANALYSEUR DE RESEAUX, CARACTERISATION, POINTES HYPERFREQUENCES.

